



MÁSTER EN INGENIERÍA INDUSTRIAL

TRABAJO FIN DE MÁSTER
CONTROL DE CONVERTIDORES VSC GRID
FORMING PARA APLICACIONES EN
MICRORREDES

Autor: Alejandro Morillo-Velarde Moraleda

Director: Francisco Javier Renedo Anglada

Madrid

Declaro, bajo mi responsabilidad, que el Proyecto presentado con el título
Control de convertidores VSC grid forming para aplicaciones en microrredes
en la ETS de Ingeniería - ICAI de la Universidad Pontificia Comillas en el
curso académico 2020/21 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.: Alejandro Morillo-Velarde Moraleda

Fecha: 29 / 06 / 2021



Autorizada la entrega del proyecto

EL DIRECTOR DEL PROYECTO

Fdo.: Francisco Javier Renedo Anglada

Fecha: 29 / 6 / 2021



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

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

El autor D. ALEJANDRO MORILLO-VELARDE MORALEDA

DECLARA ser el titular de los derechos de propiedad intelectual de la obra: CONTROL DE CONVERTIDORES VSC GRID FORMING PARA APLICACIONES EN MICRORREDES, 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 exclusiva 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 29 de junio de 2021

ACEPTA

Fdo. 

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



MÁSTER EN INGENIERÍA INDUSTRIAL

TRABAJO FIN DE MÁSTER
CONTROL DE CONVERTIDORES VSC GRID
FORMING PARA APLICACIONES EN
MICRORREDES

Autor: Alejandro Morillo-Velarde Moraleda

Director: Francisco Javier Renedo Anglada

Madrid

CONTROL DE CONVERTIDORES VSC GRID FORMING PARA APLICACIONES EN MICRORREDES

Autor: Morillo-Velarde Moraleda, Alejandro.

Director: Renedo Anglada, Francisco Javier.

Entidad Colaboradora: ICAI – Universidad Pontificia Comillas

RESUMEN DEL PROYECTO

En este proyecto, se ha desarrollado un modelo de simulación en el entorno de Matlab/Simulink para una microrred de corriente alterna que está aislada, y cuya generación es distribuida y viene dada por convertidores VSC. Estos convertidores operan en el modo de control *grid forming*, manteniendo tensión en la microrred, y regulan su potencia activa mediante *droop* de frecuencia.

Palabras clave: microrredes, electrónica de potencia, VSC, *grid forming*, *droop*, máquina síncrona virtual

1. Introducción

Las microrredes son pequeñas redes eléctricas pensadas para la generación y consumo de energía a nivel local, y pueden operar interconectadas con la red principal, o de forma aislada como islas autosuficientes. En estas redes, la generación es distribuida y requiere del uso de convertidores electrónicos de potencia VSC. En este proyecto se estudia la operación de una microrred aislada sin generación convencional, donde se debe mantener tensión y frecuencia controlando los VSC en modo *grid forming*.

2. Definición del proyecto

El proyecto consiste en el desarrollo del modelo de simulación en Matlab/Simulink de la microrred para dos casos de estudio: el primero, con un solo VSC alimentando una carga, y el segundo, con tres VSC alimentando una microrred de arquitectura radial con varias cargas. Se diseña e implementa el modo de control *grid forming* en los VSC para que mantengan tensión nominal en su salida, y se añade el *droop* de frecuencia para la sincronización y el reparto de potencia. Este control se pone a prueba con la simulación de ambos casos de estudio, y se sacan una serie de conclusiones sobre la posibilidad de diseñar parámetros robustos con el método propuesto aquí.

3. Descripción del modelo/sistema/herramienta

El modelo del convertidor VSC usado es el de una fuente de tensión ideal con un filtro LC a la salida, mostrado por el esquema unifilar equivalente:

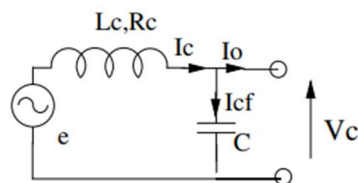


Figura 1. Modelado del VSC – esquema unifilar equivalente

El modo de control *grid forming* mantiene la tensión del condensador a tensión nominal. Este control se ha implementado según las indicaciones dadas en [1]:

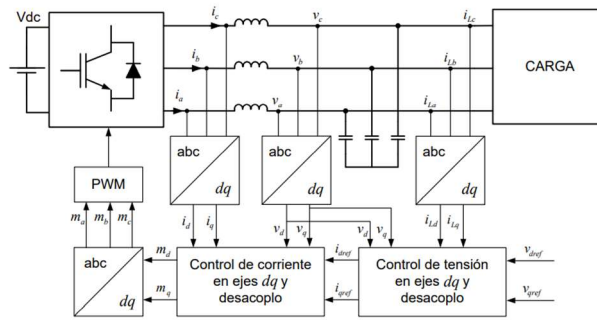


Figura 2. Esquema de control *grid forming*

El control se hace en un sistema de referencia dq dado por la transformada de Park. Es un control en cascada: se controla la corriente por la bobina para influir de forma indirecta en la tensión del condensador. Los bloques de control de tensión y corriente usan reguladores de tipo proporcional-integral (PI) y además se prealimentan las perturbaciones, que incluyen los efectos acoplados entre ejes inherentes a las coordenadas dq . Los parámetros de estos reguladores PI se diseñan para colocar los polos en lazo cerrado que den una respuesta rápida y amortiguada al mismo tiempo. Además, el diseño sólo tiene en cuenta el filtro LC de la máquina, e ignora las dinámicas de la microrred.

Se añade un *droop* de frecuencia que controla la potencia activa inyectada a la salida de la máquina. Este método es válido cuando la impedancia que une la máquina a la microrred es principalmente inductiva. El *droop* de frecuencia viene dado por la siguiente ecuación [2]:

$$f = f_0 - k_p \cdot (p - p_0) \cdot \frac{1}{1 + T_p \cdot s} \quad (1)$$

siendo f_0 la frecuencia nominal, p la potencia activa inyectada, y p_0 la referencia de potencia activa. Los parámetros a diseñar en esta capa de control son k_p , que determina la desviación máxima de frecuencia, y T_p , que es una constante de tiempo que añade efecto inercial.

Este *droop* de frecuencia hace que el convertidor se comporte como un generador síncrono, y es equivalente a la máquina síncrona virtual [3]. En el segundo caso de estudio, la implementación de este método en todos los VSC les permite repartirse la potencia activa y sincronizarse a una frecuencia única.

4. Resultados

En el primer caso de estudio, analizamos la respuesta temporal de la tensión y la corriente a cambios en la referencia de tensión:

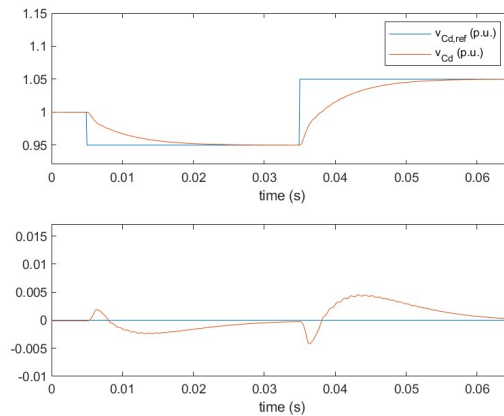


Figura 3. Caso 1 – Tensión en ejes dq

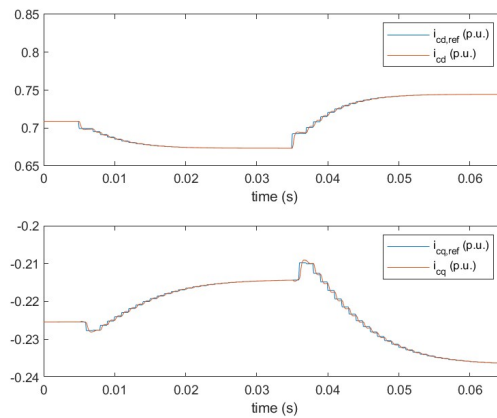


Figura 4. Caso 1 – Corriente en ejes dq

Se ha conseguido que la tensión se establezca en un tiempo de unos 20ms con una respuesta amortiguada. La corriente responde mucho más rápido (2ms) para que se vea como instantánea desde el punto de vista de la tensión, y tampoco presenta oscilaciones. Puesto que los resultados son buenos, los parámetros del control en este primer caso de estudio se mantienen para el segundo caso de estudio.

En el segundo caso de estudio, se introduce una desconexión y una conexión de carga en la microrred. La conexión de carga provoca oscilaciones en el módulo de la tensión que se prolongan durante unos 300ms, una duración mucho mayor que el tiempo de establecimiento que se tenía antes.

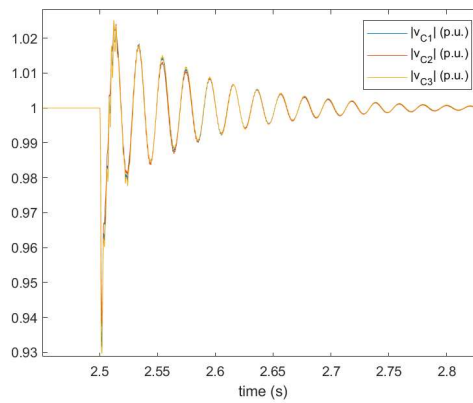


Figura 5. Caso 2 – Módulo de las tensiones tras conexión de carga

Por tanto, vemos que en una microrred más compleja el control no va a hacer exactamente lo que esperamos. A pesar de que el caso es estable y da buenos resultados, no descartamos que este diseño pueda dar lugar a otros casos inestables.

El *droop* de frecuencia cumple la función del reparto de potencia entre los VSC y la sincronización. La acción potencia-frecuencia se establece entre 0.5s y 1s.

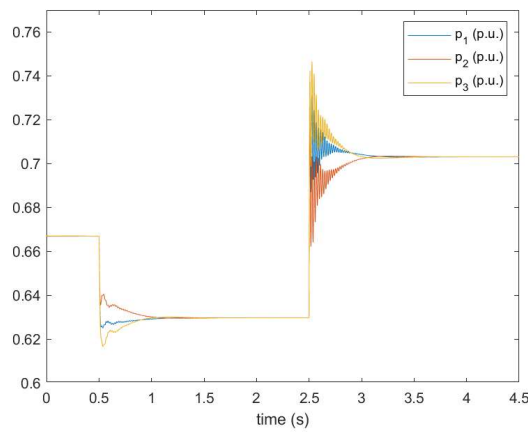


Figura 6. Caso 2 – Inyecciones de potencia activa

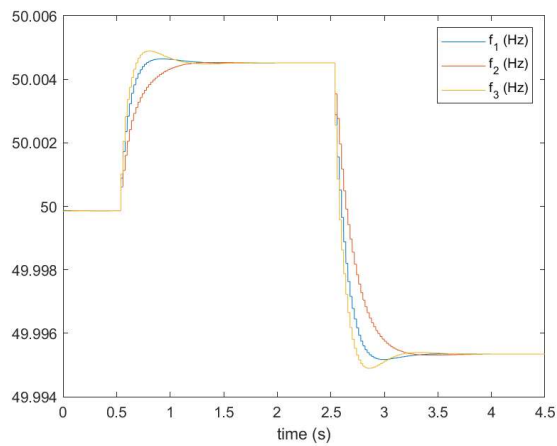


Figura 7. Caso 2 – Frecuencias

Usando los mismos parámetros de *droop* en todos los VSC, se consigue que su contribución a la potencia activa sea la misma. Se ve también que las frecuencias convergen a un valor único, haciendo que la frecuencia sea una característica común a toda la microrred.

5. Conclusiones

- Se ha demostrado la posibilidad de tener microrredes basadas enteramente en convertidores VSC *grid forming* con *droop* de frecuencia, gracias al entorno de simulación Matlab/Simulink.
- Se han diseñado los parámetros de control para tener respuestas rápidas y amortiguadas. Esto se cumple en el primer caso de estudio, pero no en el segundo caso de estudio en ciertas situaciones. Concluimos entonces que el diseño podría no ser extrapolable a todos los casos, aunque ha dado buenos resultados en este proyecto.
- Como hipótesis para explicar por qué ocurre esto, planteamos que el lazo de control de corriente debe ser lo suficientemente rápido para rechazar la perturbación provocada por la corriente de salida. Esta perturbación tendrá una forma distinta según el caso.

6. Referencias

- [1] A. García-Cerrada, J. L. Zamora Macho, M. Ochoa Giménez, L. Rouco Rodríguez, P. García González y J. Roldán Pérez, «Informe Técnico: Modelado y Control de Sistemas HVDC-VSC,» Proyecto ESP-LIDER, Madrid, 2013.
- [2] A. García-Cerrada, J. Renedo, F. Rodríguez y E. Bueno, «The Application of Power Electronics to Smart Grids. Simulation tools for AC/DC systems in smart grid applications,» Programa Redes Inteligentes de la Comunidad de Madrid, Madrid, 2016.
- [3] S. D'Arco y J. Suul, «Equivalence of Virtual Synchronous Machines and Frequency-Droops for Converter-Based MicroGrids,» *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, nº 1, pp. 394-395, 2014.

CONTROL OF GRID FORMING VSC CONVERTERS FOR MICROGRID APPLICATIONS

Author: Morillo-Velarde Moraleda, Alejandro.

Supervisor: Renedo Anglada, Francisco Javier.

Collaborating Entity: ICAI – Universidad Pontificia Comillas

ABSTRACT

In this project, a simulation model in the Matlab/Simulink environment has been developed for an isolated AC microgrid, in which the power generation is given by Distributed Energy Resources (DER) through the use of VSC converters. These converters operate in their *grid forming* control mode, maintaining the voltage in the microgrid, and also regulate their active power injections by use of a frequency *droop*.

Keywords: microgrids, power electronics, VSC, *grid forming*, *droop*, virtual synchronous machine

1. Introduction

Microgrids are small-scale electric grids intended for local power generation and consumption, and they can operate interconnected with the utility grid, or in an isolated way as self-sufficient islands. In these grids, power generation is given by DERs and require the use of VSC power converters. In this project we study the operation of an isolated microgrid that has no conventional generation, where the voltage and frequency must be maintained by controlling the VSCs in their *grid forming* mode.

2. Project definition

The project consists in the development of a simulation model in the Matlab/Simulink environment of the microgrid for two case studies: the first one, with only a VSC feeding a load, and the second one, with three VSCs feeding a microgrid of radial architecture with several loads. We design and implement the *grid forming* control mode in the VSCs such that their output voltage is kept at nominal value, and a frequency *droop* is added for synchronization and power sharing purposes. This control is put to the test by simulating both case studies, and a series of conclusions are made about the possibility of designing robust parameters with the method proposed here.

3. Description of the model/system/tool

The model for the VSC converter used is that of an ideal voltage source with an output LC filter, as shown by the equivalent one-line diagram:

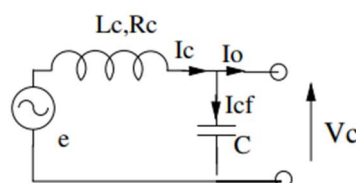


Figure 1. VSC modelling – equivalent one-line diagram

The *grid forming* control mode keeps the capacitor voltage at nominal value. This control has been implemented following the indications in [1]:

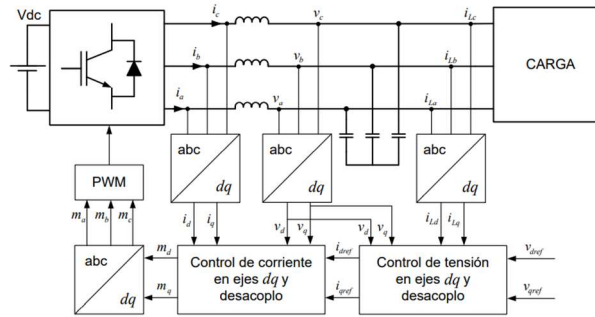


Figure 2. *Grid forming* control scheme

The control is done in a dq reference frame given by the Park transformation. It is a cascaded control: the reactor current is controlled to influence the capacitor voltage indirectly. The voltage control and current control blocks use proportional-integral (PI) regulators, and the disturbances are fed-forward to the control variables. These disturbances include the cross-coupling effects between the two axes inherent to the dq frame. The parameters of the PI regulators are tuned in order to achieve a closed-loop pole location that will give a time response which is both fast and damped. Furthermore, the design considers the LC filter of the machine only, ignoring the dynamics of the microgrid.

A frequency *droop* is added to control the active power injected at the output of the machine. This method is valid if the impedance that links the machine with the microgrid is mainly inductive. The frequency *droop* is given by the following equation [2]:

$$f = f_0 - k_p \cdot (p - p_0) \cdot \frac{1}{1 + T_p \cdot s} \quad (1)$$

where f_0 is the nominal frequency, p is the injected active power, and p_0 is the active power reference value. The designed parameters in this control layer are k_p , which determines the maximum frequency deviation, and T_p , which is a time constant that adds an inertial effect.

This frequency *droop* makes the converter behave like a synchronous generator, and is equivalent to the virtual synchronous machine [3]. In the second case study, the implementation of this method in all VSCs allows for active power sharing and synchronization.

4. Results

In the first case study, we analyze the time response of the voltage and the current to a change in the voltage reference value:

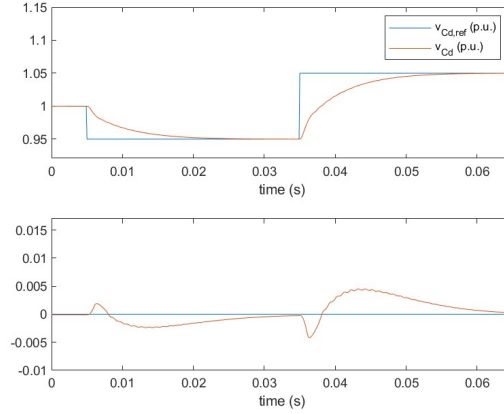


Figure 3. Case 1 – Voltage in the dq frame

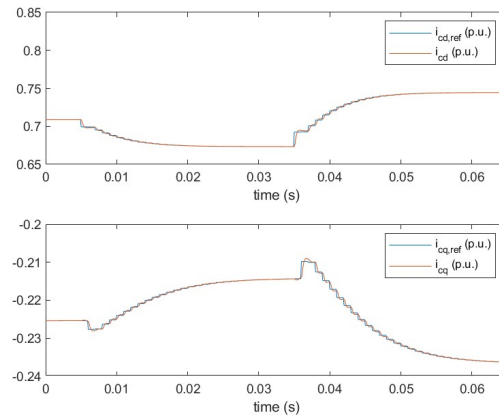


Figure 4. Case 1 – Current in the dq frame

We achieve a voltage response which is settled in 20ms and is also damped. The current responds much faster (2ms) so that it will be seen as instantaneous from the point of view of the voltage, and it does not present oscillations either. Since the results are positive, the tuned parameters from this case study are kept for the second case study.

In the second case study, a load disconnection and a load connection are introduced in the microgrid. The load connection causes oscillations in the module of the voltage which last for 300ms, a much longer duration than the settling time we had before.

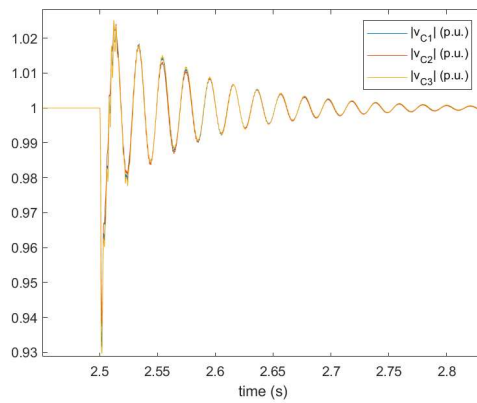


Figure 5. Case 2 – Voltage modules after load connection

Therefore, we see that in a more complex microgrid the control will not perform exactly as intended. Although the case is stable and gives good results, we cannot rule out that this tuning of the parameters could lead to other unstable cases.

The frequency *droop* serves its purpose of sharing the power between the VSCs and synchronizing them. The power-frequency action settles between 0.5s and 1s.

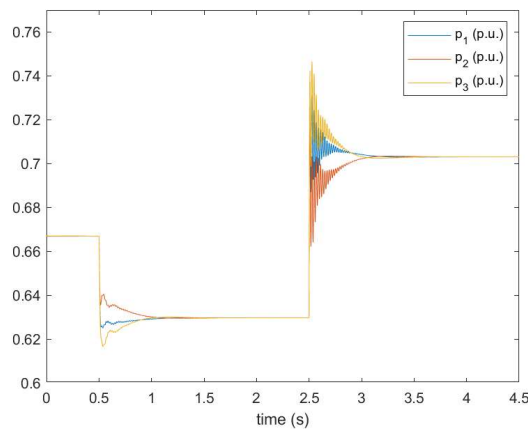


Figure 6. Case 2 – Active power injections

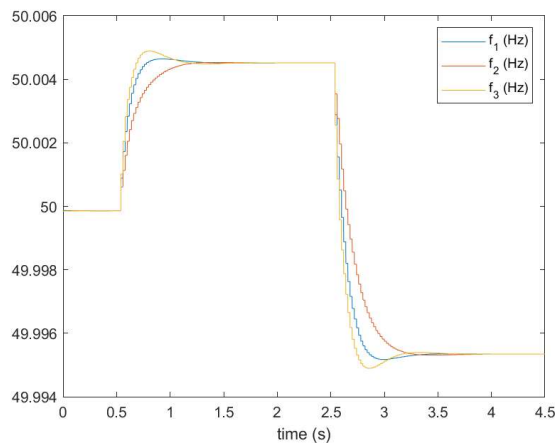


Figure 7. Case 2 – Frequencies

By using the same *droop* parameters in all VSCs, we manage to make their contribution to the active power equal. We also see that the frequencies converge to a single value, making the frequency a common characteristic for the whole microgrid.

5. Conclusions

- The possibility of having microgrids entirely based on *grid forming* VSC converters with frequency *droop* has been proven, thanks to the Matlab/Simulink simulation environment.
- The control parameters have been tuned in order to achieve a fast and damped response. This holds true for the first case study, but not for the second one depending on the situation. We thus conclude that this design might not be fit for all cases, even though it has given good results in this project.
- As a hypothesis for why this happens, we ponder that the current control loop must act fast enough to reject the disturbance caused by the output current. This disturbance will have a different shape depending on the case.

6. References

- [1] A. García-Cerrada, J. L. Zamora Macho, M. Ochoa Giménez, L. Rouco Rodríguez, P. García González y J. Roldán Pérez, «Informe Técnico: Modelado y Control de Sistemas HVDC-VSC,» Proyecto ESP-LIDER, Madrid, 2013.
- [2] A. García-Cerrada, J. Renedo, F. Rodríguez y E. Bueno, «The Application of Power Electronics to Smart Grids. Simulation tools for AC/DC systems in smart grid applications,» Programa Redes Inteligentes de la Comunidad de Madrid, Madrid, 2016.
- [3] S. D'Arco y J. Suul, «Equivalence of Virtual Synchronous Machines and Frequency-Droops for Converter-Based MicroGrids,» *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, nº 1, pp. 394-395, 2014.

Índice de la memoria

Capítulo 1. Introducción	7
1.1 Motivación	7
1.2 Objetivos	9
1.3 Recursos a emplear.....	9
1.4 Organización de la memoria.....	10
Capítulo 2. Trabajo previo.....	11
2.1 Modos de control de VSC	11
2.2 Jerarquía de control de microrredes	13
Capítulo 3. Modelado y control de VSC grid forming.....	15
3.1 Transformada de Clarke-Park.....	15
3.2 Magnitudes unitarias y potencia eléctrica	20
3.3 Modelado del VSC	23
3.4 Control de tensión del condensador en ausencia de red	26
3.4.1 'Grid forming' con control en cascada desacoplado.....	26
3.4.2 Lazo interno de corriente	28
3.4.3 Lazo externo de tensión.....	32
3.4.4 Resistencia virtual en el lazo de corriente.....	37
3.4.5 Dificultades del control en cascada con desacoplo de ejes	39
3.5 Regulación primaria mediante droop	39
Capítulo 4. Caso de estudio 1: VSC alimentando microrred pasiva.....	47
4.1 Descripción del caso.....	47
4.2 Escenario 1.1: Respuesta a escalón en referencia de tensión	48
4.3 Escenario 1.2: Respuesta a variación de frecuencia.....	53
4.4 Escenario 1.3: Respuesta a conexión/desconexión de carga	58
Capítulo 5. Caso de estudio 2: Microrred aislada alimentada por varios VSC.....	63
5.1 Descripción del caso.....	63
5.2 Escenario 2.1: Respuesta de la microrred a variación en la demanda.....	65
Capítulo 6. Conclusiones.....	72

<i>Capítulo 7. Bibliografía.....</i>	<i>74</i>
<i>Apéndice I: Objetivos de Desarrollo Sostenible</i>	<i>76</i>

Índice de figuras

Figura 2.1. Esquema del <i>grid following</i> visto en [1]	11
Figura 2.2. Esquema del <i>grid forming</i> visto en [1].....	12
Figura 2.3. Esquema de la jerarquía de control de microrredes visto en [1].....	13
Figura 3.1. Señales de un conjunto trifásico equilibrado	16
Figura 3.2. Representación visual del cambio de base en la transformada de Clarke. a) En tres dimensiones. b) En vista sobre plano XY.....	17
Figura 3.3. Señales de un conjunto trifásico equilibrado al que se aplica la transformada de Clarke	18
Figura 3.4. Representación visual del giro $\theta = \omega.t$ en la transformada de Park	18
Figura 3.5. Convertidor fuente de tensión trifásico en topología ‘half-bridge’. Tomada y adaptada de [3].....	23
Figura 3.6. Esquema unifilar equivalente del VSC como fuente de tensión ideal con filtro LC. Tomada de [5].....	25
Figura 3.7. Vista general del VSC con control de tensión en cascada desacoplado (<i>grid-forming</i>). Tomada de [5].	28
Figura 3.8. Diagrama de bloques detallado del bloque de control de corriente	32
Figura 3.9. Diagrama de bloques detallado del bloque de control de tensión.....	36
Figura 3.10. Diagrama de bloques de una rama RL modificada añadiendo resistencia virtual al controlador (coordenadas <i>dq</i>).....	38
Figura 3.11. Dos VSC controlados en tensión aportando potencia a una carga mantenida a la tensión de la red principal. Tomada de [8].	40
Figura 3.12. Recta característica del droop de frecuencia para $\Delta f = 1\%.f_0$ ($P_0 = 0$). Tomada de [9].....	44
Figura 3.13. Recta característica del droop de tensión para $\Delta u = 4\%.u_0$ ($Q_0 = 0$). Tomada de [9].....	46

Figura 4.1. Caso de estudio 1: VSC operado en modo grid-forming con transformador alimentando una carga. Tomada y adaptada de [5].	47
Figura 4.2. Escenario 1.1 – Seguimiento de las referencias de tensión (coordenadas dq) ..	50
Figura 4.3. Escenario 1.1 – Seguimiento de las referencias de corriente (coordenadas dq)	50
Figura 4.4. Escenario 1.1 – Módulo de la tensión del condensador trifásico y tensiones en las fases.....	51
Figura 4.5. Escenario 1.1 – Módulo de la corriente de la bobina trifásica y corrientes en las fases	51
Figura 4.6. Escenario 1.1 – Módulo del mando de tensión del VSC y mandos en las fases	52
Figura 4.7. Escenario 1.1 – Inyecciones de potencia activa y reactiva	52
Figura 4.8. Escenario 1.1 – Frecuencia	53
Figura 4.9. Escenario 1.2 – Seguimiento de las referencias de tensión (coordenadas dq) ..	55
Figura 4.10. Escenario 1.2 – Seguimiento de las referencias de corriente (coordenadas dq)	55
Figura 4.11. Escenario 1.2 – Módulo de la tensión del condensador trifásico y tensiones en las fases.....	56
Figura 4.12. Escenario 1.2 – Módulo de la corriente de la bobina trifásica y corrientes en las fases.....	56
Figura 4.13. Escenario 1.2 – Módulo del mando de tensión del VSC y mandos en las fases	57
Figura 4.14. Escenario 1.2 – Inyecciones de potencia activa y reactiva	57
Figura 4.15. Escenario 1.2 – Frecuencia	58
Figura 4.16. Escenario 1.3 – Seguimiento de las referencias de tensión (coordenadas dq)	59
Figura 4.17. Escenario 1.3 – Seguimiento de las referencias de corriente (coordenadas dq)	60
Figura 4.18. Escenario 1.3 – Módulo de la tensión del condensador trifásico y tensiones en las fases.....	60
Figura 4.19. Escenario 1.3 – Módulo de la corriente de la bobina trifásica y corrientes en las fases.....	61
Figura 4.20. Escenario 1.3 – Módulo del mando del VSC y mandos en las fases	61

Figura 4.21. Escenario 1.3 – Inyecciones de potencia activa y reactiva	62
Figura 4.22. Escenario 1.3 – Frecuencia	62
Figura 5.1. Caso de estudio 2: microrred alimentada por tres VSC operados en modo <i>grid forming</i> con <i>droop</i> de frecuencia. Tomada de [11].	63
Figura 5.2. Escenario 2.1 – Módulos de las tensiones.....	67
Figura 5.3. Escenario 2.1 – Módulos de las tensiones, <i>zoom</i> desconexión carga 4b.....	68
Figura 5.4. Escenario 2.1 – Módulos de las tensiones, <i>zoom</i> conexión carga 4c	68
Figura 5.5. Escenario 2.1 – Módulos de las corrientes.....	69
Figura 5.6. Escenario 2.1 – Frecuencias.....	69
Figura 5.7. Escenario 2.1 – Inyecciones de potencia activa (p.u. nominales).....	70
Figura 5.8. Escenario 2.1 – Inyecciones de potencia activa (MW).....	70
Figura 5.9. Escenario 2.1 – Inyecciones de potencia reactiva (MVar).....	71
Figura A.1. Objetivos de desarrollo sostenible de Naciones Unidas.....	76

Índice de tablas

Tabla 4.1. Datos del control de tensión en cascada	48
Tabla 5.1. Datos de los VSC en la microrred	64
Tabla 5.2. Datos de impedancia de líneas en la microrred. $U_b = 13.8\text{kV}$, $S_b = 10\text{ MVA}$...	64
Tabla 5.3. Datos de impedancia de cargas en la microrred. $U_b = 13.8\text{kV}$, $S_b = 10\text{ MVA}$...	65

Capítulo 1. INTRODUCCIÓN

1.1 MOTIVACIÓN

Las microrredes son redes eléctricas que existen al margen de la red principal de un país, pensadas para cubrir las necesidades energéticas de pequeñas zonas aisladas. Comprenden fuentes de energía distribuidas (DER, de *Distributed Energy Resource* en inglés), electrónica de potencia como interfaz de éstas, sistemas de almacenamiento, sistemas de distribución en baja tensión, una infraestructura de comunicaciones local y un controlador central que organiza sus recursos energéticos. La ventaja de este tipo de redes se encuentra en la posibilidad de usar generación distribuida y de operar autónomamente al desconectarse de la red principal, quedando como islas autosuficientes. Las microrredes pueden operar de forma interconectada y de forma aislada. Por tanto, son sistemas eléctricos dotados de resiliencia. Además, las pérdidas en la transmisión son menores debido a las cortas distancias inherentes al tamaño de las zonas geográficas donde se usan microrredes. Combinando esto con la integración de energías renovables y la capacidad del controlador central de optimizar la utilización de los recursos, las microrredes ofrecen una solución innovadora en un contexto en el que se busca la eficiencia energética y reducir las emisiones de gases de efecto invernadero como el CO₂.

En este proyecto se trata el uso de convertidores electrónicos de potencia como interfaz de las diferentes fuentes de energía de una microrred. Los convertidores son necesarios con tecnologías de generación que producen electricidad en corriente continua (DC) o que usan un almacenamiento intermedio, puesto que la transmisión es en alterna (AC) trifásica. Por ejemplo, las celdas de combustible o los paneles fotovoltaicos generan electricidad DC; los aerogeneradores generan electricidad AC que debe ser rectificadas a DC y posteriormente reconvertida a AC para igualar la frecuencia de la red. Los convertidores empleados para esta tarea se denominan VSC (de *Voltage Source Converter* en inglés), y están diseñados para soportar altas tensiones gracias al uso de transistores de puerta aislada (IGBT). Los



VSC bloquean la tensión permitiendo el paso de la corriente en ambos sentidos, por lo que se usan como fuentes de tensión alterna trifásica que deben ser filtradas primero por bobinas y condensadores (filtros L, LC o LCL). Otra de sus características es que la conmutación de los transistores es autónoma y no depende de una red AC, permitiendo el control rápido de su potencia activa y reactiva.

El control de los convertidores VSC se ha estudiado en los últimos años siguiendo dos grandes paradigmas: el *grid following* (o *grid feeding*) y el *grid forming*. En este proyecto se estudia la viabilidad teórica del *grid forming* en una microrred desconectada de la red principal y en la que toda la generación está basada en convertidores VSC y no hay generación convencional. Como se explica en el capítulo 2, en esta situación se debe emplear el *grid forming* para imponer tensión y frecuencia en una red que no está previamente energizada. Con este fin, se desarrolla un modelo de simulación de la microrred en el entorno Matlab/Simulink que comprende cargas, interruptores, líneas de transmisión y VSC modelados como fuentes de tensión ideales con sus respectivos filtros LC, transformadores y aparatos de medida para el control en lazo cerrado. En este modelo de simulación, el circuito eléctrico está construido directamente con bloques de la librería *powerlib* (anteriormente *SymPowerSystems*), en lugar de modelar sus dinámicas con un diagrama de bloques clásico. Esto hace más sencilla la tarea de realizar cambios, lo que resulta en un simulador flexible y fácil de utilizar.

Distinguimos dos casos de estudio. El primero es una microrred en la que un único VSC alimenta una carga. En este caso se hace una primera validación del modo de control *grid forming*. El segundo es una microrred de varios buses con múltiples cargas y VSC conectados, donde la estabilidad está más comprometida y los convertidores deben realizar la tarea adicional de sincronización y reparto de la potencia mediante un control suplementario de *droop* con el que se emula el comportamiento de una máquina síncrona (máquinas síncronas virtuales).

1.2 OBJETIVOS

Los objetivos del proyecto se pueden resumir en la siguiente lista:

- Desarrollo de un modelo de simulación funcional en el entorno Matlab/Simulink para el circuito del primer caso de estudio (VSC alimentando una carga).
- Implementación de un algoritmo de control en lazo cerrado en el VSC siguiendo los esquemas del *grid forming*. Propuesta de diseño de los parámetros asegurando rapidez y estabilidad. Validación de este esquema de control y respuesta a perturbaciones y cambios en las variables de referencia (régimen transitorio).
- Adición del control suplementario de *droop* al primer caso de estudio. Comprobación del adecuado funcionamiento de éste.
- Desarrollo de un modelo de simulación final para el segundo caso de estudio, con varios VSC *grid forming* + *droop*. Ajuste de los parámetros de *droop*. Comprobación de la estabilidad, reparto de potencia y sincronización de frecuencia de todos los convertidores.

Cada objetivo se sigue lógicamente del anterior. El proyecto se da por concluido cuando se cumple el último de los objetivos listados, teniendo un caso de microrred estable con varios VSC *grid forming* que se sincronizan y se reparten la potencia mediante *droop*.

1.3 RECURSOS A EMPLEAR

El proyecto requiere de los siguientes recursos:

- Un ordenador portátil compatible con la versión 19b de Matlab/Simulink.
- Una licencia de Mathworks para Matlab/Simulink, en este caso, garantizada al autor en su condición de alumno de la universidad.
- El entorno de programación y simulación de sistemas dinámicos Matlab/Simulink en su versión 19b.

- La librería de bloques *powerlib* de Simulink, instalada por defecto con el paquete completo de descarga.

1.4 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA

La memoria del proyecto contiene 6 capítulos. El primer capítulo es la introducción, en la que se ha explicado la motivación, los objetivos y los recursos a emplear. En el segundo se hace una revisión de lo que propone la bibliografía existente en cuanto a la jerarquía de control de microrredes y la categorización de los VSC según su esquema de control. En el tercer y más largo capítulo del documento, primero se exponen las herramientas conceptuales para el control de VSC, para después explicar en detalle el esquema de control *grid forming* y cómo se han diseñado los parámetros, y adicionalmente el control suplementario de *droop*. Este capítulo es una guía para entender las ecuaciones en las que se basa la implementación del control del VSC en Simulink. Los capítulos cuarto y quinto describen los dos casos de estudio del proyecto y muestran los resultados de cada uno. Finalmente, en el sexto capítulo se encuentran las conclusiones sacadas del proyecto, seguidas por el séptimo capítulo donde se recopilan las referencias bibliográficas.

Capítulo 2. TRABAJO PREVIO

2.1 MODOS DE CONTROL DE VSC

Los modos de control del VSC se dividen a grandes rasgos en dos paradigmas: el *grid following/grid feeding* y el *grid forming*. En [1] se ha hecho una revisión de ambos conceptos, que siguen filosofías distintas con propósitos igualmente distintos.

Grid following

El *grid following* (referenciado como *grid feeding* en [1]) consiste en controlar la corriente que se inyecta en el bus de una red fuerte: la tensión en el punto de conexión varía poco con la acción del propio convertidor. La potencia activa y reactiva se pueden controlar directamente a través la corriente inyectada, y esta debe estar sincronizada con la tensión del punto de conexión mediante un PLL. Por tanto, este modo contiene: un PLL que mide la tensión y la frecuencia de la red, una etapa de potencia que calcula las referencias de corriente, y un lazo de control de corriente que actúa sobre el convertidor para seguir estas referencias. Esto se puede ver en la Figura 2.1.

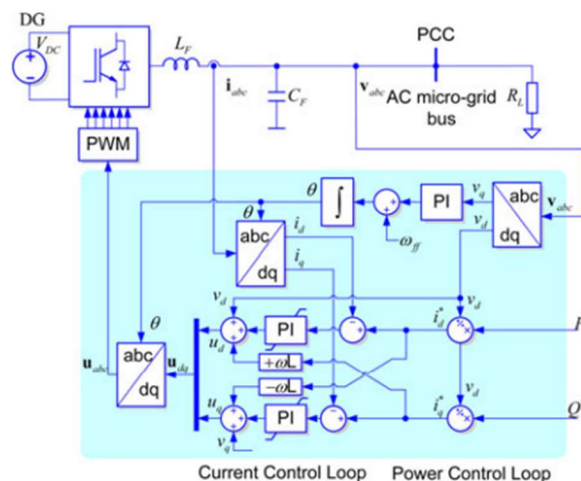


Figura 2.1. Esquema del *grid following* visto en [1]

Este tipo de control se hace en un sistema de referencia dq dado por la transformada de Park que se explica en el capítulo 3. Los VSC controlados en *grid following* no son compatibles con redes pasivas, es decir, sin elementos que impongan tensión y frecuencia como lo son los generadores síncronos o los VSC controlados en *grid forming*.

Grid forming

El *grid forming* consiste en controlar la tensión de salida de la máquina (condensador del filtro LC). A diferencia del *grid following*, las referencias tanto en frecuencia como en tensión son internas y no dependen de medidas en la red. No se requiere un PLL. Este control es un control en cascada con un lazo externo de tensión que calcula la referencia de corriente a inyectar en el condensador, y un lazo interno de corriente subordinado similar al del *grid following*. Esto se ve en la Figura 2.2.

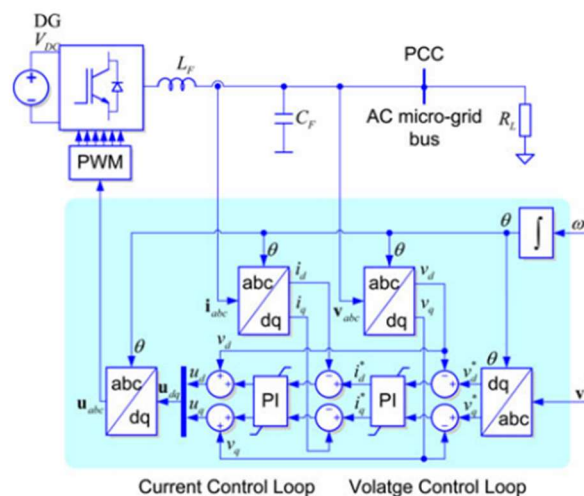


Figura 2.2. Esquema del *grid forming* visto en [1]

Con este modo de control, se mantiene siempre la tensión de salida de la máquina y se puede energizar la red pasiva. En ausencia de generación convencional, cuando la microrred opera desconectada de la red principal, es necesario al menos un VSC *grid forming* para mantener la tensión y evitar el colapso. Si esto se cumple, el resto de VSC pueden operar en modo de corriente.

Existe una tercera clasificación de los modos de control de VSC llamada *grid supporting*, relacionada con los ‘servicios auxiliares’ (*ancillary services*). En realidad, esta clasificación es añadida a uno de los dos modos mencionados arriba. En el caso de este proyecto, nuestros VSC serán al mismo tiempo *grid forming* y *grid supporting*, siendo el servicio auxiliar en cuestión la regulación de la potencia activa y reactiva a través de controles suplementarios de *droop*. Esto permite a los VSC participar en el reparto de la potencia tanto en una microrred interconectada como en una microrred aislada. El *droop* hace que el convertidor adquiera las características de una máquina síncrona virtual [2].

2.2 JERARQUÍA DE CONTROL DE MICRORREDES

En [1] también se ha hecho una revisión de la jerarquía de control en las microrredes, similar al control de los sistemas eléctricos tradicionales en tres niveles: primario, secundario y terciario. Cada nivel actúa en horizontes de tiempo más grandes que el anterior. En la Figura 2.3 se muestra un esquema de los niveles de control.

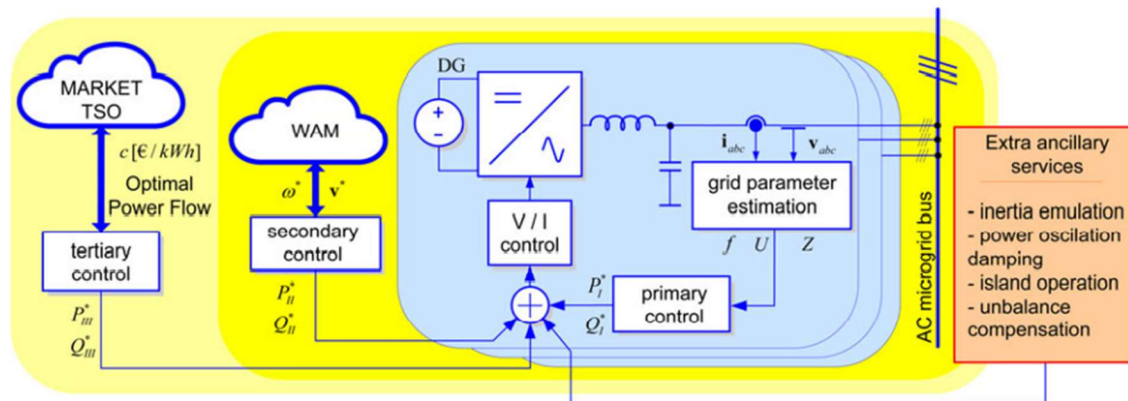


Figura 2.3. Esquema de la jerarquía de control de microrredes visto en [1]

El objetivo de los tres niveles es el siguiente:

Nivel primario: se encarga de controlar las variables locales de cada unidad generadora. Esto incluye seguir las referencias de tensión o corriente (*grid forming* vs *grid following*) y participar en la regulación de la potencia modificando estas referencias y la frecuencia

(*droop* en un VSC *grid forming* como el de nuestro caso). En este proyecto sólo se atiende a un nivel primario de control distribuido entre los VSC de la microrred. Este nivel es el más rápido de los tres y sus controles más rápidos actúan en el orden de milisegundos.

Nivel secundario: aplica correcciones a las referencias de potencia del nivel primario con el objetivo de mantener valores nominales de tensión y frecuencia en la microrred. Controla el perfil de tensiones en los buses AC de la microrred para que se encuentren dentro de sus límites operacionales y coordina la acción de unidades generadoras en una misma área mediante un sistema de comunicaciones. Este nivel actúa en el orden de minutos.

Nivel terciario: optimiza la operación global de la microrred. En función de la demanda y del coste de cada unidad generadora, calcula un flujo de cargas óptimo a partir del cual asigna las referencias de potencia al nivel primario. Normalmente el criterio a seguir para esto es económico. También restaura la reserva secundaria o bien toma las funciones del nivel secundario cuando esta se agota. Este nivel es el más lento y actúa en el orden de horas.

Capítulo 3. MODELADO Y CONTROL DE VSC GRID

FORMING

3.1 TRANSFORMADA DE CLARKE-PARK

La transformada de Clarke-Park es una herramienta fundamental para el control de los sistemas eléctricos de corriente alterna trifásica. Las señales de tensión y corriente presentes en estos circuitos son ondas senoidales, lo cual hace difícil interpretar el estado del sistema a partir de su valor instantáneo. La utilidad de la transformada de Clarke-Park es la de poder medir estas ondas y convertirlas en algo sencillo de interpretar. Si el conjunto trifásico es equilibrado, las señales resultantes de aplicar la transformada de Clarke-Park son constantes en el tiempo en régimen permanente. Esta propiedad sienta las bases para controlar el VSC mediante algoritmos de control lineales (control proporcional-integral).

La transformada de Clarke-Park se divide en dos pasos, al igual que debe su nombre a dos autores distintos. Robert H. Park propuso la transformación completa en 1929 basándose en el trabajo previo de Edith Clarke. Ambas transformadas, la de Clarke y la de Park, se exponen a continuación.

Ténganse unas tensiones en fases A, B y C de un circuito trifásico equilibrado, a las que llamamos V_A , V_B y V_C . Para el correcto funcionamiento de la transformación, las fases están ordenadas de modo que V_B es la fase con retraso y V_C la fase con adelanto (Figura 3.1).

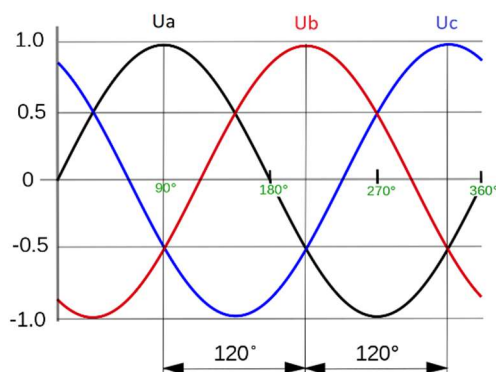


Figura 3.1. Señales de un conjunto trifásico equilibrado

Un vector en el espacio tridimensional cuyas componentes son las tensiones en las fases describe en el tiempo una circunferencia contenida en un plano concreto que contiene también el origen de coordenadas. La ecuación de dicho plano se deduce fácilmente de una propiedad de los conjuntos trifásicos equilibrados:

$$V_A + V_B + V_C = 0 \quad (3.1)$$

Por lo que este plano es el (1,1,1). La transformada de Clarke es un cambio del sistema de referencia a otro con 2 ejes contenidos en el plano en cuestión y un tercero perpendicular al mismo. Se pasa del sistema de referencia *ABC* al sistema de referencia de Clarke que llamamos $\alpha\beta\gamma$ o *XYZ* según la literatura, como se ve en la Figura 3.2. También se aprecia el plano por el que viaja el vector de tensiones en el hexágono delimitado por líneas discontinuas.

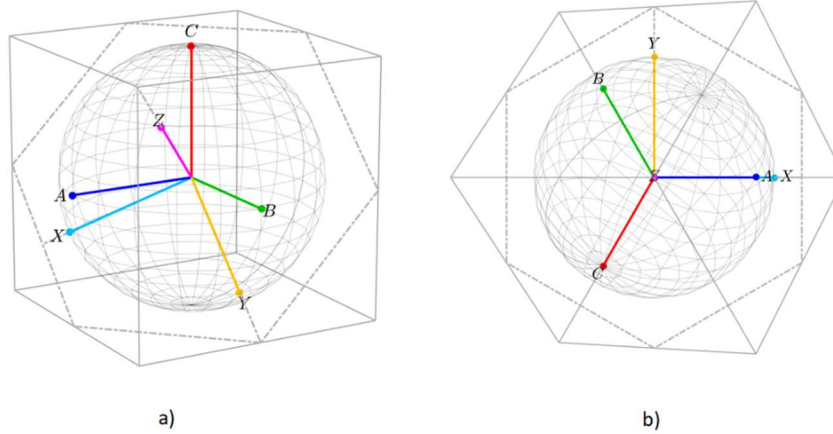


Figura 3.2. Representación visual del cambio de base en la transformada de Clarke. a) En tres dimensiones. b) En vista sobre plano XY.

El vector de tensiones proyectado sobre los nuevos ejes XYZ da lugar a las tensiones V_X , V_Y y V_Z . El cambio de base se opera en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_X \\ V_Y \\ V_Z \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Existen dos transformadas de Clarke: la variante en potencia (*power variant*) y la invariante en potencia (*power invariant*). Estas difieren sólo en el coeficiente que multiplica la matriz en (3.2), es decir, en la longitud de los nuevos ejes, pero no en su dirección. Aquí se está utilizando la transformada invariante en potencia, que, como se aprecia en la esfera de la Figura 3.2, conserva las longitudes de los ejes originales. Esta transformada se usa para simplificar el cálculo de la potencia eléctrica (ver 3.2).

La transformada de Clarke reduce las dimensiones de las medidas a 2, dejando toda la información en V_X y V_Y , puesto que el eje Z es paralelo al plano y su componente asociada

es nula en conjuntos equilibrados. El resultado son dos ondas desfasadas de 90°, donde V_X está en fase con V_A y V_Y está retrasada con respecto a estas (Figura 3.3).

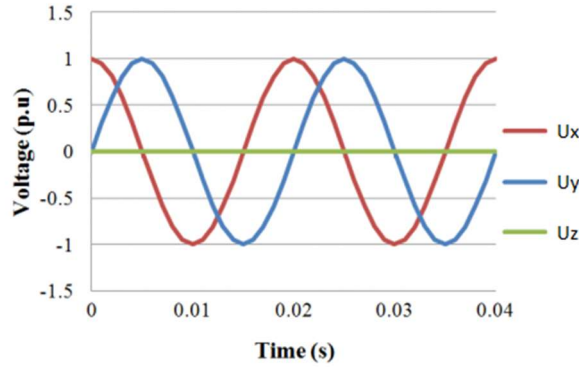


Figura 3.3. Señales de un conjunto trifásico equilibrado al que se aplica la transformada de Clarke. La transformación posterior propuesta por Park transforma V_X y V_Y en señales constantes en el tiempo. Esto se logra introduciendo un sistema de referencia móvil que gira sobre el eje Z a la frecuencia de la red, haciendo que el eje X persiga el vector (Figura 3.4). Los ejes X e Y se transforman en d y q con la rotación, mientras que el eje Z no cambia pero pasa a llamarse eje θ .

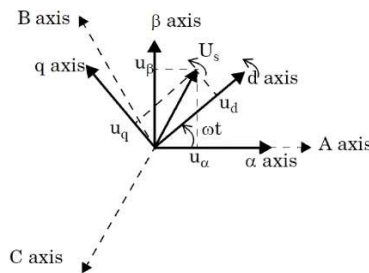


Figura 3.4. Representación visual del giro $\theta = \omega.t$ en la transformada de Park

La transformada de Park es un giro del sistema de referencia de Clarke sobre el eje Z :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_X \\ V_Y \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (3.3)$$



El sistema de referencia $dq0$ es móvil puesto que el ángulo θ proviene de integrar la frecuencia de la red y por tanto varía para que el ángulo del vector medido sea constante. Se tienen finalmente unas señales V_d y V_q que se mantienen constantes en el tiempo y se pueden interpretar instantáneamente.

La longitud del vector (V_d, V_q) guarda relación con la amplitud y el valor eficaz de las ondas que se tenían al principio, mientras que la proporción entre V_d y V_q da información sobre el desfase. Usando el mismo ángulo θ para medir todos los conjuntos de tensiones y corrientes de un circuito, se pueden tratar estos como fasores en coordenadas dq . El *offset* de este ángulo θ determina cómo se proyecta el vector en los ejes d y q . Cuando la componente en q es nula, decimos que la transformada está sincronizada a d .

Sustituyendo (2) en (3), se tiene que la matriz de paso P de la transformada completa de Clarke-Park es el producto:

$$P = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

De aquí en adelante nos referimos a la matriz P simplemente como transformada de Park. Una forma más compacta de la misma es:

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Se define la transformada inversa de Park, notada P^{-1} , como la operación inversa a la transformada de Park que obtiene las ondas en las fases a partir del vector en el marco $dq0$, invirtiendo la matriz P . Si P se usa para procesar las medidas del VSC, P^{-1} se usa para generar el mando de tensión del VSC en el simulador (ver 3.4).

La frecuencia se obtiene de maneras diferentes según el modo de operación de la microrred y del VSC. En una microrred interconectada con el VSC en modo *grid following*, la frecuencia de la red se mide mediante un dispositivo Phase-Locked Loop (PLL) o un algoritmo en el controlador que actúe como tal. El PLL no se detalla aquí puesto que el VSC está controlado en modo *grid forming* en una microrred aislada. Los VSC de nuestros casos de estudio imponen su propia frecuencia, que puede mantenerse a 50 Hz o variar dependiendo de que exista regulación primaria o *droop* (ver 3.5).

3.2 MAGNITUDES UNITARIAS Y POTENCIA ELÉCTRICA

La forma invariante en potencia de la transformada de Park devuelve un vector de módulo mayor que el valor eficaz de las ondas que se miden, en una proporción de $\sqrt{3}$ a 1. Esto se debe tener en cuenta al elegir las bases para la conversión a magnitudes unitarias en el control del VSC.

Se establecen las bases en la microrred y en los VSC de la siguiente manera: cada zona está definida por una potencia y una tensión, y se deducen el resto de bases a partir de las anteriores. Convencionalmente en los circuitos de alterna trifásica, la base de tensión o la tensión nominal se refiere a la tensión compuesta, que es $\sqrt{3}$ mayor que la tensión en las fases. Por tanto, atendiendo al anterior párrafo, es correcto usar esta base para convertir una medida de tensiones simples a una magnitud unitaria en el dominio de Park.

Sin embargo, la base convencional de corriente se refiere a la misma corriente que circula por las fases, por lo que se necesita una base $\sqrt{3}$ veces mayor que ésta en el sistema de referencia de Park. Otra opción, que es la que se usa en este proyecto, es hacer un cálculo monofásico de la base de corriente:

$$I_b = \frac{S_b}{U_b} \quad (3.6)$$

Nótese que la base de corriente elegida en (3.6) no se corresponde con ninguna corriente medible del circuito operando en valores nominales, no obstante, es la correcta en el sistema de referencia de Park. Esto no supone un problema al calcular el resto de las bases mientras no se haga a partir de la corriente. Además, la expresión de la impedancia base es la misma en monofásica y en trifásica:

$$Z_b = \frac{(U_b)^2}{S_b} \quad (3.7)$$

Las bases de inductancia y capacitancia requieren definir previamente la frecuencia base f_b de 50 Hz en la red eléctrica española:

$$L_b = \frac{Z_b}{2 \cdot \pi \cdot f_b} \quad (3.8)$$

$$C_b = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_b \cdot Z_b} \quad (3.9)$$

Notando el módulo de los fasores en el sistema de referencia de Park como $|U_{dq}|$ y $|I_{dq}|$, y el valor eficaz de las ondas como $|U_f|$ y $|I_f|$, se tiene que la relación descrita en el primer párrafo es:

$$|U_{dq}| = \sqrt{3} \cdot |U_f| \quad (3.10)$$

$$|I_{dq}| = \sqrt{3} \cdot |I_f| \quad (3.11)$$

La potencia aparente se calcula a partir de $|U_f|$ y $|I_f|$ como:

$$S = 3 \cdot |U_f| \cdot |I_f| \quad (3.12)$$

Sustituyendo (3.10) y (3.11) en (3.12), se tiene que:

$$S = |U_{dq}| \cdot |I_{dq}| \quad (3.13)$$

Así pues, la utilidad de usar la forma invariante en potencia de la transformada de Park es que la potencia aparente es el producto entre la corriente y la tensión, sin tener que multiplicar por ningún factor.

El cálculo es el mismo en magnitudes unitarias, utilizando las bases elegidas arriba:

$$s = |u_{dq}| \cdot |i_{dq}| \quad (3.14)$$

La potencia activa es el producto escalar de la tensión y la corriente:

$$p = u_d \cdot i_d + u_q \cdot i_q + u_0 \cdot i_0 \quad (3.15)$$

En los conjuntos equilibrados, la componente en el eje 0, también llamada componente homopolar o modo común (*common mode*), es nula y no contribuye a la potencia. Se simplifica entonces la expresión de la potencia activa:

$$p = u_d \cdot i_d + u_q \cdot i_q \quad (3.16)$$

La potencia reactiva está relacionada con el producto vectorial entre la tensión y la corriente. La expresión se obtiene tratando la potencia aparente como un número complejo y tomando la parte imaginaria, mediante cálculo fasorial:

$$q = -u_d \cdot i_q + u_q \cdot i_d \quad (3.17)$$

Tanto el control de tensión en 3.4 como la regulación primaria de la potencia en 3.5 se realizan en magnitudes unitarias, y requieren usar las bases calculadas en este apartado.

3.3 *MODELADO DEL VSC*

En general, un convertidor utilizado como fuente de tensión es un dispositivo que transforma tensión continua en tensión alterna mediante la conmutación de sus transistores. En concreto, los VSC de alta tensión usan transistores IGBT, que están diseñados para soportar las condiciones de trabajo, aunque su frecuencia de conmutación admisible es menor que la de los transistores MOSFET. Los convertidores fuente de tensión incluyen diodos en antiparalelo con los transistores que permiten el flujo de corriente en sentido contrario. Se dice entonces que estos convertidores bloquean la tensión sin importar el sentido de la corriente, por lo que se pueden usar como fuente de tensión. Un ejemplo de convertidor trifásico en topología *half-bridge* se muestra en la Figura 3.5. En ella se ven los transistores S_1 a S_6 con los diodos en antiparalelo y la fuente de tensión continua V_{dc} .

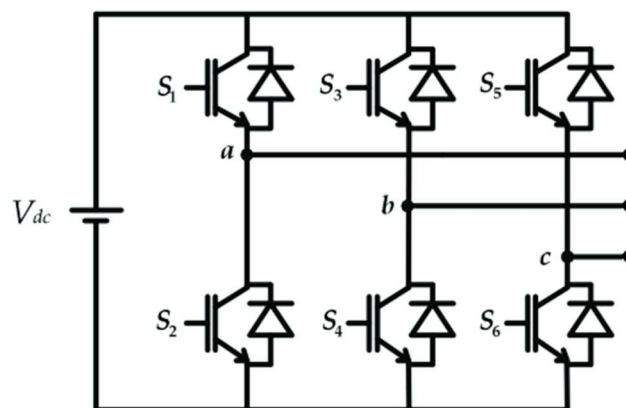


Figura 3.5. Convertidor fuente de tensión trifásico en topología ‘half-bridge’. Tomada y adaptada de [3].

La tensión alterna se obtiene mediante unas señales PWM en los transistores, que dan un equivalente en valor medio de las señales senoidales de referencia, a las que nos referimos en este documento como “mando de tensión del VSC”. Para la topología *half-bridge* de la Figura 3.5, se utiliza en [4] el concepto de *Space Vector Pulse Width Modulation*

(SVPWM), un PWM trifásico del vector espacial girando en el plano $\alpha\beta$ visto en 3.1. Esta topología de convertidor no tiene punto neutro y las tensiones se imponen entre fases, por lo que no se pueden usar señales PWM independientes para cada fase. En el artículo se deduce este método y se describe en detalle la implementación en hardware del algoritmo. El SVPWM se usa habitualmente en el control de motores trifásicos.

Al margen de la topología de convertidor y del PWM utilizado, la tensión proporcionada por el convertidor requiere de filtrado mediante bobinas y/o condensadores para obtener a la salida la frecuencia fundamental de 50 Hz minimizando la distorsión armónica. Con el objetivo de mejorar la calidad de la onda sin aumentar el filtrado o la frecuencia de conmutación, se pueden usar topologías de convertidor capaces de dar más niveles de tensión, por ejemplo el convertidor modular multinivel (MMC en inglés), que conecta módulos idénticos en cascada para multiplicar el número de niveles.

El bus de tensión continua almacena la energía de la DER correspondiente, o según la aplicación también puede ser el bus de un sistema HVDC. En el HVDC, uno de los VSC de sus terminales debe encargarse de mantener la tensión V_{dc} volcando potencia al bus (ver [5]). En cualquier caso, por sencillez se va a suponer que la tensión del bus de continua es constante en todo momento y no se considera necesario modelar la fuente de energía ni el control del este bus.

Otra simplificación mayor que se hace sobre el modelo es ignorar completamente el problema de la conmutación de los transistores, haciendo que el VSC dé exactamente su mando de tensión. De esta manera no hay distorsión armónica y el VSC se puede modelar como una fuente de tensión ideal con un circuito LC paso-bajo, como se muestra en el esquema unifilar equivalente de la Figura 3.6.

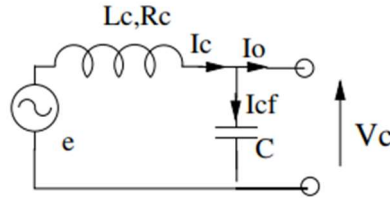


Figura 3.6. Esquema unifilar equivalente del VSC como fuente de tensión ideal con filtro LC.

Tomada de [5].

El circuito debe ser simétrico para que no aparezca secuencia inversa ni secuencia de modo común. El control utilizado en este proyecto sólo tiene en cuenta la secuencia directa a la frecuencia fundamental de 50 Hz, por lo que las otras secuencias no deben aparecer en el modelo de simulación, de modo que se tengan medidas constantes de las variables del sistema en la transformada de Park tal y como se ha explicado al principio del capítulo. Todo el circuito eléctrico debe ser simétrico, así que las tres fases tienen los mismos parámetros de impedancia, ya sea en el filtro del VSC o en la transmisión y las cargas de la microrred, y por supuesto no existen cargas no-lineales ni se puede dar el caso de tener fases abiertas. En Simulink se usan bloques de fuente de tensión ideal para el VSC y bloques de impedancias trifásicas configurados con un único parámetro para las tres fases. Estos bloques forman parte de la librería *powerlib*.

El modo de control *grid forming* expuesto en el siguiente apartado aprovecha las dinámicas que la bobina y el condensador introducen sobre la corriente y la tensión respectivamente. Las ecuaciones diferenciales que rigen el comportamiento del modelo en la Figura 3.6 son las siguientes:

Corriente en la bobina:

$$E - V_C - R_c \cdot I_c = L_c \cdot \frac{dI_c}{dt} \quad (3.18)$$

Tensión en el condensador:

$$I_c - I_o = C \cdot \frac{dV_c}{dt} \quad (3.19)$$

Nótese que al no haber problema de PWM y distorsión armónica en este modelo, no se requiere un diseño particular para el filtro LC. Los valores de L_c y C se escogen de tal forma que la corriente del condensador y la caída de tensión en la bobina no sean muy elevadas. También se ha incluido una resistencia en serie con la bobina para amortiguar las oscilaciones naturales del circuito LC.

3.4 CONTROL DE TENSIÓN DEL CONDENSADOR EN AUSENCIA DE RED

3.4.1 ‘GRID FORMING’ CON CONTROL EN CASCADA DESACOPLADO

Como ya se ha mencionado, en este proyecto se estudian los casos en los que una microrred funciona en modo isla, esto es, desconectada de la red principal, y además toda la generación se basa en uno o varios convertidores VSC. En estas condiciones hay que descartar el modo de control *grid following* porque la idea de que el VSC inyecte corriente en una red que no está previamente energizada no tiene sentido, ni tampoco lo tiene que el VSC mida una frecuencia causada por su propia tensión.

El modo de control utilizado en este proyecto es el llamado *grid forming*. Al contrario que en *grid following*, el VSC genera su propia frecuencia sin necesidad de medirla en el exterior con un PLL, y el control se encarga de mantener la tensión del condensador de su filtro LC a un nivel adecuado para alimentar los consumos (tensión nominal). Dicho condensador se encuentra conectado en paralelo con el punto de conexión de la máquina, como se ve en la Figura 3.6, aunque también puede haber un transformador tras el condensador si el VSC y la microrred trabajan a tensiones distintas, lo cual añade una ligera impedancia. Además de esto, se deben evitar cortocircuitos añadiendo impedancia entre la máquina y el bus de la microrred cuando haya más de un VSC (segundo caso de estudio).



Sobre las redes basadas enteramente en VSC, se ha estudiado en [6] el concepto de “*grid forming* parcial”, y se ha concluido que no es imprescindible tener unidades completamente dedicadas al *grid forming* mientras haya un VSC que controle la tensión y otro distinto que genere la frecuencia. El estudio en [6] presenta una nueva categorización del control de VSC, extendiéndola más allá de los dos paradigmas de control mencionados arriba. En este proyecto usamos los convencionalismos existentes, y todos los VSC en una misma red están enteramente dedicados al *grid forming*, es decir, generan su propia frecuencia y controlan la tensión de su condensador.

El control de la tensión propuesto en [5] y reproducido aquí tiene la ventaja de que desacopla la corriente que sale de la máquina de las dinámicas del filtro LC, por lo que no se requiere conocimiento previo sobre la microrred para diseñarlo. Otra ventaja derivada de esto es que se puede diseñar el mismo control independientemente de los valores nominales del convertidor y su posición en la microrred (siendo cada uno interfaz de una DER distinta), siempre y cuando se diseñe en magnitudes unitarias y el filtro LC también sea el mismo en unitarias. Lo que se busca con esto es que el diseño pueda estandarizarse sin que haya que tener en cuenta la microrred.

Se implementa el control en cascada visto en [5] con un lazo interno de corriente subordinado al lazo externo de tensión, cuyo esquema general se muestra en la Figura 3.7. La estructura de este control no es la de un cascada con reguladores PI al uso puesto que requiere de unos desacoplos de variables que se detallan en las subsecciones 3.4.2. y 3.4.3. En estas subsecciones se detalla también la estructura de los bloques de control de tensión y corriente que aparecen en la Figura 3.7. Nótese también los bloques *abc / dq*, gracias a los cuales se implementa el control en coordenadas del sistema de referencia de Park. En el caso de las medidas, se realizan tres transformadas de Park para la corriente por la bobina, la tensión del condensador y la corriente de salida. En el caso del mando del VSC, se realiza una transformada de Park inversa.

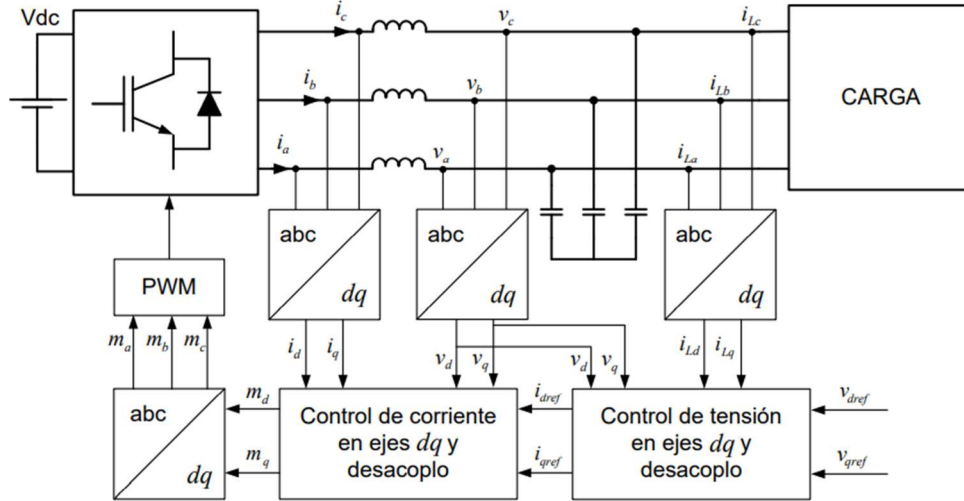


Figura 3.7. Vista general del VSC con control de tensión en cascada desacoplado (grid-forming).
Tomada de [5].

El modelo de simulación de este proyecto no incluye el bloque de PWM en el control del VSC puesto que este se ha modelado como fuentes de tensión ideales. Por otro lado sí es necesario aplicar la transformada de Park inversa al mando de tensión dado por el control, para obtener la tensión de cada una de estas fuentes.

3.4.2 LAZO INTERNO DE CORRIENTE

Para implementar el control en ejes dq primero se han de transformar las ecuaciones de la corriente a estas coordenadas, escribiendo la ecuación (3.18) una vez para cada fase, aplicando la transformación de Park descrita en (3.5), e ignorando la componente homopolar:

$$E_d - V_{Cd} - R_c \cdot I_{cd} = L_c \cdot \left(\frac{dI_{cd}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \cdot I_{cq} \right) \quad (3.20)$$

$$E_q - V_{Cq} - R_c \cdot I_{cq} = L_c \cdot \left(\frac{dI_{cq}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \cdot I_{cd} \right) \quad (3.21)$$



El lado derecho de las ecuaciones (3.20) y (3.21) se puede demostrar a partir del cálculo de las derivadas de variables que están en coordenadas d o q , aunque esto no se detalla aquí puesto que la estructura de este control y las dinámicas sobre las que se basa están ampliamente avaladas por la literatura en el campo de los VSC. Llamando simplemente Ω (en mayúscula para evitar confusión entre magnitudes reales y unitarias) a la derivada del ángulo θ y reorganizando, se tiene:

$$\frac{E_d}{L_c} - \frac{V_{Cd}}{L_c} + \Omega \cdot I_{cq} - \frac{R_c}{L_c} \cdot I_{cd} = \frac{dI_{cd}}{dt} \quad (3.22)$$

$$\frac{E_q}{L_c} - \frac{V_{Cq}}{L_c} - \Omega \cdot I_{cd} - \frac{R_c}{L_c} \cdot I_{cq} = \frac{dI_{cq}}{dt} \quad (3.23)$$

Estas ecuaciones se pasan a magnitudes unitarias usando las bases vistas en 3.2:

$$\frac{e_d}{l_c} - \frac{v_{Cd}}{l_c} + \omega \cdot i_{cq} - \frac{r_c}{l_c} \cdot i_{cd} = \frac{1}{\omega_b} \cdot \frac{di_{cd}}{dt} \quad (3.24)$$

$$\frac{e_q}{l_c} - \frac{v_{Cq}}{l_c} - \omega \cdot i_{cd} - \frac{r_c}{l_c} \cdot i_{cq} = \frac{1}{\omega_b} \cdot \frac{di_{cq}}{dt} \quad (3.25)$$

donde ω_b es la pulsación base, o 2π veces la frecuencia base de 50 Hz. Hay dos obstáculos en forma de perturbaciones:

- La tensión del condensador v_C , que es una variable de estado con su propia dinámica, está presente en la dinámica de la corriente
- Aparecen términos cruzados ($\pm l_c \cdot \omega \cdot i_{cq/d}$) en la dinámica en cada eje. Este efecto se llama *cross-coupling*.

Por lo que sólo con las ecuaciones (3.24) y (3.25) no se tienen plantas propiamente dichas entre el mando de tensión e y la corriente i_c en cada eje, e incluso ignorando la tensión del condensador, el sistema en 2 ejes es *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO) con plantas cruzadas de e_d a i_{cq} y de e_q a i_{cd} . Aunque existen técnicas avanzadas de control para tratar

sistemas MIMO, la solución habitual para el control de convertidores VSC pasa por definir unos mandos auxiliares donde se compensan los términos ajenos a las dinámicas eje a eje:

$$u_{1d} = e_d - v_{cd} + l_c \cdot \omega \cdot i_{cq} \quad (3.26)$$

$$u_{1q} = e_q - v_{cq} - l_c \cdot \omega \cdot i_{cd} \quad (3.27)$$

Sustituyendo (3.26) y (3.27) en (3.24) y (3.25), se tiene:

$$\frac{u_{1d}}{l_c} - \frac{r_c}{l_c} \cdot i_{cd} = \frac{1}{\omega_b} \cdot \frac{di_{cd}}{dt} \quad (3.28)$$

$$\frac{u_{1q}}{l_c} - \frac{r_c}{l_c} \cdot i_{cq} = \frac{1}{\omega_b} \cdot \frac{di_{cq}}{dt} \quad (3.29)$$

Con los mandos auxiliares, que tienen magnitud de tensión, existe una misma planta en ambos ejes:

$$P_1(s) = \frac{\frac{1}{r_c}}{1 + \frac{1}{\omega_b} \cdot \frac{l_c}{r_c} \cdot s} \quad (3.30)$$

La planta se puede reescribir en términos de su ganancia estática y su constante de tiempo:

$$P_1(s) = \frac{K_{m1}}{1 + T_{m1} \cdot s} \quad (3.31)$$

Para esta planta, el regulador que asegura el seguimiento debe tener término integral:

$$C_1(s) = K_1 \cdot \left(1 + \frac{1}{T_{i1} \cdot s}\right) \quad (3.32)$$

El mando auxiliar u_l es la salida del control $C_l(s)$. Se deshace el cambio de variable para obtener el mando de tensión real e :

$$e_d = u_{1d} + v_{cd} - l_c \cdot \omega \cdot i_{cq} \quad (3.33)$$

$$e_q = u_{1q} + v_{cq} + l_c \cdot \omega \cdot i_{cd} \quad (3.34)$$

La función de transferencia en lazo cerrado es:

$$F_1(s) = \frac{C_1(s) \cdot P_1(s)}{1 + C_1(s) \cdot P_1(s)} \quad (3.35)$$

Desarrollada como cociente de polinomios:

$$F_1(s) = \frac{K_1 \cdot K_{m1} \cdot (1 + T_{i1} \cdot s)}{T_{i1} \cdot T_{m1} \cdot s^2 + T_{i1} \cdot (1 + K_1 \cdot K_{m1}) \cdot s + K_1 \cdot K_{m1}} \quad (3.36)$$

Se pueden diseñar los parámetros del control para la colocación de los polos en lazo cerrado, según el amortiguamiento ζ_l y la pulsación natural ω_{n1} del sistema de segundo orden. Se asignan los valores:

$$K_1 = \frac{2 \cdot \zeta_1 \cdot \omega_{n1} \cdot T_{m1} - 1}{K_{m1}} \quad (3.37)$$

$$T_{i1} = \frac{K_1 \cdot K_{m1}}{\omega_{n1}^2 \cdot T_{m1}} \quad (3.38)$$

Aquí se diseñará con un amortiguamiento unitario y fijando un tiempo de establecimiento t_{set1} con la pulsación natural [7]:

$$\omega_{n1} = \frac{4}{t_{set1} \cdot \zeta_1} \quad (3.39)$$

El bloque de control de corriente de la Figura 3.7 queda detallado en la Figura 3.8.

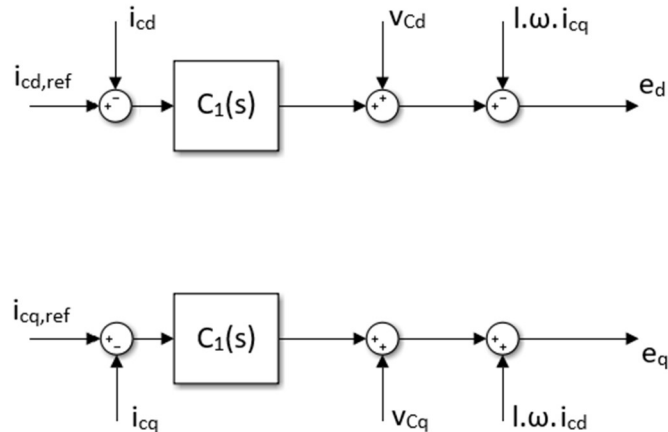


Figura 3.8. Diagrama de bloques detallado del bloque de control de corriente

La colocación de polos es exacta con un sistema de control analógico funcionando en tiempo continuo. Con un control digital, el tiempo de muestreo puede afectar a la estabilidad si es demasiado grande (relativo al tiempo de establecimiento). En general se mantendrá el tiempo de muestreo pequeño para que el diseño sea válido. De no ser así, habría de considerarse la colocación de polos en tiempo discreto, que es más complicada porque requiere una solución numérica con la conversión a transformada Z de la planta y de los polos buscados en lazo cerrado.

3.4.3 LAZO EXTERNO DE TENSIÓN

La metodología para el lazo de tensión es análoga a la del lazo de corriente. Primero se tienen las ecuaciones diferenciales del condensador en coordenadas dq :

$$I_{cd} - I_{od} = C \cdot \left(\frac{dV_{Cd}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \cdot V_{Cq} \right) \quad (3.40)$$



$$I_{cq} - I_{oq} = C \cdot \left(\frac{dV_{Cq}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \cdot V_{Cq} \right) \quad (3.41)$$

Se reordena y se simplifica la derivada del ángulo:

$$\frac{I_{cd}}{C} - \frac{I_{od}}{C} + \Omega \cdot V_{Cq} = \frac{dV_{Cd}}{dt} \quad (3.42)$$

$$\frac{I_{cq}}{C} - \frac{I_{oq}}{C} - \Omega \cdot V_{Cd} = \frac{dV_{Cq}}{dt} \quad (3.43)$$

En magnitudes unitarias:

$$\frac{i_{cd}}{c} - \frac{i_{od}}{c} + \omega \cdot v_{Cq} = \frac{1}{\omega_b} \cdot \frac{dv_{Cd}}{dt} \quad (3.44)$$

$$\frac{i_{cq}}{c} - \frac{i_{oq}}{c} - \omega \cdot v_{Cd} = \frac{1}{\omega_b} \cdot \frac{dv_{Cq}}{dt} \quad (3.45)$$

El objetivo es dar una referencia $i_{c,ref}$ de la corriente a seguir por el lazo de control interno, que será el mando de este lazo externo para controlar la tensión. La tensión del condensador en ejes d y q se ve perturbada por la corriente que sale a la microrred (i_o) y por los términos cruzados ($\pm c \cdot \omega \cdot v_{Cq/d}$).

Se definen los mandos auxiliares con magnitud de corriente:

$$u_{2d} = i_{cd} - i_{od} + c \cdot \omega \cdot v_{Cq} \quad (3.46)$$

$$u_{2q} = i_{cq} - i_{oq} - c \cdot \omega \cdot v_{Cd} \quad (3.47)$$

Sustituyendo (3.46) y (3.47) en (3.44) y (3.45):

$$\frac{u_{2d}}{c} = \frac{1}{\omega_b} \cdot \frac{dv_{Cd}}{dt} \quad (3.48)$$

$$\frac{u_{2q}}{c} = \frac{1}{\omega_b} \cdot \frac{dv_{Cq}}{dt} \quad (3.49)$$

La planta en ambos ejes es:

$$P_2(s) = \frac{\omega_b}{c} \cdot \frac{1}{s} \quad (3.50)$$

Que puede reescribirse como:

$$P_2(s) = \frac{K_{m2}}{s} \quad (3.51)$$

Puesto que la planta contiene un integrador, un control proporcional es suficiente para garantizar el seguimiento:

$$C_2(s) = K_2 \quad (3.52)$$

La salida del control $C_2(s)$ es el mando auxiliar u_2 . El mando real de este lazo es $i_{c,ref}$ y se obtiene deshaciendo el cambio de variable:

$$i_{cd,ref} = u_{2d} + i_{od} - c \cdot \omega \cdot v_{Cq} \quad (3.53)$$

$$i_{cq,ref} = u_{2q} + i_{oq} + c \cdot \omega \cdot v_{Cd} \quad (3.54)$$

Como se manda sobre $i_{c,ref}$ y no directamente sobre i_c , la función de transferencia entre estas forma parte de la planta de diseño del control.

$$P_2'(s) = F_1(s) \cdot P_2(s) \quad (3.55)$$

Para diseñar de forma exacta el control se debe usar $P_2'(s)$, y el lazo cerrado en tensión queda:

$$F_2(s) = \frac{C_2(s) \cdot P_2'(s)}{1 + C_2(s) \cdot P_2'(s)} \quad (3.56)$$

La función $P_2'(s)$ es de tercer orden, lo que complica la colocación de polos. Sin embargo aquí diseñamos el control en cascada de forma que el control de corriente sea mucho más rápido que el control de tensión. Aproximamos entonces $P_2'(s)$ por $P_2(s)$, despreciando los polos (y el cero) de la corriente por ser muy rápidos, y siendo $F_1(0) = 1$ debido a la acción integral usada en el lazo interno.

$$P_2'(s) \approx P_2(s) \quad \text{para } t_{set1} \ll t_{set2} \quad (3.57)$$

Donde t_{set1} y t_{set2} son los tiempos de establecimiento del lazo interno y externo. En el desarrollo de este proyecto se mantiene siempre el tiempo del lazo externo a 10 veces o más el tiempo del lazo interno. De esta manera se tiene un lazo cerrado de tensión de primer orden, más fácil de analizar:

$$F_2(s) = \frac{K_2 \cdot K_{m2}}{s + K_2 \cdot K_{m2}} \quad (3.58)$$

Se diseña K_2 para fijar la constante de tiempo de lazo cerrado τ_2 :

$$K_2 = \frac{1}{K_{m2} \cdot \tau_2} \quad (3.59)$$

A su vez, τ_2 guarda relación con el tiempo de establecimiento t_{set2} :

$$\tau_2 = \frac{t_{set2}}{6} \quad (3.60)$$

(Nota: en esta ecuación se ha usado un factor de 6 en lugar de un factor de 4, que es el que habría que usar según la definición convencional del tiempo de establecimiento. Este factor de 6 se ha encontrado mediante prueba y error y ha dado buenos resultados.)

En este lazo se puede fijar cualquier tiempo suficientemente alto, al contrario que en el lazo de corriente que debe tener una velocidad mínima para que el valor de K_I sea positivo (ecuación (3.37)). Por tanto el control en cascada se diseña aquí desde dentro hacia fuera.

El bloque de control de tensión de la Figura 3.7 queda detallado en la Figura 3.9.

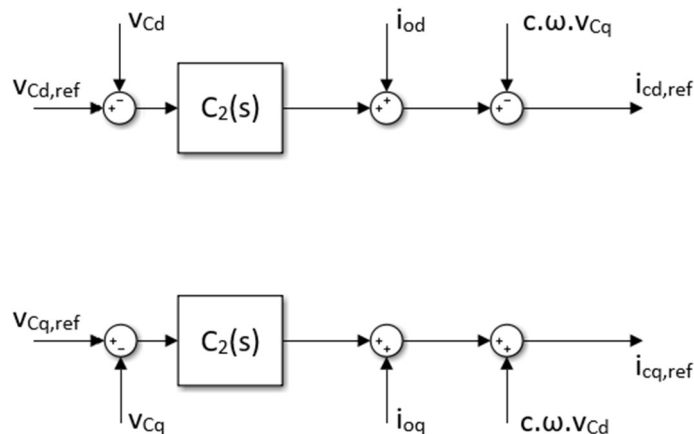


Figura 3.9. Diagrama de bloques detallado del bloque de control de tensión

Las referencias de tensión del condensador se dan de modo que el módulo del vector sea la tensión nominal, típicamente con $v_{Cd,ref} = 1$ y $v_{Cq,ref} = 0$ para que el ángulo θ de la transformada de Park sea el ángulo del fasor de tensión visto desde fuera del VSC.

3.4.4 RESISTENCIA VIRTUAL EN EL LAZO DE CORRIENTE

La resistencia virtual es un caso particular de las impedancias virtuales. Es la más sencilla de implementar puesto que no requiere calcular y filtrar derivadas discretas, al contrario que la inductancia o la capacitancia virtuales.

El propósito de la resistencia virtual usada aquí es emular en el controlador el comportamiento de una resistencia en serie con la bobina, alterando así la planta del lazo de corriente sin necesidad de que haya más resistencia en esa rama. Esto se consigue añadiendo a las ecuaciones del control:

$$e_d^* = e_d - r_v \cdot i_{cd} \quad (3.61)$$

$$e_q^* = e_q - r_v \cdot i_{cq} \quad (3.62)$$

Siendo r_v el valor de la resistencia virtual, y e_d^* y e_q^* las nuevas componentes del mando de tensión una vez se implementa este método. Los valores de e_d y e_q se obtienen igual que se ha hecho en 3.4.2. y las ecuaciones la resistencia virtual se hacen al final del control.

La Figura 3.10 muestra el diagrama de bloques de una rama RL sometida a tensión E con una resistencia virtual (coordenadas dq):

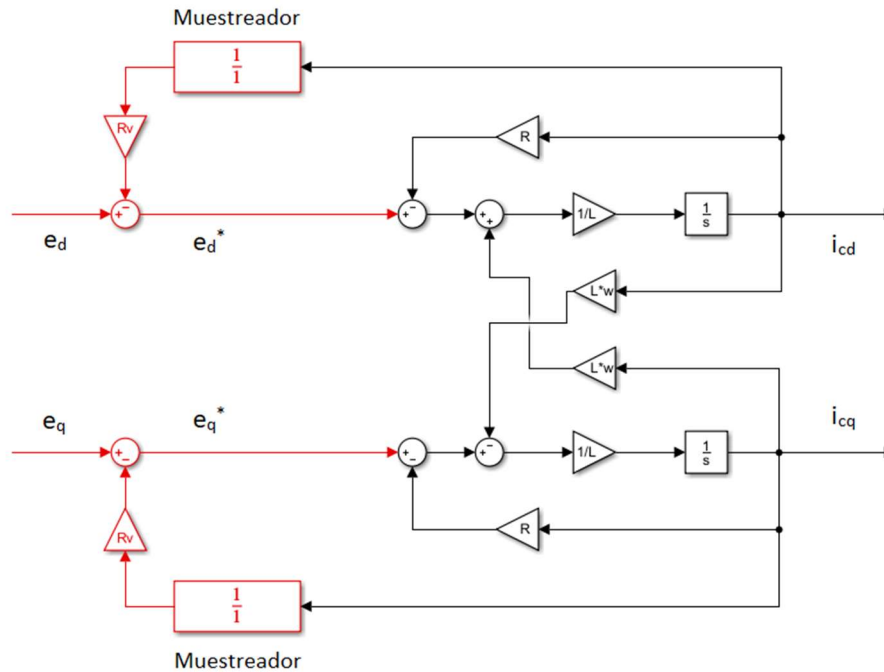


Figura 3.10. Diagrama de bloques de una rama RL modificada añadiendo resistencia virtual al controlador (coordenadas dq)

Las señales marcadas en rojo son discretas y forman parte del controlador. Si estas señales fueran continuas, operando el álgebra de bloques se podría sumar la retroalimentación de la resistencia virtual a la de la resistencia real, y la resistencia vista por el mando (e_d, e_q) en la rama RL sería la suma de ambas. La similitud entre este análisis y la implantación en un control digital depende de lo pequeño que sea el tiempo de muestreo.

Hablamos entonces de una planta modificada donde la metodología de diseño del control en 3.4.2. se mantiene para el mando (e_d, e_q), ahora auxiliar, pero hay que sustituir el valor de la resistencia en $P_I(s)$ por la suma de la real y la virtual para el diseño de $C_I(s)$. Añadir resistencia a la rama RL tiene dos efectos: amortiguar las oscilaciones naturales del circuito LC y alterar $P_I(s)$ con una ganancia estática menor y un polo más rápido. Ambos se consiguen sin comprometer el rendimiento del VSC porque la resistencia virtual no causa pérdida de potencia ni caída de tensión real.

3.4.5 DIFICULTADES DEL CONTROL EN CASCADA CON DESACOPLO DE EJES

El control expuesto en esta sección presenta los siguientes problemas:

- Restricciones sobre tiempos de muestreo: las ecuaciones (3.33), (3.34), (3.53) y (3.54) muestran que hay que prealimentar a los mandos de cada lazo de control unos términos dependientes de variables de estado del sistema y que se tratan como perturbaciones conocidas. El problema de hacer esto es que estos términos no son constantes en el tiempo y son afectados por el propio VSC. Al haber eliminado estos términos de la planta para el diseño, no se puede saber a priori cómo va a afectar el tiempo de muestreo, y se podría dar el caso de que el análisis en transformada Z de las funciones $P_1(s)$ y $P_2(s)$ sea insuficiente para saber qué tiempos de muestreo son adecuados en cada lazo, y hubiera que reducirlos aún más. Esto sólo puede comprobarse mediante simulación, llevando a un diseño de tiempos de muestreo iterativo.
- Restricciones sobre la estimación de los parámetros L_c y C : los términos cruzados que causan el acoplamiento de los ejes dependen de los parámetros de impedancia de la bobina y del condensador. La prealimentación de estos términos al mando sirve para desacoplar los ejes siempre y cuando se haga de forma exacta (además de hacerse con tiempos de muestreo pequeños, como se ha dicho arriba). Esto es posible en simulación pero no en la realidad, donde siempre va a haber una discrepancia entre el valor del parámetro físico y su estimación en el controlador. Cuanto mayor es esta, más efecto cruzado hay entre los ejes, aun con los mandos auxiliares u_1 y u_2 . Un error demasiado grande lleva a un sistema donde una variable en d es controlable mediante un mando en q y viceversa, y el control se vuelve inestable. Uno más pequeño retrasa el seguimiento de las referencias en el lazo de corriente, donde la velocidad es crítica para el control en cascada. En el lazo de tensión, deja de haber una planta con integrador y no se cumple el seguimiento sin acción integral en el control. En consecuencia, es de gran importancia estimar correctamente valores altos de L_c y de C cuando se controla la tensión con este método.

3.5 REGULACIÓN PRIMARIA MEDIANTE DROOP

La regulación primaria se encarga del reparto de potencia entre las diferentes fuentes de energía de la microrred. Las fuentes de energía están unidas a la microrred mediante convertidores VSC que mantienen un nivel de tensión según lo descrito en 3.4. La **¡Error!** **No se encuentra el origen de la referencia.** muestra el caso de dos convertidores VSC



alimentando una carga a tensión V fija. Las tensiones filtradas por condensador de cada VSC se notan E_1 y E_2 . Las líneas que unen las máquinas al bus de V tienen impedancia Z_1 y Z_2 .

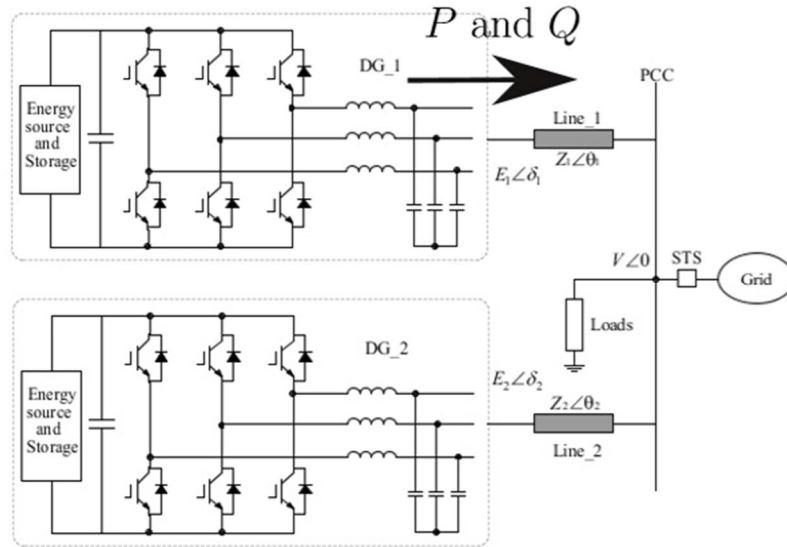


Figura 3.11. Dos VSC controlados en tensión aportando potencia a una carga mantenida a la tensión de la red principal. Tomada de [8].

Cuando las líneas son muy inductivas ($R \ll X$), la potencia entregada por un fasor genérico E de ángulo δ se puede aproximar como se ve en [8]:

$$P = 3 \cdot \frac{E \cdot V \cdot \sin \delta}{X} \quad (3.63)$$

$$Q = 3 \cdot \frac{E \cdot (E \cdot \cos \delta - V)}{X} \quad (3.64)$$

Para un ángulo δ pequeño :

$$\frac{\partial P}{\partial \delta} = 3 \cdot \frac{E \cdot V}{X} \quad (3.65)$$

$$\frac{\partial P}{\partial E} = 0 \quad (3.66)$$

$$\frac{\partial Q}{\partial \delta} = 0 \quad (3.67)$$

$$\frac{\partial Q}{\partial E} = 3 \cdot \frac{2 \cdot E - V}{X} \quad (3.68)$$

Por lo que se puede influir en P manipulando δ y en Q manipulando E , estando ambos efectos desacoplados entre sí puesto que los VSC no afectan a la tensión V . Este razonamiento se extrapola a la microrred aislada, suponiendo que existe un ajuste de los fasores de tensión que lleva a un reparto de la potencia entre los VSC que la forman, y unas relaciones de dependencia P - δ y Q - E similares.

El método del *droop* de frecuencia se basa en la siguiente ecuación (ver [8], [1]), que está enteramente en unitarias:

$$f = f_0 - k_p \cdot (p - p_0) \cdot \frac{1}{1 + T_p \cdot s} \quad (3.69)$$

Donde:

- f es la frecuencia del VSC integrada en el ángulo θ de su transformada de Park, que se corresponde con el ángulo δ de este apartado.
- f_0 es la frecuencia nominal que se usaría sin *droop*, es decir, 1 p.u., que corresponden a los 50 Hz de la red eléctrica.
- k_p es la ganancia de *droop* (en p.u. de frecuencia por p.u. de potencia), y es el parámetro a diseñar.
- p_0 es la referencia de potencia activa para el VSC dada por el nivel terciario del control de la microrred (en p.u.).
- p es la potencia activa entregada por el VSC, calculada en el controlador según la ecuación (3.16) con la tensión del condensador v_C y la corriente de salida i_o (en p.u.).

- T_p es la constante de tiempo de un filtro de paso bajo con ganancia unitaria, usado para separar el *droop* de los transitorios del control de tensión, filtrar posibles armónicos y ruido, y también para introducir inercia en la frecuencia de modo que no varíe bruscamente.

La frecuencia aumenta cuanto más baja es la potencia activa, lo que a su vez adelanta el fasor de tensión para que la potencia activa aumente, según la derivada positiva en (3.65). Se tiene de esta manera un lazo cerrado de control para la potencia activa.

El *droop* de frecuencia hace que el VSC se comporte como un generador convencional, que acelera con la diferencia entre la potencia mecánica introducida en el rotor (aquí, virtualmente p_o) y la potencia eléctrica entregada (aquí, virtualmente la medida de p). Por ello, el convertidor controlado mediante *droop* de frecuencia a veces recibe el nombre de “máquina síncrona virtual” (VSM en inglés), que es una forma alternativa de este control usando las ecuaciones del generador síncrono con su inercia y su estatismo. En [2] se demuestra una equivalencia entre el *droop* de frecuencia y la VSM.

En una microrred aislada donde todos los VSC usan *droop* no hay ningún elemento que imponga 50 Hz, sin embargo la frecuencia debe ser la misma en todos los convertidores cuando se alcance el régimen permanente para que los fasores de tensión mantengan un ángulo constante entre sí y la potencia se establezca. Por tanto, en cada convertidor i que alimenta la microrred se cumplirá:

$$\Delta f = f - f_o = k_{pi} \cdot (p_{oi} - p_i) \quad (3.70)$$

La variación de frecuencia en la microrred aumentará con las ganancias de *droop* y con los desequilibrios entre las potencias programadas para los convertidores y las potencias que entregan al sistema.

Para calcular el reparto de la potencia entre los convertidores, se definen:

$$\Delta p_i = (p_{oi} - p_i) \quad (3.71)$$

$$\Delta p_t = \sum_i \Delta p_i \quad (3.72)$$

En 2 convertidores, sustituyendo (3.71) en (3.70) una vez para Δp_1 y otra para Δp_2 , se encuentra la relación:

$$\Delta p_2 = \frac{k_{p1}}{k_{p2}} \cdot \Delta p_1 \quad (3.73)$$

De lo que se deduce que los convertidores se reparten el desequilibrio de potencia de forma inversa a su propia ganancia de *droop*. Usando (3.73) en (3.72) se llega a:

$$\Delta p_1 = \Delta p_t \cdot \frac{k_{p2}}{k_{p1} + k_{p2}} \quad (3.74)$$

$$\Delta p_2 = \Delta p_t \cdot \frac{k_{p1}}{k_{p1} + k_{p2}} \quad (3.75)$$

De forma general para cualquier número de convertidores, se puede demostrar que:

$$\Delta p_i = \Delta p_t \cdot \frac{1}{k_{pi} \cdot \sum_j \frac{1}{k_{pj}}} \quad (3.76)$$

Lo que nos da también el reparto de los cambios en la demanda de la microrred, que se traduce en un cambio en Δp_i cuando las referencias de potencia son constantes.

Usando (3.76), (3.71) y (3.70):

$$\Delta f = \Delta p_t \cdot \frac{1}{\sum_j \frac{1}{k_{pj}}} \quad (3.77)$$

El diseño clásico de k_p en una VSM se hace según un criterio de desviación de frecuencia máxima para un cierto desequilibrio de potencia:

$$k_p = \frac{\Delta f_{max}}{\Delta p_{max}} \quad (3.78)$$

Típicamente se escoge el desequilibrio de potencia de valor nominal ($\Delta p_{max} = 1$) y la desviación de frecuencia máxima como un porcentaje pequeño de la frecuencia nominal, por ejemplo un 1% ($\Delta f_{max} = 1/100 \cdot f_0$), como se ve en [9]. El comportamiento del controlador queda ilustrado gráficamente en la Figura 3.12.

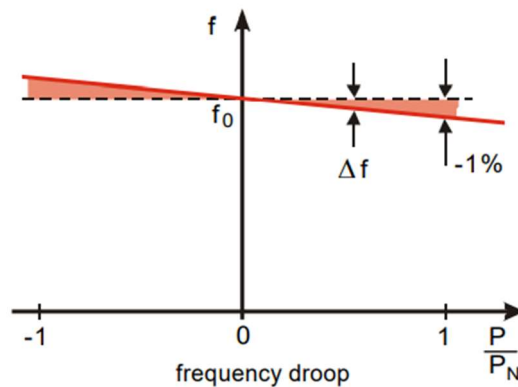


Figura 3.12. Recta característica del droop de frecuencia para $\Delta f = 1\% \cdot f_0$ ($P_0 = 0$). Tomada de [9].

Sin embargo, este diseño clásico no tiene en cuenta la estabilidad, que depende de las impedancias con las que los VSC se conectan a la red. El sistema se vuelve inestable a partir de un cierto valor de k_p .

En [10] se estudia una forma alternativa de la regulación P para VSC en microrredes, en la que se actúa directamente sobre el ángulo en lugar de la frecuencia. Se deduce un reparto de la potencia aproximado de las diferentes máquinas según sus parámetros, y se muestra

que el error se puede minimizar teniendo conocimiento previo sobre la microrred. Además, usando este método la desviación de frecuencia se convierte en ruido blanco, con lo que se mantiene la frecuencia de la microrred a su valor nominal sin necesidad de correcciones dadas por el nivel secundario en esquemas clásicos.

Se debe tener en cuenta que al implementar el *droop*, los cambios en la frecuencia suponen una perturbación en el control de la tensión si en las ecuaciones (3.33), (3.34), (3.53) y (3.54) el *cross-coupling* se prealimenta a los mandos aproximando ω por el valor nominal (1 p.u.) en lugar de usar la frecuencia real.

Análogamente al *droop* de frecuencia, el *droop* de tensión se plantea como método para controlar la potencia reactiva mediante el módulo de la tensión. Para que sea congruente con el control de tensión, la variable manipulada aquí debe ser la referencia de tensión. La ecuación del *droop* de tensión es la siguiente, enteramente en unitarias (ver [8], [1]):

$$v_{Cd,ref} = 1 - k_q \cdot (q - q_0) \cdot \frac{1}{1 + T_q \cdot s} \quad (3.79)$$

Donde:

- $v_{Cd,ref}$ es la referencia de tensión para el lazo de control de tensión del condensador. Tal y como se ha visto en 3.4.3 la referencia de tensión se da en el eje d , dejando nula la referencia en el eje q .
- En ausencia de *droop* se quiere que la tensión sea la nominal, es decir 1 en magnitudes unitarias.
- k_q es la ganancia de *droop* (en p.u. de tensión por p.u. de potencia), y es el parámetro a diseñar.
- q_0 es la referencia de potencia reactiva para el VSC dada por el nivel terciario del control de la microrred (en p.u.).
- q es la potencia reactiva entregada por el VSC, calculada en el controlador según la ecuación (3.17) con la tensión del condensador v_C y la corriente de salida i_o (en p.u.).
- T_q es la constante de tiempo de un filtro de paso bajo con ganancia unitaria, usado para separar el *droop* de los transitorios del control de tensión y para filtrar posibles armónicos y ruido.

El diseño de k_q se hace igualmente para limitar la desviación de tensión:

$$k_q = \frac{\Delta u_{max}}{\Delta q_{max}} \quad (3.80)$$

Con $\Delta q_{max} = 1$ y Δu_{max} un valor pequeño, por ejemplo 4%, tal y como se ve en [9]. El comportamiento queda ilustrado gráficamente en la Figura 3.13.

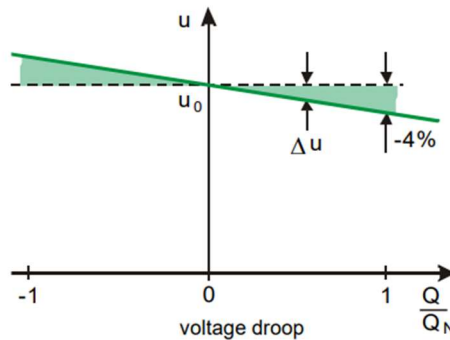


Figura 3.13. Recta característica del droop de tensión para $\Delta u = 4\% \cdot u_0$ ($Q_0 = 0$). Tomada de [9].

La diferencia notable entre los *droops* de tensión y frecuencia es que en régimen permanente la frecuencia es un parámetro común a toda la red, y su valor no determina el reparto de potencia activa entre los convertidores, sino que su función es ajustar el ángulo de los fasores de tensión durante el transitorio. El módulo de la tensión no comparte esta característica con la frecuencia, y tiene un efecto local en cada convertidor.

Aunque se ha documentado el *droop* de tensión en este apartado con el fin de hacer una revisión de la bibliografía, en el simulador no se implementará y se mantendrá las tensiones de las máquinas constantes.

Capítulo 4. CASO DE ESTUDIO 1: VSC

ALIMENTANDO MICRORRED PASIVA

4.1 DESCRIPCIÓN DEL CASO

El primer caso de estudio del proyecto consiste en un convertidor VSC alimentando una microrred pasiva, es decir, una red compuesta enteramente de líneas de transmisión y de cargas, que se modela como una única carga a la que se asocia toda la demanda. Este caso es idóneo para una primera prueba del control de tensión del condensador puesto que sólo hay un VSC imponiendo tensión en todo el circuito y no se usa *droop*, manteniendo la frecuencia a 50 Hz. El circuito de este caso se muestra en la Figura 4.1, que incluye un transformador de conexión para los distintos niveles de tensión entre el VSC y la microrred.

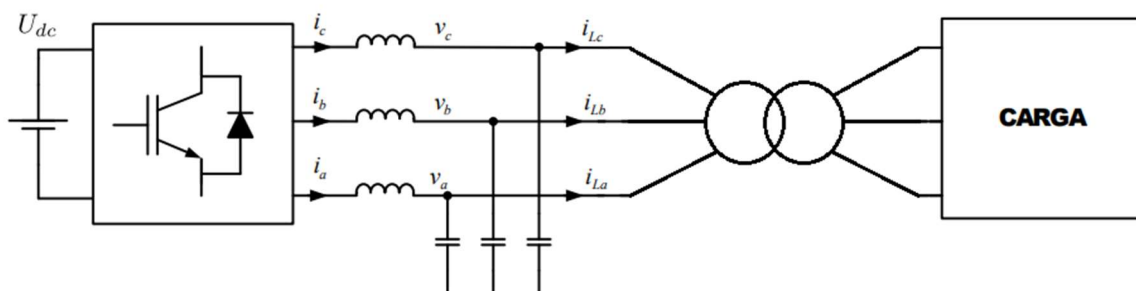


Figura 4.1. Caso de estudio 1: VSC operado en modo grid-forming con transformador alimentando una carga. Tomada y adaptada de [5].

Los datos del circuito son los siguientes:

- La tensión nominal de la carga es 13.8 kV.
- La tensión nominal del VSC es 0.69 kV y su potencia nominal es 1.8 MVA.
- La impedancia del transformador es $0.01 + j0.08$ p.u., repartida por igual a ambos lados.

CASO DE ESTUDIO I: VSC ALIMENTANDO MICRORRED PASIVA

- La impedancia magnetizante del transformador es $5000 + j10000$ p.u.
- En el filtro LC, la inductancia es 0.2 p.u. y la capacitancia es 0.2 p.u., y se usa una resistencia virtual de 0.15 p.u. en el control de corriente como sustituto de la resistencia en serie con la bobina.
- La carga es una rama RL en serie de valor $1.042 + j0.621$.

Los datos del control diseñado se recogen en la Tabla 4.1. El control se ha implantado en tiempo discreto para incluir las limitaciones de un sistema de control digital. T_{s1} y T_{s2} son los tiempos de muestro de cada lazo de control.

	Especificaciones de diseño	Parámetros del control
Corriente	$t_{set1} = 2$ ms $\zeta_1 = 1$	$T_{s1} = 0.1$ ms $K_1 = 2.397$, $T_{i1} = 9.411e-4$
Tensión	$t_{set2} = 20$ ms	$T_{s2} = 1$ ms $K_2 = 0.191$

Tabla 4.1. Datos del control de tensión en cascada

4.2 ESCENARIO 1.1: RESPUESTA A ESCALÓN EN REFERENCIA DE TENSIÓN

Con este escenario se pretende comprobar la validez del diseño mediante la respuesta temporal de las variables relevantes a escalones en la referencia de tensión. Se parte de un estado inicial de régimen permanente con el condensador a tensión nominal. A partir de ahí, se introduce en $t = 5$ ms una bajada en la referencia de tensión v_{Cd} al 95%, y en $t = 35$ ms una subida de esta al 105%.

El seguimiento de las referencias del control se puede ver en la Figura 4.2 (tensión) y Figura 4.3 (corriente). De la Figura 4.2 cabe destacar que el tiempo de establecimiento es aproximadamente el de diseño (20 ms), con una forma parecida al de un sistema de primer orden tal y como se había previsto. Además, el efecto transitorio producido en v_{Cq} por los

CASO DE ESTUDIO I: VSC ALIMENTANDO MICRORRED PASIVA

cambios en v_{Cd} se encuentra en una escala en la que se puede despreciar, y nunca se modifica la dirección del vector. En la Figura 4.3 se ve que la corriente sigue su referencia a una velocidad muy superior, por lo que la relación de tiempos del control en cascada se está respetando. La respuesta temporal de la corriente a cada escalón de su referencia presenta un pequeño sobrepaso sin oscilaciones posteriores, con un tiempo de pico cercano a 1ms. Esta respuesta es coherente con nuestro diseño: un tiempo de establecimiento de 2ms, amortiguamiento crítico de los polos y un cero derivado de la acción integral que es el que causa el sobrepaso y hace la respuesta más rápida.

También se muestran en la Figura 4.4 y la Figura 4.5 el módulo de la tensión y la corriente, junto con los valores instantáneos en las tres fases. La Figura 4.6 muestra una gráfica similar para el mando de tensión del VSC. Se observa una variación de la corriente y del mando en el mismo sentido que la tensión del condensador, lo que entra dentro de lo esperado.

En la Figura 4.7 se muestran las inyecciones de potencia activa y reactiva. Se observa que la carga consume más potencia cuanto mayor es la tensión proporcionada. En la Figura 4.8 se muestra la frecuencia, que se ha mantenido constante a 50 Hz.

CASO DE ESTUDIO 1: VSC ALIMENTANDO MICRORRED PASIVA

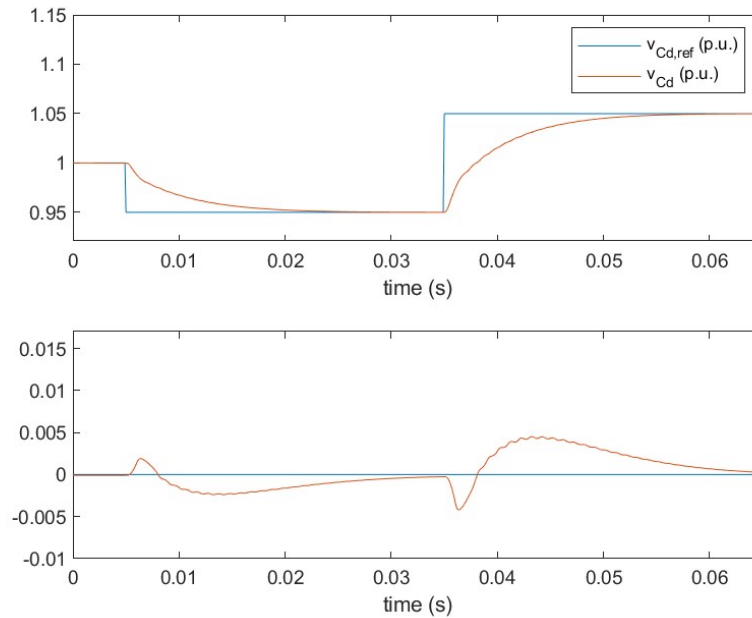


Figura 4.2. Escenario 1.1 – Seguimiento de las referencias de tensión (coordenadas dq)

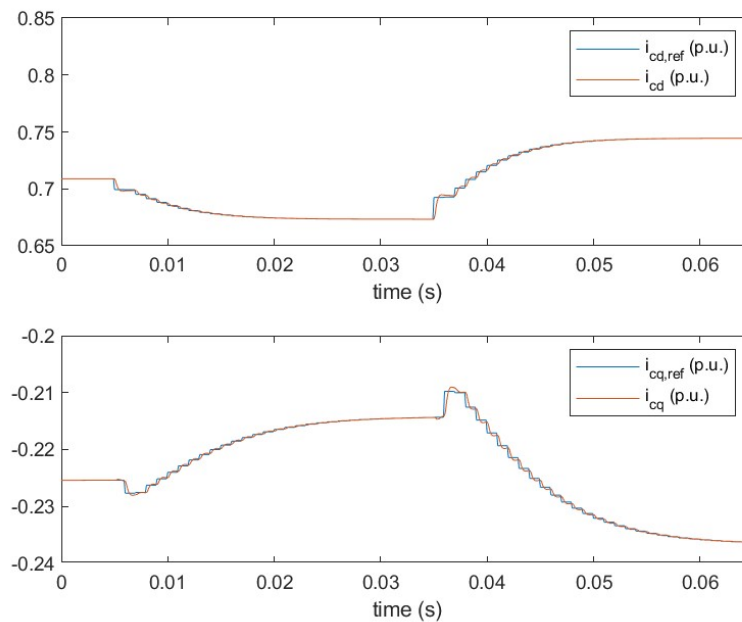


Figura 4.3. Escenario 1.1 – Seguimiento de las referencias de corriente (coordenadas dq)

CASO DE ESTUDIO 1: VSC ALIMENTANDO MICRORRED PASIVA

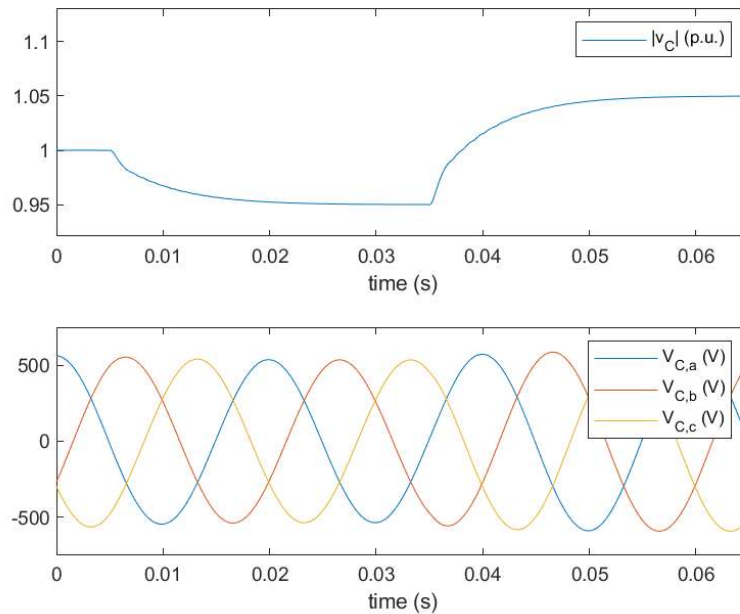


Figura 4.4. Escenario 1.1 – Módulo de la tensión del condensador trifásico y tensiones en las fases

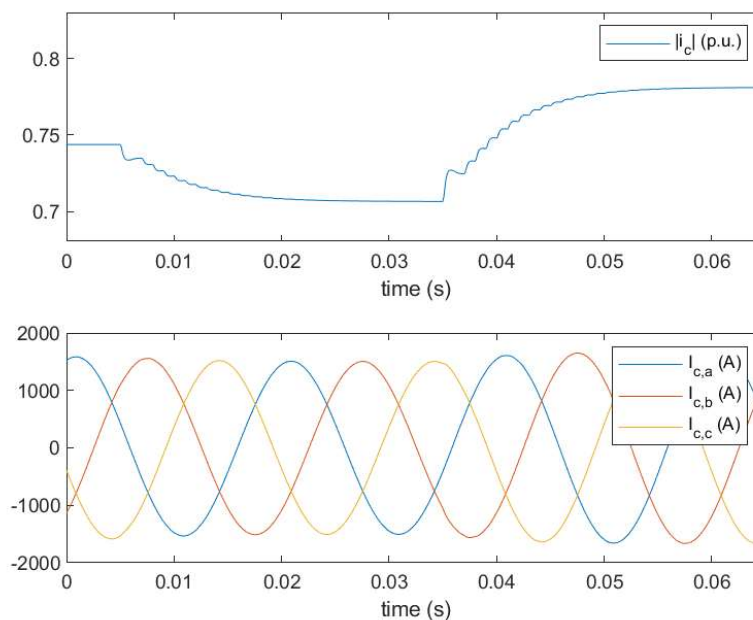


Figura 4.5. Escenario 1.1 – Módulo de la corriente de la bobina trifásica y corrientes en las fases

CASO DE ESTUDIO 1: VSC ALIMENTANDO MICRORRED PASIVA

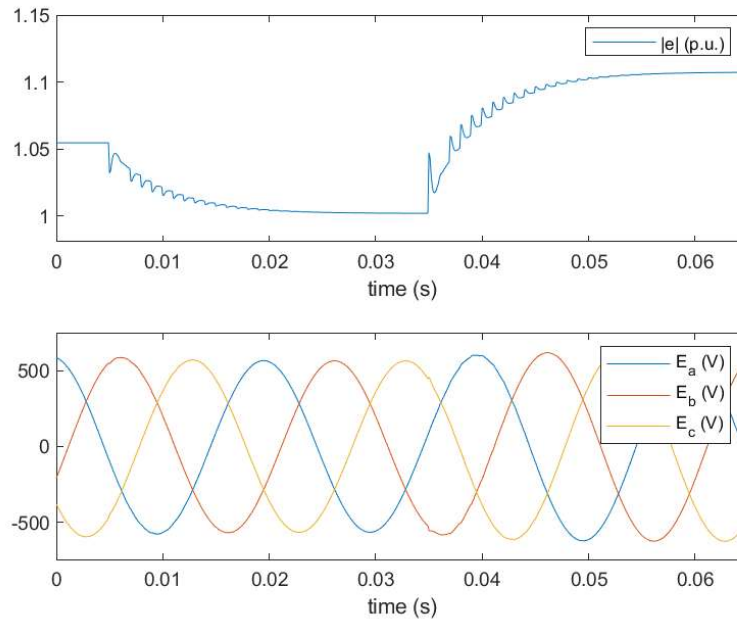


Figura 4.6. Escenario 1.1 – Módulo del mando de tensión del VSC y mandos en las fases

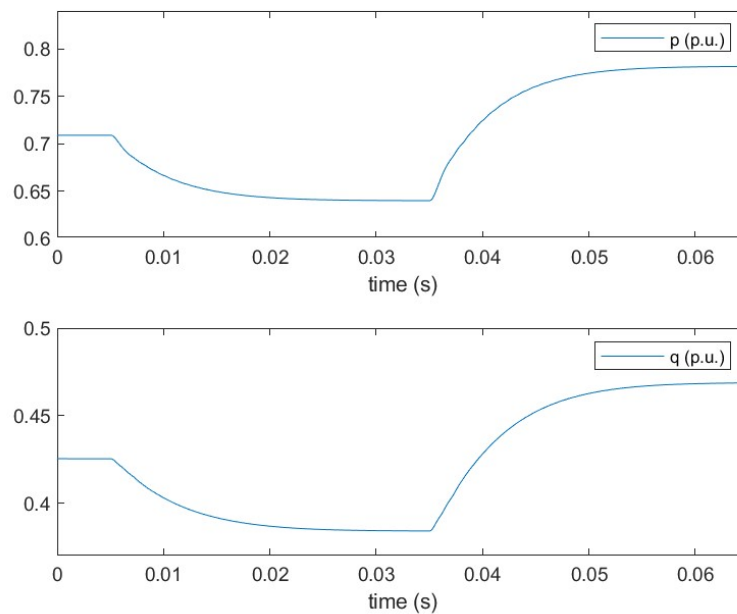


Figura 4.7. Escenario 1.1 – Inyecciones de potencia activa y reactiva

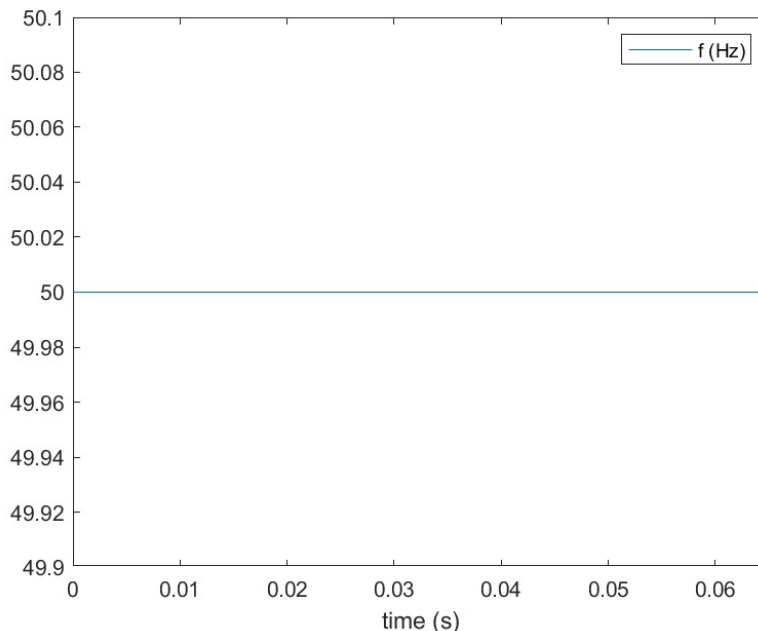


Figura 4.8. Escenario 1.1 – Frecuencia

4.3 ESCENARIO 1.2: RESPUESTA A VARIACIÓN DE FRECUENCIA

Con este escenario se pretende ver cómo afecta al control un cambio en la frecuencia. Se parte de un estado inicial de régimen permanente con el condensador a tensión nominal y a frecuencia nominal de 50 Hz. A partir de ahí, en $t = 5\text{ms}$ la frecuencia baja a 49.9 Hz y en $t = 35\text{ms}$ sube a 50.1 Hz. Las desviaciones de frecuencia provocadas por el *droop* serán menores a las que introducimos aquí, con lo que descartamos que la frecuencia sea un problema en el segundo caso de estudio si se obtienen resultados positivos en este escenario.

El seguimiento de las referencias del control se puede ver en la Figura 4.9 (tensión) y Figura 4.10 (corriente). En v_{Cq} se ve que lazo externo no garantiza el seguimiento de la referencia. Para explicar esto, recordamos lo siguiente: 1) la frecuencia aparece en los términos de *cross-coupling* en todas las ecuaciones diferenciales en coordenadas dq , 2) se ha aproximado siempre la frecuencia por la nominal (1 p.u.) en la compensación de estos términos, y 3) el lazo externo de control de tensión no usa acción integral. Un cambio en la

CASO DE ESTUDIO I: VSC ALIMENTANDO MICRORRED PASIVA

frecuencia hace que sea imposible desacoplar de forma exacta los ejes d y q . En consecuencia, la planta $P_2(s)$ para ejes desacoplados ya no es una representación exacta del comportamiento del condensador frente al mando de corriente auxiliar u_2 , y la idea de partida de que hay integradores que garantizan el seguimiento sin incluir acción integral en el control es errónea. Sin embargo, el error de seguimiento en v_{Cq} es inferior al 0.3%, y en la Figura 4.11 la variación del módulo de la tensión alcanza un máximo de 0.05% en el transitorio, volviéndose imperceptible a esa misma escala en régimen permanente. Concluimos entonces que aun habiendo prescindido de la acción integral en el lazo externo, la desviación de frecuencia provocada por el *droop* no será un obstáculo para que los VSC suministren la tensión adecuada en sus condensadores.

Las gráficas de la Figura 4.11, Figura 4.12 y Figura 4.13 muestran el módulo de la tensión, la corriente y el mando del VSC junto con sus respectivos valores trifásicos instantáneos. La Figura 4.14 muestra las inyecciones de potencia activa y reactiva. Salvo en el caso de la tensión, se aprecian variaciones de régimen permanente debido a que las impedancias reactivas dependen de la frecuencia (esto también aplica a la Figura 4.10). En la Figura 4.15 se muestra la frecuencia, donde se han introducido las perturbaciones de este escenario.

CASO DE ESTUDIO 1: VSC ALIMENTANDO MICRORRED PASIVA

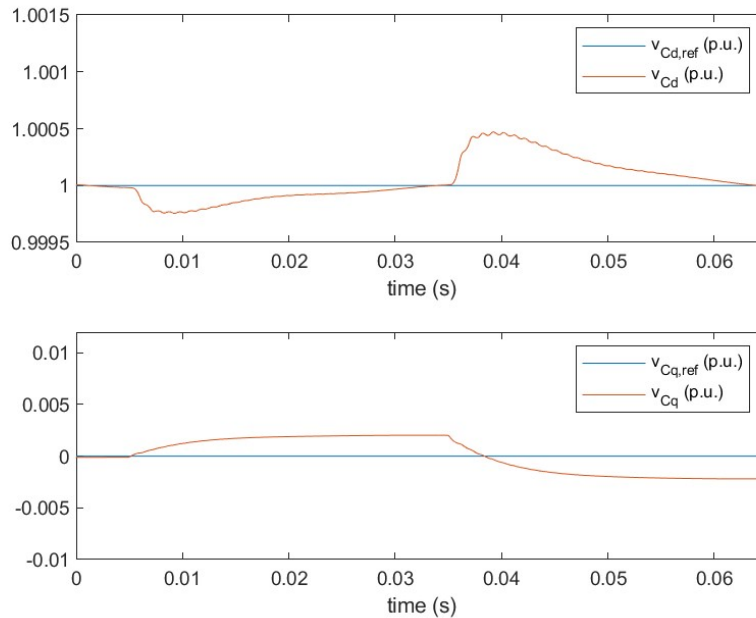


Figura 4.9. Escenario 1.2 – Seguimiento de las referencias de tensión (coordenadas dq)

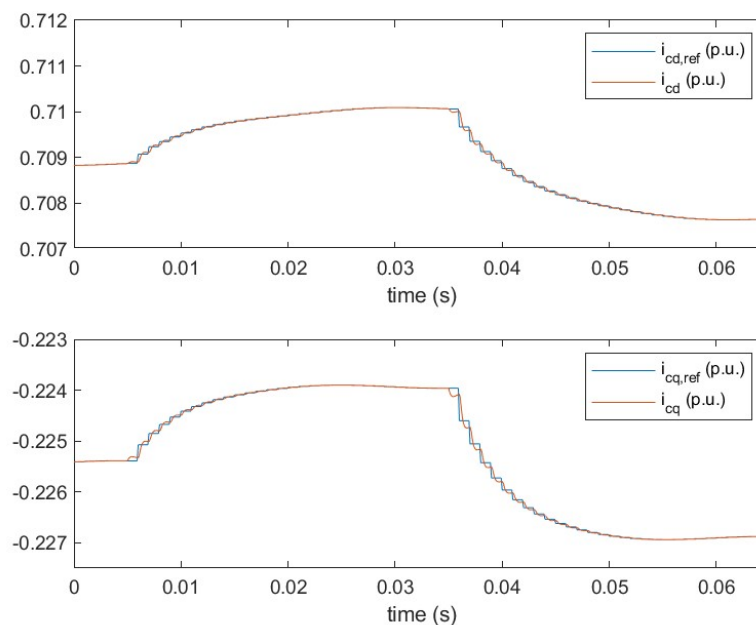


Figura 4.10. Escenario 1.2 – Seguimiento de las referencias de corriente (coordenadas dq)

CASO DE ESTUDIO 1: VSC ALIMENTANDO MICRORRED PASIVA

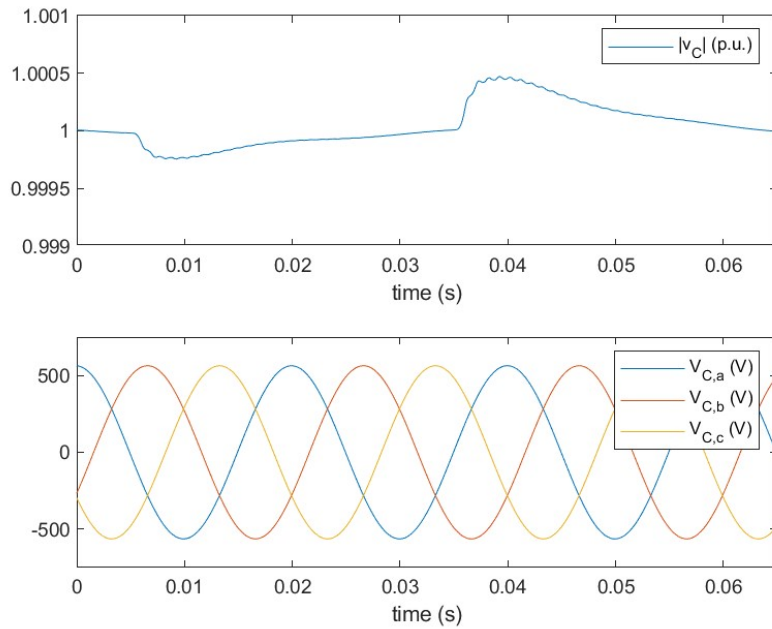


Figura 4.11. Escenario 1.2 – Módulo de la tensión del condensador trifásico y tensiones en las fases

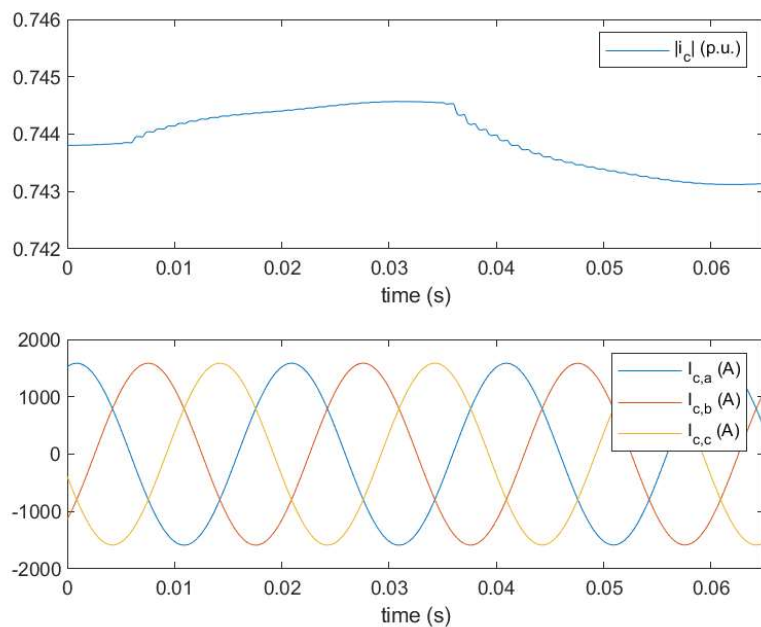


Figura 4.12. Escenario 1.2 – Módulo de la corriente de la bobina trifásica y corrientes en las fases

CASO DE ESTUDIO 1: VSC ALIMENTANDO MICRORRED PASIVA

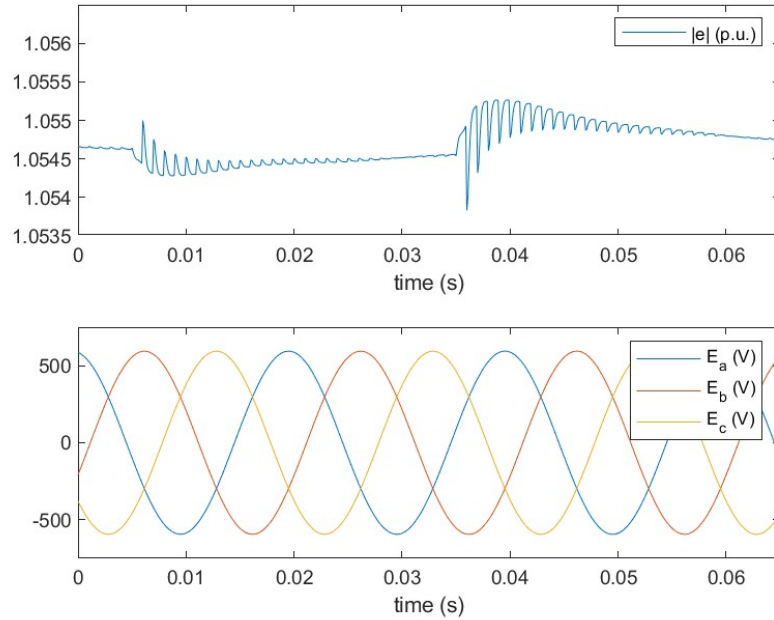


Figura 4.13. Escenario 1.2 – Módulo del mando de tensión del VSC y mandos en las fases

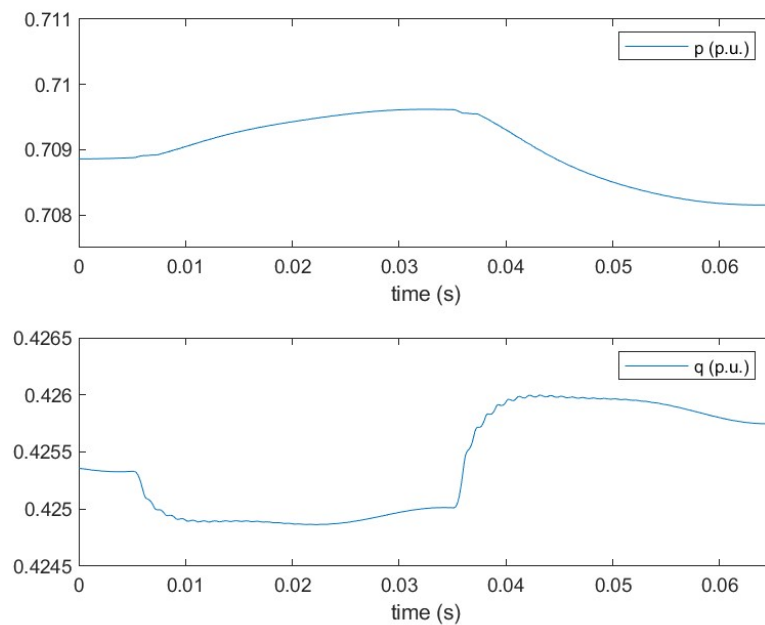


Figura 4.14. Escenario 1.2 – Inyecciones de potencia activa y reactiva

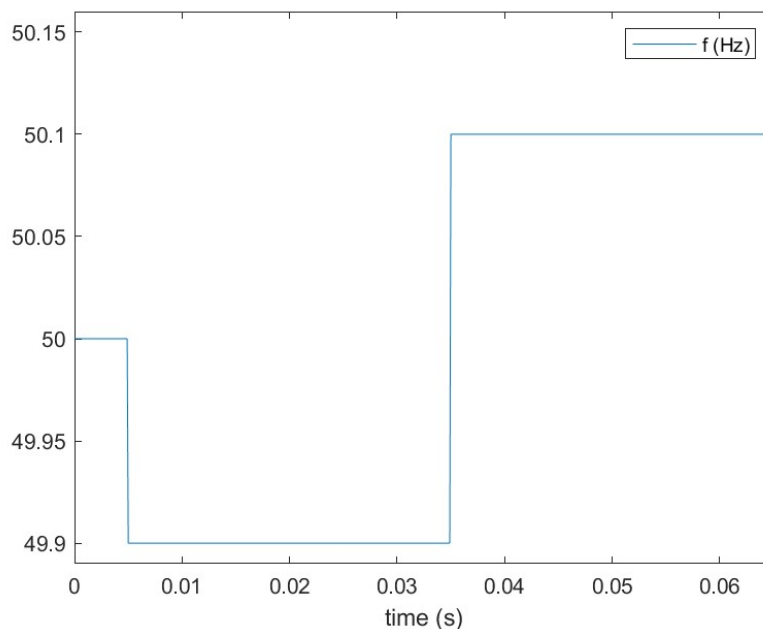


Figura 4.15. Escenario 1.2 – Frecuencia

4.4 ESCENARIO 1.3: RESPUESTA A CONEXIÓN/DESCONEXIÓN DE CARGA

En este apartado se pretende comprobar la aptitud del control para devolver la tensión al valor nominal tras una conexión o desconexión de carga. Se parte de un estado inicial de régimen permanente con el condensador a tensión nominal. A partir de ahí, en $t = 5\text{ms}$ se conecta una carga de valor igual al 10% de la existente (mismo factor de potencia), y en $t = 35\text{ms}$ se desconecta para volver al estado inicial.

El seguimiento de las referencias del control se puede ver en la Figura 4.16 (tensión) y la Figura 4.17 (corriente). Se aprecia que la tensión vuelve a sus valores de referencia en ambos ejes ajustando la corriente necesaria según la carga. El transitorio tiene una duración parecida al tiempo de establecimiento de diseño (20 ms).

Las gráficas de la Figura 4.18, Figura 4.19 y Figura 4.20 muestran el módulo de la tensión, la corriente y el mando del VSC junto con sus respectivos valores trifásicos instantáneos.

CASO DE ESTUDIO I: VSC ALIMENTANDO MICRORRED PASIVA

La Figura 4.21 muestra las inyecciones de potencia activa y reactiva. Como es de esperar, a más carga se requiere una mayor corriente y mando de tensión en el VSC. Al desconectar la carga adicional, las variables vuelven a su valor inicial. En la Figura 4.22 se muestra la frecuencia, que se ha mantenido constante a 50 Hz.

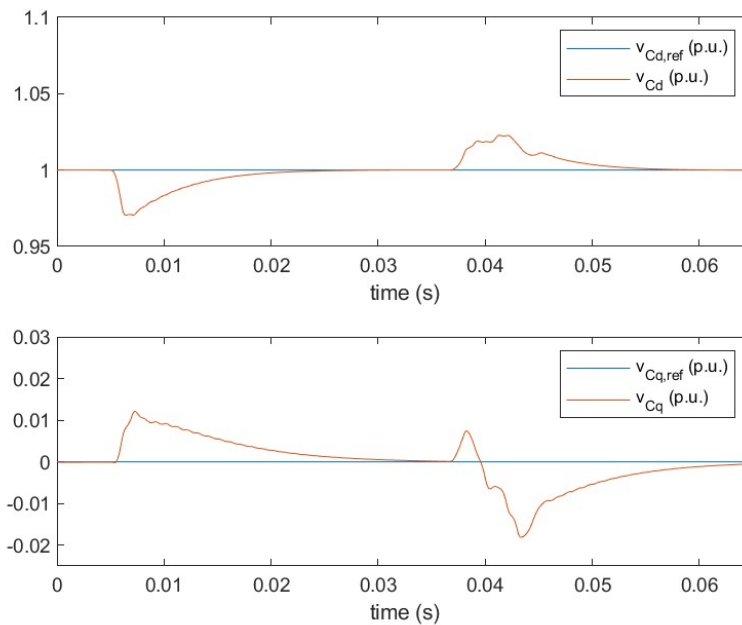


Figura 4.16. Escenario 1.3 – Seguimiento de las referencias de tensión (coordenadas dq)

CASO DE ESTUDIO I: VSC ALIMENTANDO MICRORRED PASIVA

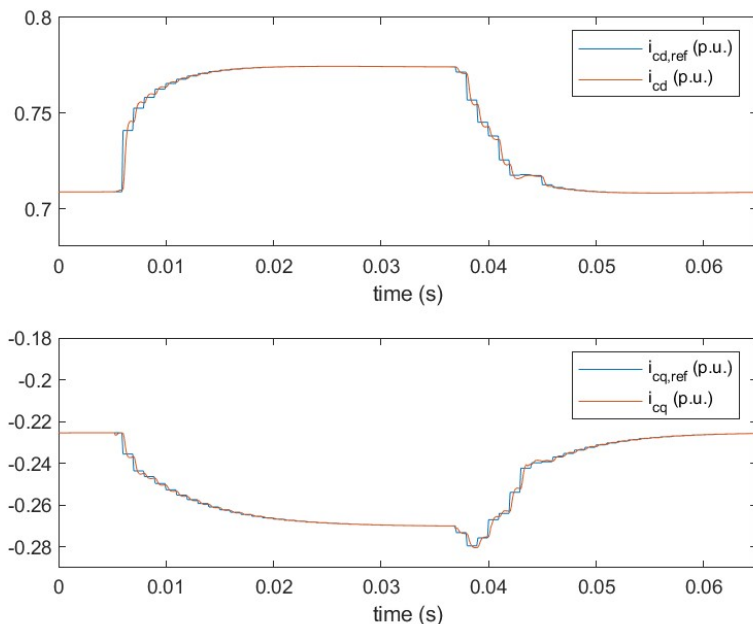


Figura 4.17. Escenario 1.3 – Seguimiento de las referencias de corriente (coordenadas dq)

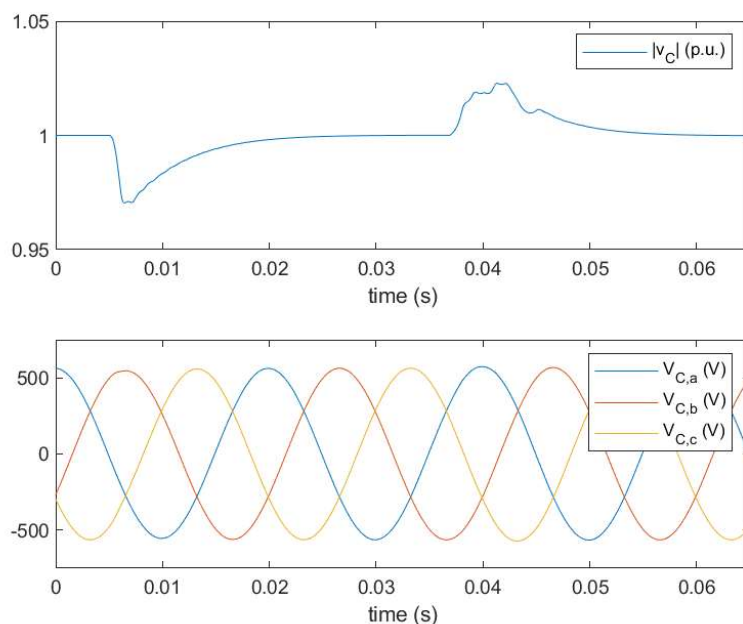


Figura 4.18. Escenario 1.3 – Módulo de la tensión del condensador trifásico y tensiones en las fases

CASO DE ESTUDIO I: VSC ALIMENTANDO MICRORRED PASIVA

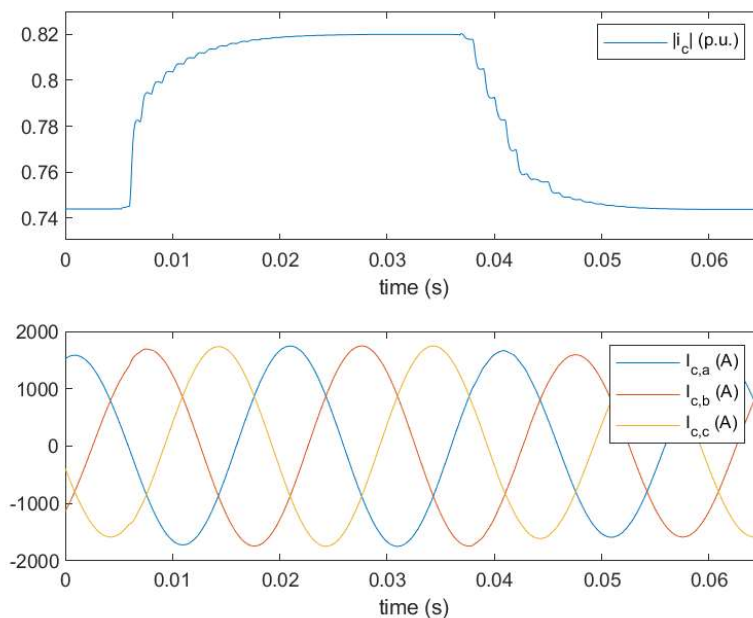


Figura 4.19. Escenario 1.3 – Módulo de la corriente de la bobina trifásica y corrientes en las fases

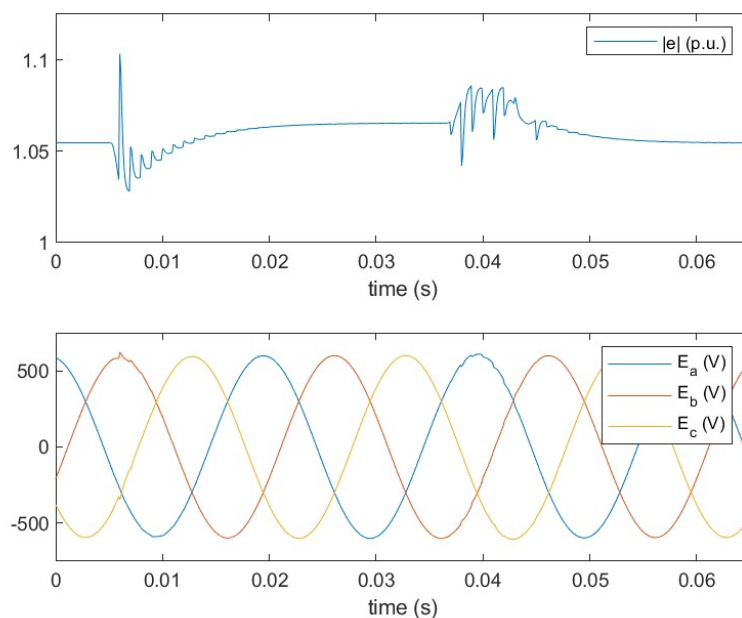


Figura 4.20. Escenario 1.3 – Módulo del mando del VSC y mandos en las fases

CASO DE ESTUDIO I: VSC ALIMENTANDO MICRORRED PASIVA

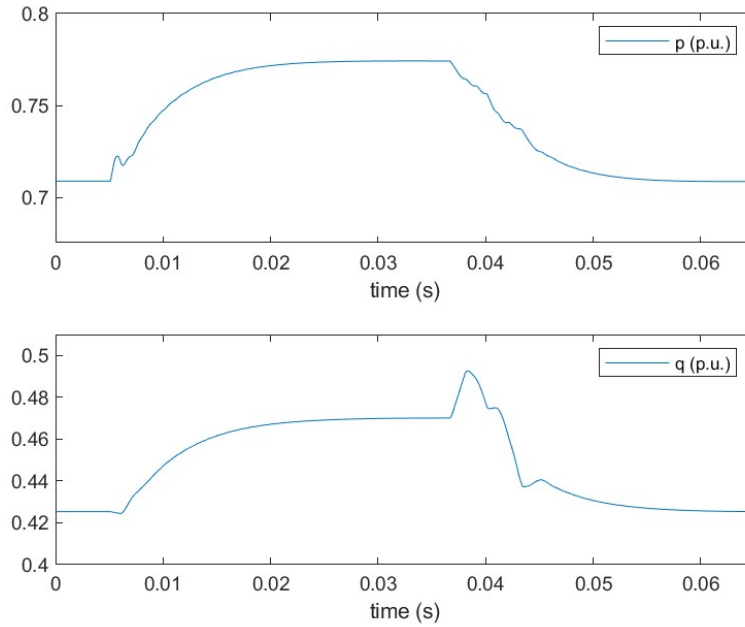


Figura 4.21. Escenario 1.3 – Inyecciones de potencia activa y reactiva

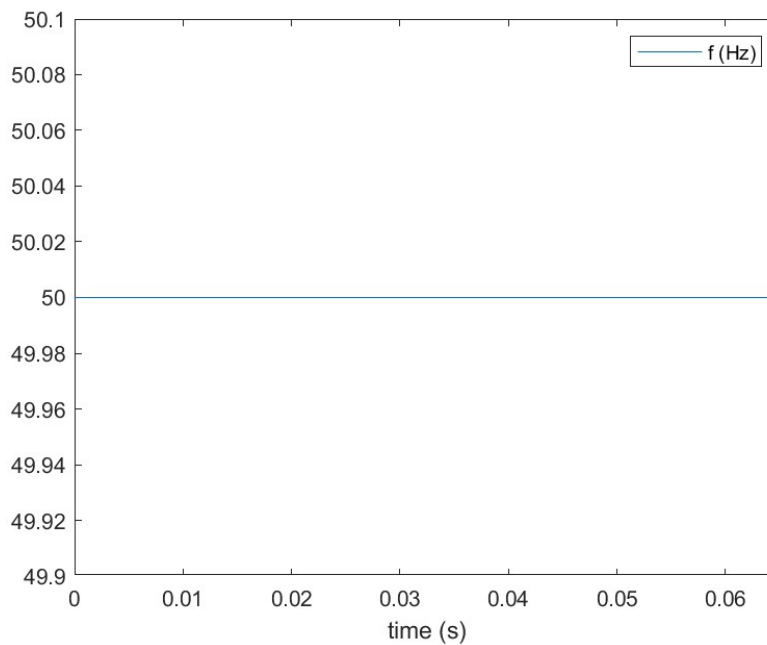


Figura 4.22. Escenario 1.3 – Frecuencia

Capítulo 5. CASO DE ESTUDIO 2: MICRORRED

AISLADA ALIMENTADA POR VARIOS VSC

5.1 DESCRIPCIÓN DEL CASO

El segundo caso de estudio es una microrred como la que se ilustra en la Figura 5.1. El bus 4 queda desconectado de la red principal, dejando la microrred en modo isla. Hay cargas en los buses 1, 2, 3 y 4 y un condensador *shunt* en el bus 4 que ayuda a compensar la caída de tensión en las líneas. Esta microrred es una réplica de la red AC estudiada en [11] que ha sido desconectada de la red principal. En este caso de estudio se va a comprobar que el control de tensión sigue siendo válido en una red más compleja con más de un VSC, además de la utilidad del *droop* de frecuencia como mecanismo de control distribuido en los convertidores que asegura el reparto de la potencia activa y la sincronización a una frecuencia única.

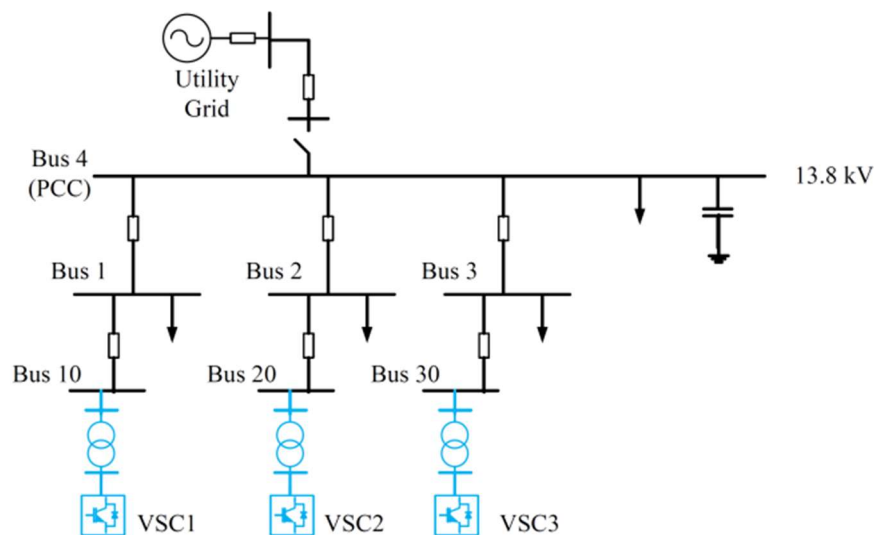


Figura 5.1. Caso de estudio 2: microrred alimentada por tres VSC operados en modo *grid forming* con *droop* de frecuencia. Tomada de [11].



CASO DE ESTUDIO 2: MICRORRED AISLADA ALIMENTADA POR VARIOS VSC

El control de tensión es idéntico en los tres VSC expresado en las bases de cada uno (incluyendo filtro LC y resistencia virtual), y es el mismo que se ha utilizado en el caso de estudio con un VSC. En los VSC se usa un *droop* de frecuencia con los parámetros de ganancia y la consigna de potencia iguales expresados en las bases de cada uno, de forma que la contribución sea proporcional al tamaño. La constante de tiempo T_p es de 100 ms en todos los VSC.

Los datos de los VSC se recogen en la Tabla 5.1: tensión y potencia nominales, consignas de potencia activa y ganancias de *droop*.

	U_n (kV)	S_n (MVA)	p_0 (p.u.)	P_0 (MW)	k_p (p.u./p.u.)	K_p (Hz/MW)
VSC1	0.69	1.8	0.6658	1.198	0.25%	0.06944
VSC2	0.69	2.5	0.6658	1.664	0.25%	0.05000
VSC3	0.69	1.5	0.6658	0.9987	0.25%	0.08333

Tabla 5.1. Datos de los VSC en la microrred

Al igual que en el caso de estudio anterior, la tensión nominal de la microrred es de 13.8 kV, y los transformadores tienen todos la misma impedancia expresada en bases de cada VSC que se ha usado en ese caso. La base de potencia de la microrred se escoge de 10 MVA para los datos de líneas (Tabla 5.2) y de cargas (Tabla 5.3).

Rama	r (p.u.)	x (p.u.)
1-10	0.0840	0.4376
1-4	0.0398	0.0513
2-20	0.0840	0.4376
2-4	0.0607	0.1015
3-30	0.0840	0.4376
3-4	0.0356	0.0266

Tabla 5.2. Datos de impedancia de líneas en la microrred. $U_b = 13.8\text{kV}$, $S_b = 10\text{ MVA}$

Bus	Carga	r (p.u.)	x (p.u.)	b (p.u.)
1	1	5.707	3.0135	
2	2	4.7518	3.0135	
3	3	7.6136	5.1603	
4	4a (*)	33.3342	47.2858	
	4b (*)	33.3342	47.2858	
	4c (*)	16.6671	23.6429	
	Shunt4			0.1

Tabla 5.3. Datos de impedancia de cargas en la microrred. $U_b = 13.8\text{kV}$, $S_b = 10\text{ MVA}$

(*) Cargas con r y x en paralelo

5.2 ESCENARIO 2.1: RESPUESTA DE LA MICRORRED A VARIACIÓN EN LA DEMANDA

El escenario que se va a simular con el modelo de la microrred es el de variación de demanda a corto plazo manteniendo las referencias de potencia constantes. Se pretende comprobar la estabilidad del control de tensión en esta red más compleja, además del reparto de potencia ante los cambios en la demanda y la sincronización de los VSC, bajo las hipótesis del *droop* de frecuencia.

Se parte de un estado inicial de régimen permanente donde los condensadores de los VSC han alcanzado su tensión nominal y la frecuencia de la microrred se ha establecido en un valor cercano a 50 Hz. Esto se ha conseguido encontrando un valor único de p_0 en todos los VSC que minimiza el desequilibrio total de potencia activa (Tabla 5.1), mediante iteraciones previas de la simulación de este modelo. En $t = 0.5\text{s}$ se desconecta la carga 4b, y en $t = 2.5\text{s}$ se conecta la carga 4c. La carga 4c tiene una demanda que dobla la de la carga 4b (mitad de impedancia). De esta manera se tiene el mismo desequilibrio de potencia con signo opuesto tras ambas perturbaciones (aproximadamente, salvando el hecho de que la caída de tensión varía con la propia demanda).

Las gráficas muestran simultáneamente los valores de las variables en los tres VSC usando los subíndices 1, 2 y 3. En la Figura 5.2 se muestran los módulos de las tensiones. En la

CASO DE ESTUDIO 2: MICRORRED AISLADA ALIMENTADA POR VARIOS VSC

Figura 5.3 se muestran estos más detallados para la desconexión de carga, y en la Figura 5.4 se hace lo mismo para la conexión de carga. Al contrario que en el anterior caso de estudio, en este caso aparecen oscilaciones, especialmente notables en la conexión de carga, donde se prolongan durante unos 300ms. En la Figura 5.5 se muestran los módulos de las corrientes, y se ve un patrón errático con variaciones rápidas y de amplitud considerable en el transitorio de la conexión de carga. Queda claro que el control no se comporta del todo igual en ambos casos de estudio, y que en este caso la estabilidad es más difícil de alcanzar. Teniendo en cuenta la forma de la corriente, planteamos como hipótesis la posibilidad de que en esta microrred más compleja la velocidad del lazo de corriente sea un factor determinante en la estabilidad. El lazo de corriente determina la velocidad a la que se rechaza la perturbación de la corriente de salida i_0 en el condensador. Esta corriente podría presentar variaciones demasiado rápidas según cómo esté hecha la microrred y lo que esté ocurriendo en ella. Aunque el diseño del control se ha propuesto independiente del sistema al que se conecta el VSC con la intención de que sea extrapolable, esto podría no ser siempre el caso.

Por otro lado, los *droops* de frecuencia sí funcionan como es debido. En la Figura 5.6 se muestran las frecuencias de los convertidores. La comparamos con la Figura 5.7, donde se muestran las inyecciones de potencia activa en p.u. nominales de cada máquina (ambas variables intervienen en la ecuación del *droop*). Lo primero a destacar es que los convertidores se sincronizan a una frecuencia única. Lo segundo, que la potencia de los convertidores acaba siendo la misma. Este reparto de potencia era el que se buscaba al asignar el mismo valor de p_0 y k_p a todos los convertidores. Lo tercero es que la forma de la frecuencia es similar a la de su potencia correspondiente en todos los convertidores (en sentido contrario), con la diferencia de que las variaciones rápidas de la potencia han sido filtradas por la constante de tiempo. Por tanto, este *droop* añade un efecto inercial que no permite variaciones bruscas de la frecuencia.

Las inyecciones de potencia activa y reactiva en magnitudes reales se muestran en la Figura 5.8 y la Figura 5.9. Se aprecia que ambas inyecciones de potencia se adaptan al

CASO DE ESTUDIO 2: MICRORRED AISLADA ALIMENTADA POR VARIOS VSC

nivel de demanda de la microrred tras la desconexión y conexión de carga, y que las máquinas con una potencia nominal mayor contribuyen más a suplir la demanda.

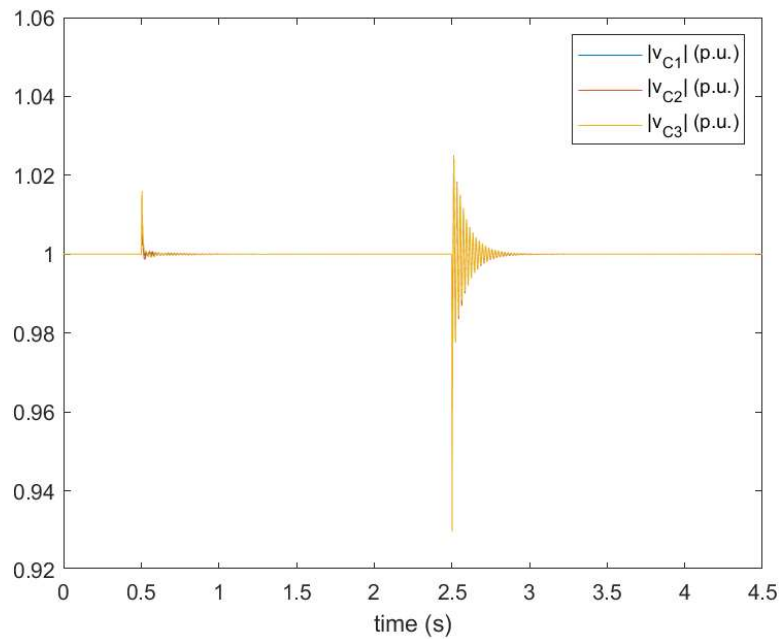


Figura 5.2. Escenario 2.1 – Módulos de las tensiones

CASO DE ESTUDIO 2: MICRORRED AISLADA ALIMENTADA POR VARIOS VSC

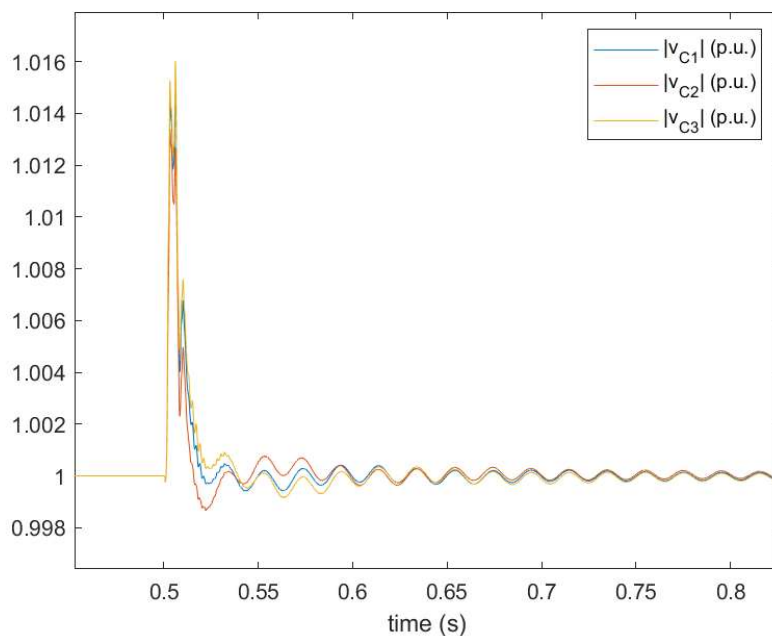


Figura 5.3. Escenario 2.1 – Módulos de las tensiones, *zoom* desconexión carga 4b

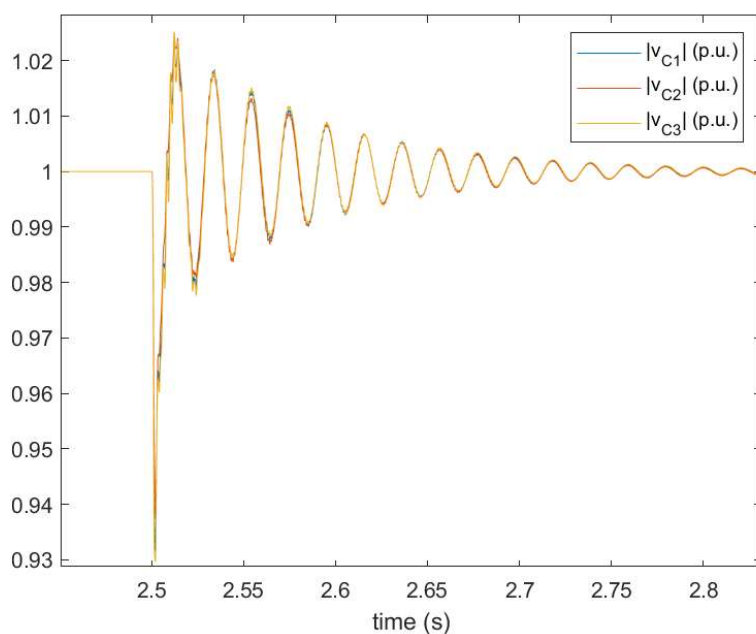


Figura 5.4. Escenario 2.1 – Módulos de las tensiones, *zoom* conexión carga 4c

CASO DE ESTUDIO 2: MICRORRED AISLADA ALIMENTADA POR VARIOS VSC

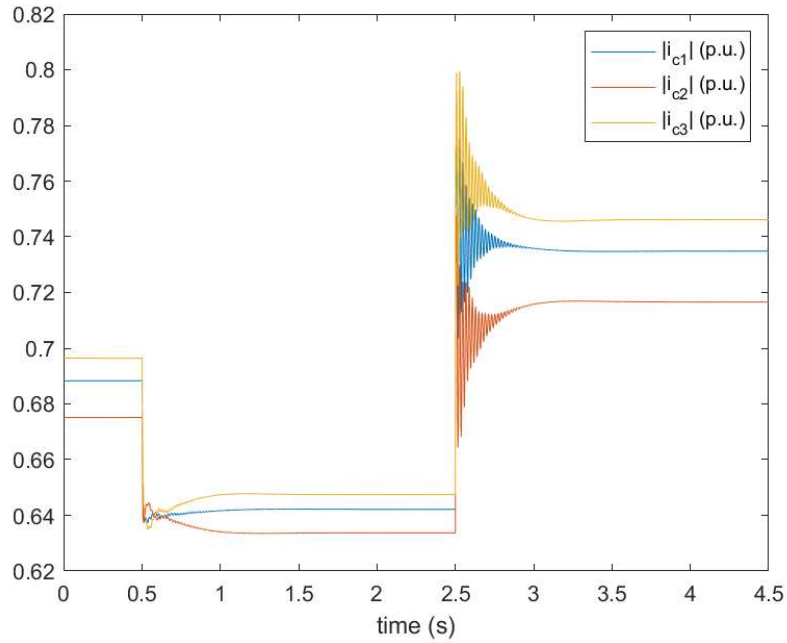


Figura 5.5. Escenario 2.1 – Módulos de las corrientes

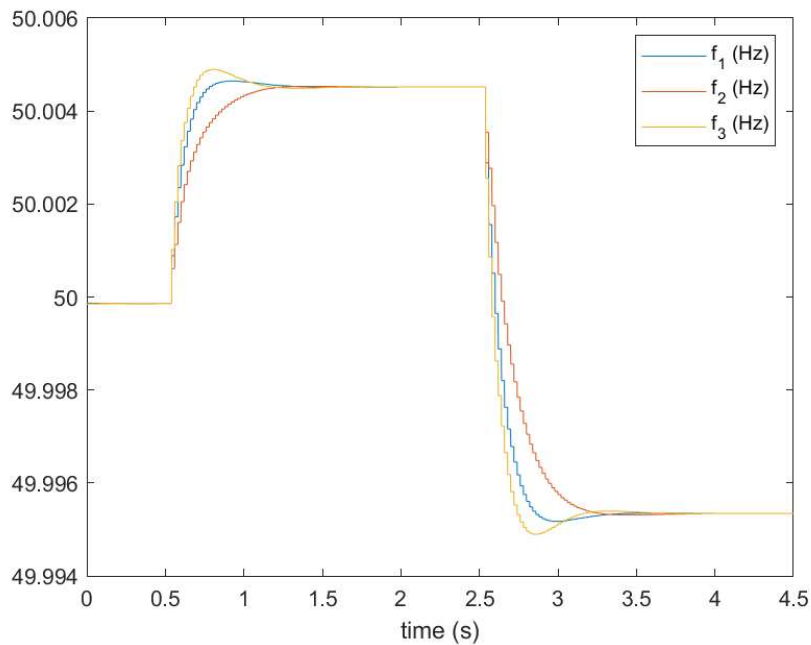


Figura 5.6. Escenario 2.1 – Frecuencias

CASO DE ESTUDIO 2: MICRORRED AISLADA ALIMENTADA POR VARIOS VSC

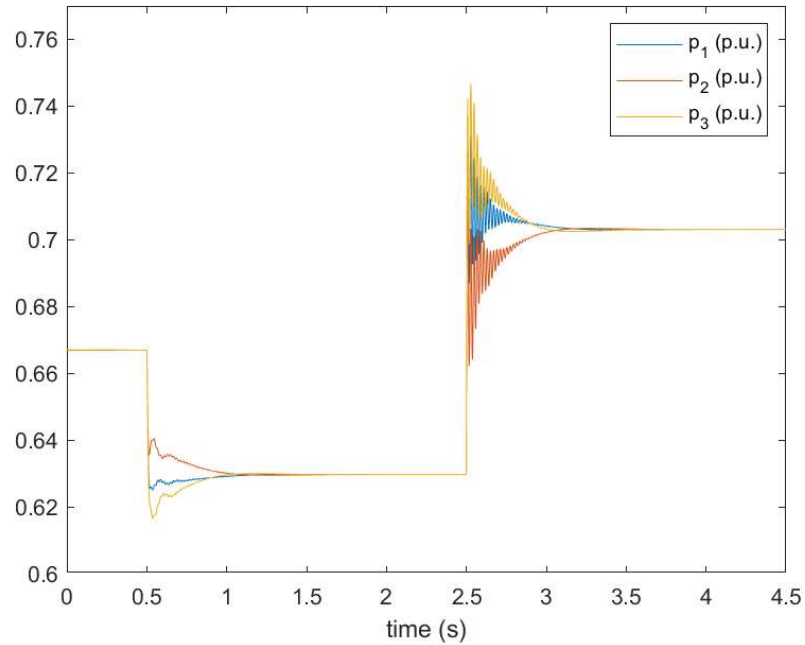


Figura 5.7. Escenario 2.1 – Inyecciones de potencia activa (p.u. nominales)

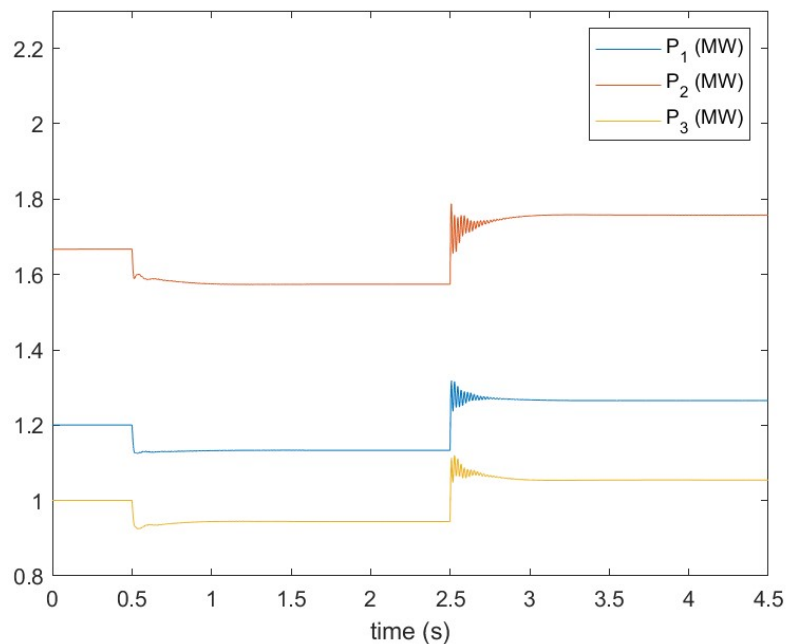


Figura 5.8. Escenario 2.1 – Inyecciones de potencia activa (MW)

CASO DE ESTUDIO 2: MICRORRED AISLADA ALIMENTADA POR VARIOS VSC

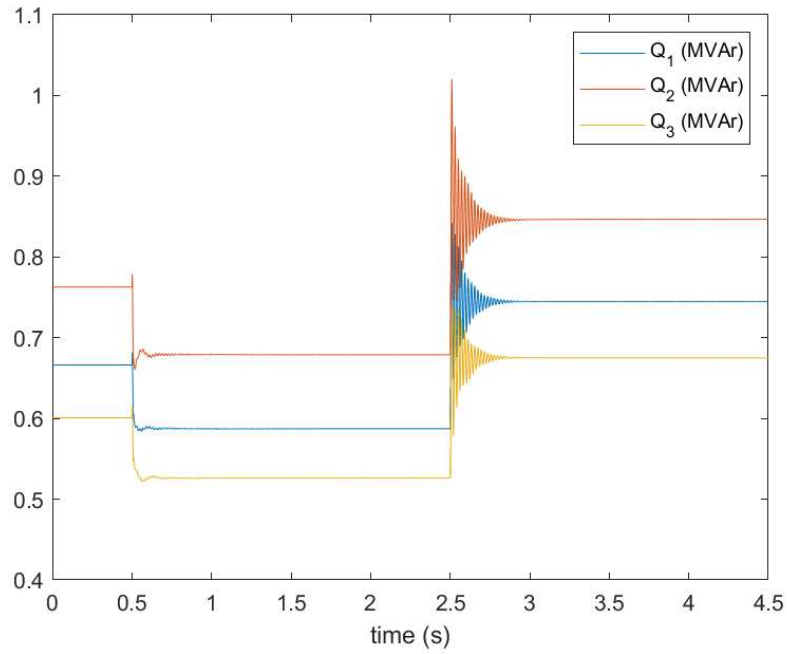


Figura 5.9. Escenario 2.1 – Inyecciones de potencia reactiva (MVar)

Capítulo 6. CONCLUSIONES

Las conclusiones de este proyecto son las siguientes:

- La viabilidad del modo de control *grid forming* para convertidores VSC ha sido demostrada teóricamente mediante el modelo de simulación en Simulink utilizado aquí. Gracias a la librería de bloques *powerlib*, se tiene en el modelo una representación visual del circuito eléctrico de la microrred fácilmente adaptable a varios casos de estudio. Con el segundo caso de estudio se ha demostrado la posibilidad de mantener tensión y frecuencia en una microrred sin generación convencional enteramente basada en electrónica de potencia.
- Se ha hecho una propuesta original de diseño de los parámetros del control en cascada basado en sencillas fórmulas de regulación automática para la colocación de polos. Para esto, se han usado plantas equivalentes de corriente continua que no tienen en cuenta el acoplamiento de los ejes d y q ni las otras perturbaciones, partiendo además de la premisa de separar las escalas de tiempos de los lazos interno y externo. En el primer caso de estudio, la respuesta temporal de la corriente y la tensión es coherente con la intención de este diseño.
- No obstante, en el segundo caso de estudio se ve que en una red más compleja con varios VSC las señales llegan a tener oscilaciones prolongadas en el tiempo. Esto contradice la idea de que un mismo control vaya a dar resultados correctos para cualquier sistema eléctrico al que vaya conectado el VSC. Como hipótesis explicativa, planteamos que el control de corriente debe cumplir una cierta velocidad para rechazar la perturbación causada en el condensador por la corriente de salida. No parece que esto se pueda cuantificar a priori sin incluir el propio sistema en el análisis. Debería investigarse en mayor profundidad cómo diseñar un control robusto sin información previa de la microrred.
- Se ha comprobado que se puede tener una regulación primaria de la microrred distribuida en los convertidores mediante la implementación de *droops* de



frecuencia, pudiendo establecer un reparto de la potencia entre ellos y garantizando que se sincronizan a una frecuencia única, y teniendo un efecto de inercia gracias al filtro digital añadido. El parámetro de ganancia de *droop* se ha ajustado por prueba y error, y se debería investigar un diseño robusto.

- Como aporte original, se ha sustituido la resistencia en serie con la bobina por un equivalente de resistencia virtual. Esto se ha hecho para crear de forma artificial un polo de lazo abierto en la planta de diseño del control de corriente. A pesar de que el valor de esta resistencia es relativamente alto (15%), al ser virtual no hay caída de tensión ni pérdida de potencia activa. La implementación de este método ha dado buenos resultados.

Sobre la base de este trabajo se podrían hacer los siguientes desarrollos futuros:

- Incluir un modelo completo del convertidor con PWM y asimetrías en el circuito eléctrico, y estudiar las capas suplementarias del control que hagan falta para tratar armónicos, componente homopolar y secuencia inversa.
- Investigar el efecto del filtrado según la tecnología de convertidor utilizada, afin de ver los resultados que daría el filtro empleado aquí, que no ha seguido ningún diseño en particular.
- Investigar la hipótesis de que la velocidad del control de corriente estabiliza el *grid forming* en microrredes con varios elementos generadores y cargas.
- De forma general, investigar cómo diseñar controles robustos sin información previa de la microrred, tanto para la capa de tensión como para la de potencia, para poder estandarizar la producción de VSC.

Capítulo 7. BIBLIOGRAFÍA

- [1] J. Rocabert, Á. Luna, F. Blaabjerg y P. Rodríguez, «Control of Power Converters in AC Microgrids,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, nº 11, pp. 4734-4749, 2012.
- [2] S. D'Arco y J. Suul, «Equivalence of Virtual Synchronous Machines and Frequency-Droops for Converter-Based MicroGrids,» *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, nº 1, pp. 394-395, 2014.
- [3] V. K. Singh, R. N. Tripathi y T. Hanamoto, «HIL co-simulation of finite set-model predictive control using FPGA for a three-phase VSI system,» *Energies*, vol. 11, nº 909, pp. 1-15, 2018.
- [4] J. Rivera, S. Ortega y J. Raygoza, «IMPLEMENTACIÓN EN HARDWARE DE UN SVPWM EN UN SOFT-CORE NIOS II PARTE II: ALGORITMO DEL SVPWM,» *e-Gnosis*, pp. 1-8, 2009.
- [5] A. García-Cerrada, J. L. Zamora Macho, M. Ochoa Giménez, L. Rouco Rodríguez, P. García González y J. Roldán Pérez, «Informe Técnico: Modelado y Control de Sistemas HVDC-VSC,» Proyecto ESP-LIDER, Madrid, 2013.
- [6] U. Markovic, O. Stanojev, P. Aristidou y G. Hug, «Partial Grid Forming Concept for 100% Inverter-Based Transmission Systems,» de *2018 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM)*, Portland, 2018.
- [7] Electrical 4 U, «Time Response of a Second Order System,» [En línea]. Available: <https://www.electrical4u.com/time-response-of-second-order-control-system/>.

- [8] A. García-Cerrada, J. Renedo and S. Yagüe, "Control and Stability in Power Systems and Microgrids," in *IMDEA Energía, Summer School PRICAM, 4-5 July 2016*, Madrid, Spain, 2016.
- [9] J. Peças Lopez, J. Tomé Saraiva, N. Hatzargyriou y N. Jenkins, «Management of Microgrids,» INESC TEC, Porto, Portugal, 2003.
- [10] R. Majumder, A. Ghosh, G. Ledwich y Z. Firuz, «Angle droop versus frequency droop in a voltage source converter based autonomous microgrid,» de *Power & Energy Society General Meeting, 2009. PES '09. IEEE*, Calgary, 2009.
- [11] A. García-Cerrada, J. Renedo, F. Rodríguez y E. Bueno, «The Application of Power Electronics to Smart Grids. Simulation tools for AC/DC systems in smart grid applications,» Programa Redes Inteligentes de la Comunidad de Madrid, Madrid, 2016.
- [12] IMDEA Energía, [En línea]. Available: <https://www.energia.imdea.org/eventos/2020/integracion-masiva-de-renovables-red-maquinas-sincronas-virtuales-0>.

APÉNDICE I: OBJETIVOS DE DESARROLLO SOSTENIBLE

En este apéndice se valora el impacto del proyecto en los objetivos de desarrollo sostenible de Naciones Unidas, que se ven en la Figura A.1.



Figura A.1. Objetivos de desarrollo sostenible de Naciones Unidas

De los 17 objetivos, en este proyecto nos ocupan dos:

- 7 – Energía asequible y no contaminante
- 13 – Acción por el clima



APÉNDICE I: OBJETIVOS DE DESARROLLO SOSTENIBLE

El estudio de las microrredes y de los convertidores VSC pretende cambiar el paradigma de las redes eléctricas hacia uno de generación y consumo local, con menores pérdidas e integrando energías renovables, dependiendo cada vez menos de la generación convencional. Las implicaciones de esto son: menores emisiones de gases de efecto invernadero y otros gases contaminantes (7, 13), y redes eléctricas eficientes y resistentes a fallos en la red principal, que facilitan el acceso a energía eléctrica más barata en zonas aisladas para volverlas autosuficientes (7). Las microrredes contribuirán en un futuro a, al mismo tiempo, reducir el impacto medioambiental de la generación y consumo de energía eléctrica, y a hacerla más asequible en zonas con un acceso más difícil. Sin embargo, la coexistencia de generación distribuida, que usa electrónica de potencia, con la generación convencional, que usa máquinas síncronas, presenta actualmente un número de problemas regulatorios y legales. Esto se debe a que las máquinas síncronas se rigen por la inercia, mientras que la operación de los convertidores es más flexible y depende del *software* [12]. En este proyecto, se ha demostrado la posibilidad de crear una red basada enteramente en convertidores VSC y que estos actúen de forma análoga a las máquinas síncronas. Para que estos convertidores puedan ser introducidos masivamente, se debe estandarizar su producción. Esperamos que el trabajo desarrollado aquí sirva para dar un paso en la estandarización de los convertidores VSC y abrir un camino futuro a las microrredes.