

GIPUZKOAKO INGENIARITZA ESKOLA
ESCUELA DE INGENIERÍA DE GIPUZKOA

EIBAR

TFG: DESARROLLO Y VALIDACIÓN EXPERIMENTAL DE UNA
ESTRATEGIA DE CONTROL GRID FORMING PARA
CONVERTIDORES CONECTADOS A RED

Grado: Ingeniería de Energías Renovables

Curso: **2023 - 2024**

Autor: Javier Rodríguez Góngora

Director/a/s: Ander Ordoño Murillo y Francisco Javier Asensio de Miguel

AGRADECIMIENTOS

A mi director Ander, por la enorme cantidad de tiempo dedicado, dentro y fuera de horarios. Porque sin él, sin su apoyo y ayuda, nada de esto habría sido posible.

A mi codirector Txisko, por conseguir la beca de investigación que ha sido vital para la realización de este trabajo.

A Josean, por su gran ayuda y valiosas soluciones a los problemas enfrentados.

A Pello, por la realización de las tarjetas de conexiones, pieza fundamental del banco de ensayos.

A mis amigos, mi novia y mi familia, por su creencia incondicional en mí y su acompañamiento en los momentos más frustrantes y complicados de este trabajo.

"Si he realizado descubrimientos invaluable ha sido más por tener paciencia que cualquier otro talento."

Isaac Newton

"Haz algo más que pertenecer: participa. Haz algo más que cuidar: ayuda. Haz algo más que ser justo: sé amable. Haz algo más que perdonar: olvida. Haz algo más que soñar: trabaja."

William Arthur Ward

ÍNDICE

OBJETIVO	4
1. INTRODUCCIÓN.....	5
1.1 PRINCIPIOS BÁSICOS DE LA RED ELÉCTRICA	5
1.2 LA TRANSICIÓN ENERGÉTICA Y EL CAMBIO DE PARADIGMA.....	6
2. CONVERTIDORES GRID FORMING Y GRID FOLLOWING	8
2.1 GRID FOLLOWING	8
2.2 GRID FORMING	9
3. FUNDAMENTOS DEL CONTROL GRID FORMING.....	12
3.1 LAZO EXTERNO DE FRECUENCIA (PSL)	12
3.1.1 Active Power Droop.....	13
3.1.2 Controlador PI.....	14
3.1.3 Virtual Synchronous Generator (VSG)	14
3.1.4 Otros controles	15
3.2 LAZO EXTERNO DE TENSIÓN (RPC)	16
3.2.1 Reactive Power Droop	16
3.2.2 Controlador PI.....	17
3.2.3 Lazos en cascada.....	17
3.3 LAZOS INTERNOS DE CONTROL.....	18
3.3.1 Direct voltage o sin lazos internos.....	18
3.3.2 PI tensión-tensión.....	19
3.3.3 PIs de tensión y corriente en cascada	19
3.3.4 Admitancia virtual y PI de corriente	20
4. DESARROLLO DEL CONTROL GRID FORMING	21
4.1 MODELO DEL SISTEMA EN SIMULINK	21
4.2 LAZO INTERNO DE CORRIENTE	22
4.2.1 Ajuste del lazo de corriente del sistema real.....	25
4.2.2 Implementación y validación del lazo de corriente en Simulink	26
4.3 LAZO INTERNO DE TENSIÓN (ADMITANCIA VIRTUAL).....	27
4.4 LAZOS EXTERNOS DE FRECUENCIA Y TENSIÓN	29
4.4.1 Ajuste de los lazos externos y la admitancia virtual del sistema real.....	31
4.4.2 Implementación y validación de los lazos externos y el lazo interno de tensión en Simulink	33
5. MONTAJE DEL BANCO EXPERIMENTAL	36
5.1 COMPONENTES COMUNES A AMBAS ARQUITECTURAS	36
5.1.1 Plataforma de control: OPAL-RT.....	36
5.1.2 Sensórica y comunicaciones	37
5.1.3 Inversor trifásico (DC/AC).....	38
5.1.4 Filtro LCL	38
5.1.5 Fuente AC trifásica	39
5.2 COMPONENTES DE LA ARQUITECTURA 1	39
5.2.1 Fuente DC bidireccional	39
5.2.2 Convertidor DC/DC	40
5.3 COMPONENTES DE LA ARQUITECTURA 2	40
5.3.1 Transformador monofásico.....	40

5.3.2 Circuito de precarga	41
5.3.3 Filtro L	41
5.3.4 Sensor de tensión	41
5.3.5 Rectificador monofásico (AC/DC)	42
5.4 VERSIÓN FINAL DEL BANCO DE ENSAYOS	42
6. RESULTADOS Y VALIDACIÓN EXPERIMENTALES	44
6.1 VALIDACIÓN DEL LAZO INTERNO DE CORRIENTE	44
6.2 VALIDACIÓN DE LA ADMITANCIA VIRTUAL	45
6.3 VALIDACIÓN DE LOS LAZOS EXTERNOS (PSL Y RPC)	46
7. CONCLUSIONES Y DESARROLLOS FUTUROS	48
8. BIBLIOGRAFÍA	50

OBJETIVO

El objetivo de este TFG es el desarrollo de los algoritmos de control necesarios para la operación de un convertidor conectado a red como fuente de tensión (grid forming), así como la validación experimental de la estrategia desarrollada en un banco de ensayos de alta versatilidad montado para este fin.

1. INTRODUCCIÓN

Actualmente, son numerosas las directivas elaboradas por los organismos de gestión europeos y nacionales dirigidas a la reducción de las emisiones de gases de efecto invernadero (GEIs). En ellas, la electrificación de los consumos energéticos es uno de los pilares clave de la estrategia ideada para reducir los GEIs [1]. Este objetivo va de la mano de la sustitución paulatina de las fuentes de energía fósil por fuentes de energía renovable, cuyo aprovechamiento está basado, en la mayor parte de los casos, en la generación eléctrica.

No obstante, la incorporación de las energías renovables a la red eléctrica no está exenta de dificultades y problemas técnicos a los que se ha de hacer frente para garantizar la viabilidad de las directivas climáticas. Estas problemáticas serán las que se presenten de forma breve a lo largo de esta introducción con el objetivo de contextualizar el desarrollo de este TFG.

1.1 PRINCIPIOS BÁSICOS DE LA RED ELÉCTRICA

La red eléctrica es uno de los sistemas más complejos y fiables jamás construidos por el hombre. Tradicionalmente, la red ha estado sustentada por grandes centrales de generación convencional equipadas con generadores síncronos. Estos equipos han resultado ser una tecnología fiable a la hora de asegurar la estabilidad de la red, que se fundamenta sobre dos principios:

- **Estabilidad de la frecuencia:** se consigue con un equilibrio de potencias activa consumida y generada. La red se comporta como un sistema físico con una inercia H , que representa la inercia total equivalente de todos los generadores conectados. La ecuación que rige, por tanto, el comportamiento de la frecuencia (ω) en función de las potencias de generación (P_{gen}) y consumo (P_{con}) instantáneas es la 2ª ley de Newton expresada en términos de potencia, también conocida como ecuación de Swing.

$$\omega \cdot 2H \frac{d\omega}{dt} = P_{gen} - P_{con} \quad (1)$$

Ante los escenarios que dan lugar a un desequilibrio de potencias, como puede ser la desconexión imprevista de una gran carga o la avería de un generador, deben entrar en juego los mecanismos de regulación de frecuencia a fin de evitar una abrupta caída o subida de la frecuencia. Estos mecanismos se dividen en 3 grupos en función de la rapidez de respuesta ante la perturbación [2]:

- 1) **Regulación primaria:** Todos los generadores en marcha están obligados a participar en este mecanismo de regulación. Estos equipos deben subir o bajar la potencia generada de forma automática en base al regulador de velocidad o medidor de frecuencia del que dispongan in situ, esto es, sin ningún tipo de señal de control del operador del sistema eléctrico (TSO). Este tipo de regulación es la encargada de contener las desviaciones de la frecuencia en los primeros instantes del

desequilibrio. Así pues, la actuación debe ser rápida, debiendo entregar un gran porcentaje de la potencia en un tiempo inferior a 15 segundos y manteniendo su actuación mientras dure el desequilibrio de potencias.

- 2) Regulación secundaria: Los generadores que participan en este mecanismo de regulación deben responder ante las órdenes del TSO en un tiempo menor a 30 segundos modificando al alza o a la baja la potencia entregada y mantener su actuación durante un tiempo de 15 minutos.
- 3) Regulación terciaria: Los equipos de generación que forman parte de la reserva de regulación terciaria deben responder ante las consignas del TSO en un tiempo no superior a 12,5 minutos y mantener su actuación durante entre 15 y 29 minutos.

- **Estabilidad de la tensión**: para mantener estable la tensión dentro de un rango operativo debe existir un balance entre la potencia reactiva capacitiva e inductiva. Para hacer frente a las desviaciones de tensión en un punto de la red, los equipos generadores están obligados a aportar o consumir un porcentaje mínimo de potencia reactiva en base a su potencia activa nominal, lo que constituye la regulación primaria de tensión [3]. A partir de este porcentaje mínimo obligatorio, la aportación a la regulación de la tensión es de carácter opcional y retribuido. Los equipos que participan en estos últimos tipos de regulación de tensión equivaldrían a los equipos de la regulación secundaria y terciaria en el caso de la regulación de frecuencia, aunque en el control de tensión la normativa no clasifica a los equipos en diferentes tipos de regulación, ni contempla tiempos estrictos de actuación.

1.2 LA TRANSICIÓN ENERGÉTICA Y EL CAMBIO DE PARADIGMA

En el marco de la regulación de frecuencia, la masa de los SGs de las centrales convencionales constituía una inmensa inercia rodante, que dotaba al sistema eléctrico de robustez frente a los desequilibrios de potencia. Gracias a la energía cinética almacenada en los rotores de los grandes generadores, estos actuaban de forma automática ante los cambios de frecuencia absorbiendo o cediendo una fracción de la energía correspondiente al desequilibrio. Así, la inercia mecánica actuaba como primer mecanismo de regulación de frecuencia, limitando la tasa de cambio de frecuencia o RoCoF (*Rate of Change of Frequency*) ante desbalances de potencias.

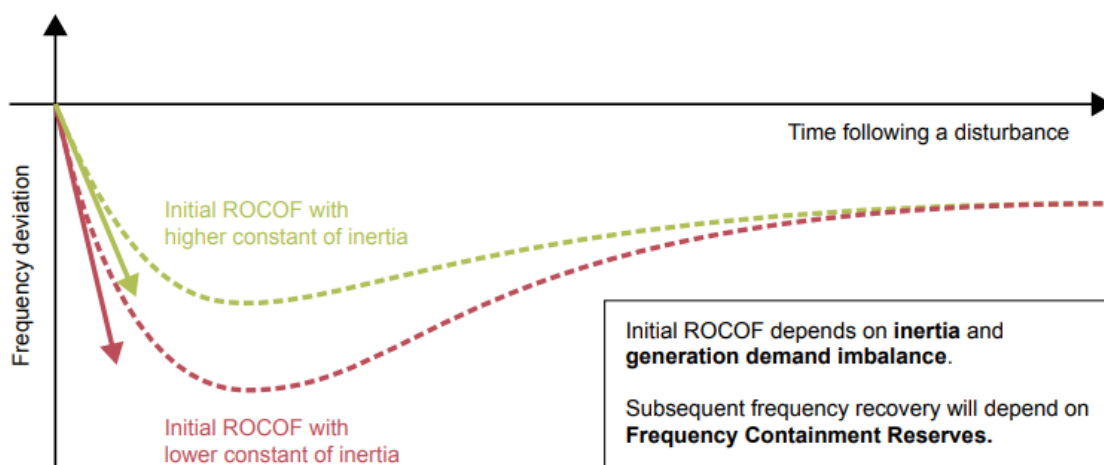


Figura 1-1. Dependencia entre la inercia de la red y el RoCoF. [4]

En la actualidad, sin embargo, la creciente incorporación de fuentes de energía renovable al mix energético conlleva la sustitución de los grandes SGs por generadores basados en convertidores electrónicos [5] que, dada la variabilidad e intermitencia de estos recursos energéticos, logran maximizar su aprovechamiento y, por consiguiente, su rentabilidad.

Las fuentes de energía renovable, como la fotovoltaica o la eólica, que inyectan su energía a la red a través de un inversor u otro tipo de convertidor electrónico se denominan IBRs por sus siglas en inglés (*Inverter Based Resource*). Estos equipos, basados en semiconductores de potencia, poseen propiedades muy diferentes a las de los SGs convencionales. En concreto, carecen de muchas de las características propias de las máquinas síncronas que aseguraban el buen funcionamiento del sistema eléctrico.

Por un lado, debido a la intermitencia de los recursos renovables, lo habitual y lo más rentable económicamente consiste en extraer la máxima energía posible mientras se disponga de ellos, por ejemplo, cuando hace sol. Esto es lo que hacen los MPPTs (*Maximum Power Point Tracker*) fotovoltaicos, que buscan hacer trabajar a los paneles siempre en el punto de máxima potencia.

No obstante, el aprovechamiento a máxima potencia no permite contribuir a la regulación de frecuencia de la red, ni estática (regulación primaria) ni inercialmente, debido a la ausencia de un extra de energía disponible que poder inyectar en caso de desequilibrio. Para solventar este problema, es posible operar estos recursos fuera de su MPP (*Maximum Power Point*), sin embargo, sin una estrategia avanzada de control, se carece de una respuesta inercial similar a la de los SGs.

Por otro lado, en caso de asegurar un remanente de energía para dar regulación de frecuencia a la red, los equipos electrónicos tienen una limitación de corriente considerablemente más restrictiva que la de los generadores rodantes. Así, mientras que ante una desviación de frecuencia un SG es capaz de entregar una corriente de varias veces su valor nominal [6], un convertidor electrónico no es, en general, capaz de superar el doble del valor nominal [7]. Esto conduce inevitablemente al sobredimensionamiento y, por tanto, al sobrecoste del convertidor para dotarlo de las mismas prestaciones.

Todos estos factores unidos a la creciente penetración de la generación renovable en la red eléctrica acarrearán consecuencias negativas para la estabilidad de la red eléctrica. Como ya se ha mencionado, la red eléctrica de los próximos años será previsiblemente una red con una inercia mucho menor, lo que lleva asociado mayores variaciones de la frecuencia ante los desbalances de potencia [4]. Estas mayores variaciones de frecuencia suponen problemas, además de para las cargas, para la estabilidad de los propios IBRs conectados a la red, debido al mal funcionamiento de los sistemas de sincronización con la red.

Por estas razones, se hace evidente la necesidad de nuevas estrategias que permitan la integración segura de las energías renovables en el sistema eléctrico sin que ello comprometa la estabilidad de la red. Es aquí donde la estrategia grid forming cobra sentido y se postula como una posible solución a futuro.

2. CONVERTIDORES GRID FORMING Y GRID FOLLOWING

Las estrategias de control de los convertidores de los IBRs pueden clasificarse en dos grupos a grandes rasgos: Grid Following (GFL) y Grid Forming (GFM). Cabe aclarar que el hardware del convertidor es el mismo para ambas estrategias de control, de forma que al hablar de inversores GFL o GFM únicamente se hace referencia a la estrategia de control con la que se operan estos convertidores. En este capítulo se presentarán las características generales de cada tipo mostrando los esquemas de control genéricos de cada uno, así como comparando sus puntos fuertes y débiles.

2.1 GRID FOLLOWING

El principio de funcionamiento de los convertidores GFL, o "seguidores de la red", consiste en sincronizarse con la red a la que se conectan para poder inyectar corriente en fase o en cuadratura con la tensión de la red, a fin de cumplir las consignas de potencia activa y reactiva respectivamente en redes inductivas.

Para sincronizarse con la red, los convertidores GFL hacen uso de una PLL (*Phase Locked Loop*). La PLL estima el ángulo del vector giratorio de tensión de la red de forma que este esté alineado con el eje d en el sistema de referencia síncrono de la red, denotado SRF por sus siglas en inglés (*Synchronous Reference Frame*). El ángulo estimado por la PLL, es decir, la posición angular de la red, se utiliza posteriormente en las transformadas y anti transformadas de Park, que permiten la conversión de las magnitudes expresadas en el sistema bifásico estacionario $\alpha\beta$ al sistema de referencia síncrono en ejes dq , en el cual se suele realizar el control.

Dado que el principio de funcionamiento de los GFL se fundamenta en inyectar adecuadamente cierta corriente en base al ángulo y magnitud de la tensión de la red, habitualmente se dice que su comportamiento es equivalente al de una fuente de corriente controlada [8]. Esta analogía se ilustra en la figura 1-1.

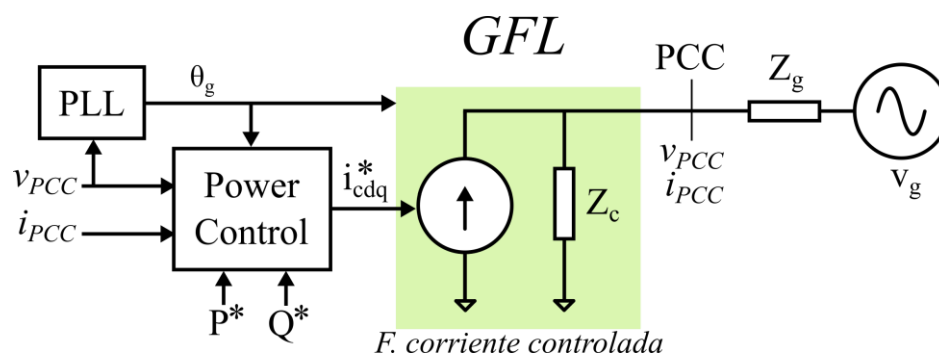


Figura 1-1. Circuito equivalente de los convertidores GFL.

No obstante, los GFL también pueden ofrecer otros servicios a la red más allá de inyectar toda la potencia generada por los recursos energéticos. De hecho, pueden llegar a dar soporte en la regulación de frecuencia y de tensión en el PCC (*Point of Common Coupling*), aunque esto requiere de matizaciones.

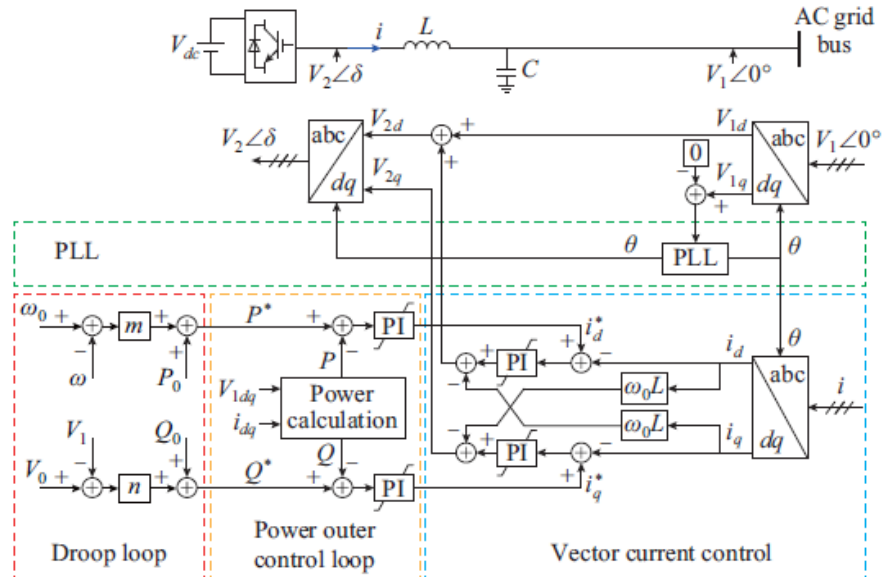


Figura 1-2. Control GFL con regulación de frecuencia y tensión. [9]

En la figura 1-2, se muestra el esquema de control de un GFL donde las consignas de potencia activa y reactiva provienen de la regulación primaria de frecuencia y de tensión (*Droop loop*), a imagen y semejanza de una máquina síncrona que da soporte a la red. A simple vista, se podría decir que un GFL, debidamente configurados los lazos externos de potencia, podría contribuir al control de la frecuencia y la tensión en su PCC. Dicho de otra manera, podría, aparentemente, actuar también como una fuente de tensión y frecuencia controlada.

Si bien nada impide que la estrategia de control del convertidor sea la de dar soporte a la red, sí que existe un impedimento para que el control funcione de forma adecuada cuando se adopta esta estrategia. Este impedimento es la PLL. Cuando la impedancia de la red (Z_g) es grande, esto es, en redes débiles, el vector de tensión de la red y el que mide la PLL en el PCC no se corresponden entre sí durante los transitorios, debido a la elevada impedancia de la red. Así pues, la PLL pierde una referencia estable de tensión y pasa a intentar seguir la tensión del PCC, que depende, a su vez, de la corriente que inyecta, lo cual vuelve inestable el control [10].

La inestabilidad del control GFL ante redes débiles constituye una de las desventajas principales de esta estrategia de control. Otras desventajas son la incapacidad para funcionar de forma aislada (sin estar conectado a una red) y la dependencia de las prestaciones dinámicas del control de la dinámica de la PLL, lo cual imposibilita a los GFL a responder de forma instantánea ante las variaciones de frecuencia así como actuar ante cambios rápidos de la frecuencia, que resultan inapreciables para la PLL [11].

2.2 GRID FORMING

La estrategia de control GFM adopta un enfoque distinto al de los convertidores GFL. El concepto de GFM nace de la necesidad de adecuar el funcionamiento del convertidor para redes o conexiones aisladas [12], donde no existe una red que imponga la tensión y la

frecuencia. En estos escenarios, el convertidor debe “formar” la red, de ahí el nombre de “grid forming”, imponiendo una tensión y una frecuencia a su salida.

Teniendo en cuenta que el principio de funcionamiento de los GFM se fundamenta en imponer una tensión con una cierta frecuencia en su salida en base a las referencias internas del esquema de control, se suele comparar su comportamiento con el de una fuente de tensión controlada [8], como se ilustra en la figura 1-3.

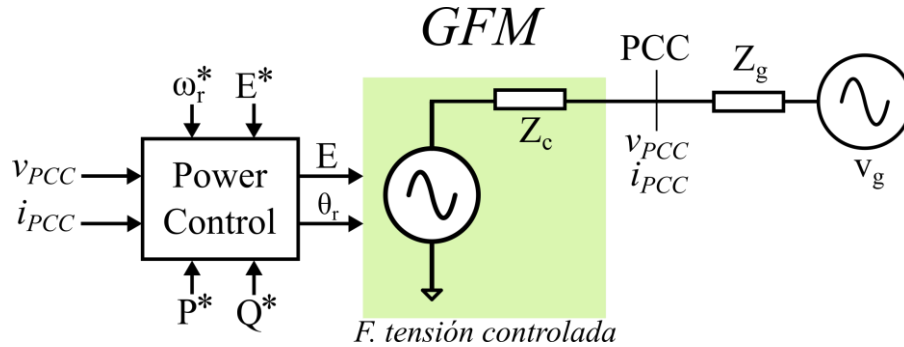


Figura 1-3. Circuito equivalente de los convertidores GFM.

En la versión más básica de esta estrategia de control, utilizada en redes totalmente pasivas donde el inversor GFM es el único generador, las consignas de frecuencia y la tensión son constantes. No obstante, en redes activas (donde coexisten varios generadores), esta estrategia de control se torna inviable. En esta situación, el equilibrio de potencias en la red no depende exclusivamente de un generador, sino de la potencia generada por el total de ellos. Por esta razón, es necesaria una estrategia que reparta el desequilibrio entre los equipos generadores conectados a la red, lo cual no se puede conseguir con las consignas de frecuencia y tensión constantes. Esto es lo que se ilustra en la figura 2-4, donde, si existe una desviación de la frecuencia de la red a causa de un desequilibrio instantáneo de potencias, el convertidor con una frecuencia fija asumiría todo el desequilibrio de acuerdo con (2).

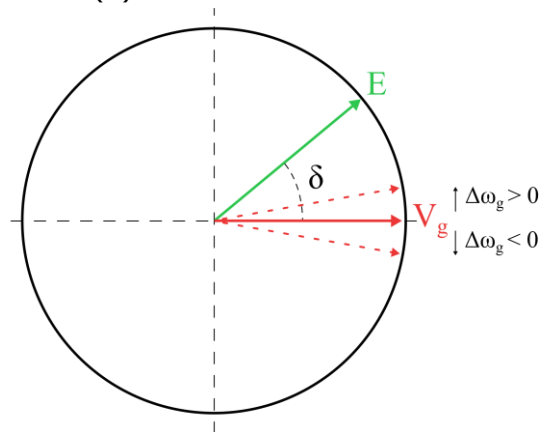


Figura 2-4. Diagrama de los vectores giratorios de la red y del convertidor GFM bajo perturbaciones de frecuencia.

$$P = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_g \cdot E}{X} \cdot \sin \delta \quad (2)$$

Donde X representa el valor de la reactancia entre la red y el convertidor, V_g es la amplitud del vector giratorio de la red (valor pico de fase), E es la amplitud del vector giratorio de

la fuente de tensión equivalente del convertidor GFM (valor pico de fase) y δ es el desfase entre E y V_g .

La solución a este problema radica en que la frecuencia y la tensión del convertidor sean variables y se regulen en función de la potencia activa y reactiva, respectivamente, en el caso de redes inductivas. Así, como se ilustra en la figura 1-5, los inversores GFM poseen un lazo de control de frecuencia y otro de tensión, denotados en la figura como PSL (*Power Synchronization Loop*) y RPC (*Reactive Power Control*), respectivamente.

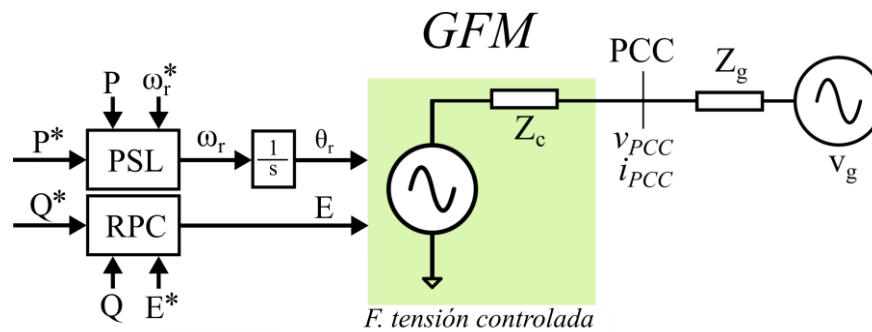


Figura 1-5. Esquema de control GFM con lazos externos de regulación de frecuencia (PSL) y tensión (RPC).

Las buenas prestaciones de las estrategias GFM son evidentes en redes aisladas, puesto que se carece de red de referencia, así como en redes débiles [10], donde debido a la alta impedancia de la línea, el seguimiento de la red con una PLL inestabiliza el control. No obstante, ante redes fuertes, es decir, con baja impedancia de línea, la estabilidad del control GFM se compromete. Dado que existe por un lado la red, que impone su tensión y frecuencia, y por el otro el GFM que impone sus propios valores, ante pequeñas diferencias en la frecuencia o en la tensión, puede llegar a circular una corriente, y por tanto una potencia, muy superior a la máxima que puede soportar el convertidor. Ante este suceso, se activaría la estrategia de limitación de corriente, la cual, como se demuestra en [6], puede llevar a la desincronización y desconexión del convertidor.

Con el fin de garantizar la operación estable del GFM, es importante conocer sus fundamentos, así como sintonizar correctamente los lazos de regulación. Esto es lo que se desarrolla en la siguiente sección, donde se presentan las características básicas del GFM y se proporciona una visión general de las diferentes estrategias de los lazos de control.

3. FUNDAMENTOS DEL CONTROL GRID FORMING

El esquema básico de un convertidor GFM y su control se muestran en la figura 3-1. Por un lado, el sistema físico del convertidor se compone, de izquierda a derecha, de una fuente DC, que bien puede ser una batería o un bus DC alimentado por la etapa de generación renovable (eólica, fotovoltaica, etc.), el convertidor y un filtro LC tras el cual se conectan las cargas y/o la red (a este punto se le denomina PCC). Es necesario remarcar que el filtro utilizado debe contener un componente capacitivo, es decir, debe ser un filtro LC y no L, puesto que se debe filtrar la tensión además de la corriente. Además, el filtro incluye una resistencia de amortiguamiento para atenuar la resonancia.

Dentro de la regulación del convertidor, es posible distinguir dos capas o niveles: los lazos internos y externos de control. La función de los lazos externos, compuestos por el lazo de frecuencia o PSL (*Power Synchronization Loop*) y el lazo de tensión o RPC (*Reactive Power Control*), es proporcionar las consignas de frecuencia y tensión de la fuente de tensión equivalente. Por su parte, los lazos internos son los encargados de proporcionar las consignas de los disparos de los semiconductores del convertidor.

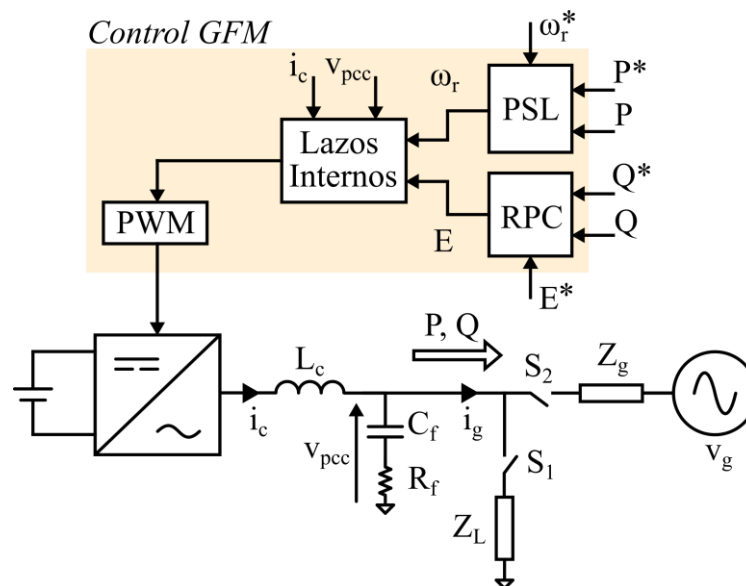


Figura 3-1. Esquema unifilar simplificado del convertidor y los lazos de control GFM.

3.1 LAZO EXTERNO DE FRECUENCIA (PSL)

Dentro de los lazos externos del control GFM, el lazo de frecuencia, también llamado lazo de potencia activa, es el encargado de determinar la frecuencia o el ángulo del vector del vector de tensión del GFM. Para ello cuenta con un algoritmo que adapta la frecuencia en función de la potencia activa en el caso de redes inductivas. Entre los algoritmos más habituales se encuentran los que se muestran a continuación.

3.1.1 Active Power Droop

La técnica de droop o ganancia proporcional ha sido hasta ahora una técnica muy utilizada para el reparto de la potencia entre varios equipos generadores según la capacidad de cada uno de ellos. Según esta técnica, en el ámbito de la regulación primaria de frecuencia (*droop de frecuencia*), la respuesta de cada generador, esto es, la variación de la consigna de potencia (P^*) debe ser proporcional a la variación de frecuencia como se indica en (3):

$$P^* = P_0 + m_\omega \cdot (\omega_r^* - \omega_r) \quad (3)$$

Donde P_0 es el valor nominal de la consigna de potencia, m_ω es el coeficiente de droop de frecuencia y $(\omega_r^* - \omega_r)$ es la desviación de la frecuencia (ω_r) de su valor de referencia (ω_r^*).

No obstante, el droop de potencia activa (en inglés, *Active Power Droop*) realiza la operación inversa a la que se ha descrito, aunque con las mismas prestaciones en estado estacionario. En este caso, se parte de un desequilibrio entre la consigna de potencia y la potencia medida (P), y se obtiene una variación proporcional (incremento o decremento) de la frecuencia de salida, tal y como se ilustra en (4).

$$\omega_r = \omega_r^* + m_p \cdot (P^* - P) \quad (4)$$

Donde $m_p = \frac{1}{m_\omega}$ es el coeficiente de droop de potencia activa.

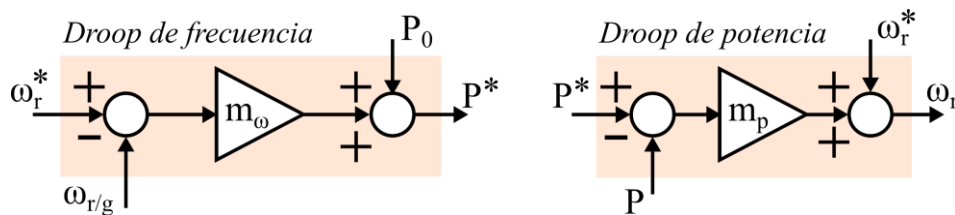


Figura 3-3. Diagrama de bloques del droop de frecuencia y del droop de potencia activa.

Dado que esta estrategia para la obtención de la frecuencia consiste en una ganancia proporcional sobre el desequilibrio de potencias, cualquier señal en la medición de potencia se multiplica por el coeficiente de droop. Por esta razón, en la práctica, se suele incluir un filtro pasabajo con la ganancia del droop (ver figura 3-4) de forma que se limite el ancho de banda del lazo de frecuencia y, por tanto, se filtren las componentes de alta frecuencia [9].

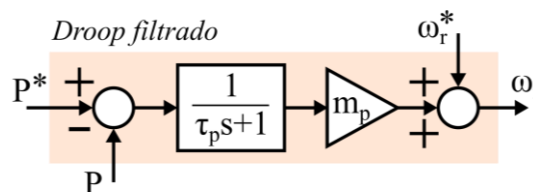


Figura 3-4. Diagrama de bloques de la técnica de droop filtrado.

En resumen, la ventaja principal del droop de potencia activa es permitir la distribución adecuada de los desequilibrios de potencia entre los equipos generadores conectados a la red. La consecuencia inherente a esta característica es que no se sigue la consigna de potencia, sino que hay un error insalvable en estado estacionario. Asimismo, la variación

de la frecuencia ante un desequilibrio de potencias es instantánea para un droop ideal o rápida en un droop filtrado, en función de la dinámica del filtro. Esto implica que se carece de una variación lenta en la frecuencia, esto es, no se tiene una respuesta inercial [9].

3.1.2 Controlador PI

Otra estrategia consiste en incluir un controlador PI en el esquema de control, tal y como aparece en la figura 3-5. Esta técnica es, en realidad, una generalización del droop explicado en el apartado anterior, al que se añade una acción integral.

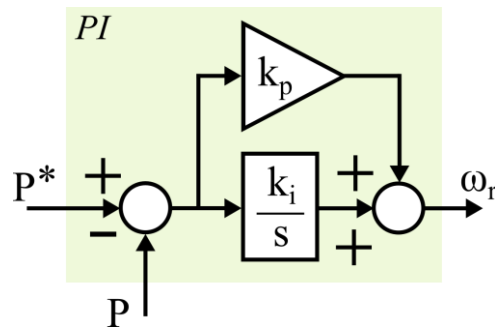


Figura 3-5. Diagrama de bloques del controlador PI con regulación de frecuencia.

Gracias a la acción integral se consigue anular el error entre las potencias en estado estacionario, o lo que es lo mismo, se consigue que el sistema siga sin error la consigna de potencia. Además, dado que la acción integral está directamente relacionada con la inercia, como se demuestra en el subapartado 3.1.3, la respuesta de esta estrategia de control da una mayor estabilidad en la frecuencia gracias a su comportamiento inercial.

La principal desventaja de esta técnica es la ausencia de regulación primaria de frecuencia, que no permite el funcionamiento de forma aislada, puesto que no se contribuye a estabilizar la red ante desequilibrios de potencia. En otras palabras, el convertidor no altera su potencia para actuar frente a las desviaciones de frecuencia ni tampoco tiene capacidad de reparto de los desequilibrios con otros equipos generadores, lo cual vuelve inestable el sistema trabajando de forma aislada.

3.1.3 Virtual Synchronous Generator (VSG)

La estrategia de control conocida como VSG consiste en la imitación del comportamiento de una máquina síncrona (SG) en base a la ecuación de Swing [9]. El motivo de intentar emular la respuesta de un SG con un convertidor proviene de las características ventajosas que estos han demostrado a la hora de ayudar a estabilizar la red. Por un lado, en estos generadores se dispone de un control desacoplado de la tensión y la frecuencia, controlados por medio de la excitación y la velocidad de giro, respectivamente. A esto se le suma la inercia mecánica del rotor, que almacena energía cinética y actúa ante desviaciones de frecuencia ralentizando el RoCoF.

En las figuras 3-6 y 3-7 se ilustra la equivalencia entre el diagrama de bloques genérico del algoritmo VSG y el modelo físico de un SG. Desde el punto de vista del VSG, el droop de la regulación de frecuencia puede emular la dinámica de los actuadores de una central convencional como se representa en la figura 3-7, o bien introducir la regulación de frecuencia de forma instantánea ($\tau_\omega = 0$). Asimismo, se puede emular el amortiguamiento de los SGs con diferentes técnicas [13], aunque no se profundizará en ello en este trabajo.

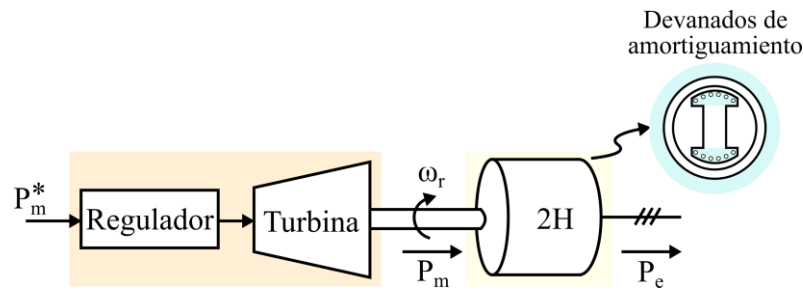


Figura 3-6. Modelo físico de un generador síncrono (SG).

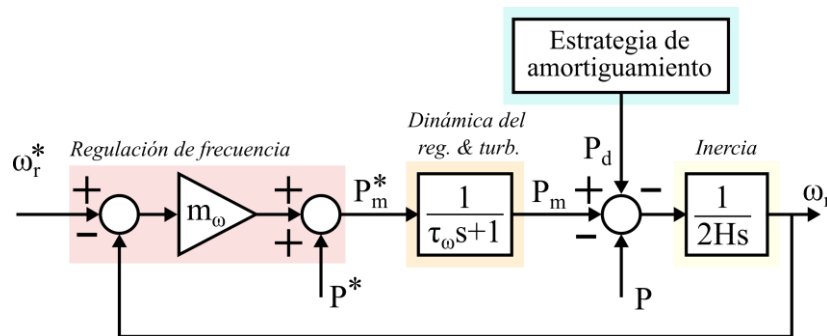


Figura 3-7. Diagrama de bloques de la estrategia VSG.

El comportamiento inercial de la máquina, como ya se ha mencionado en el apartado 3.1.2, se corresponde con una acción integral. Esta correspondencia se fundamenta matemáticamente en la ecuación de Swing, donde si se considera que no hay grandes desviaciones de la frecuencia de su valor nominal ($\omega_r \approx 1 pu$), se puede escribir como:

$$2H \frac{d\omega_r}{dt} = P_m - P_e \quad (5)$$

Donde H es la inercia de la máquina en por unidad (pu) y P_m y P_e son las potencias mecánica (entrante) y eléctrica (saliente) de la máquina en pu, respectivamente.

Con la ecuación (5) queda demostrado que la inercia física de la máquina se traduce en una acción integral entre la frecuencia (salida) y la potencia (entrada) en el ámbito de control. Inversamente, la inercia es una acción derivativa entre la potencia (salida) y la frecuencia (entrada). Esto es, si se produce un cambio brusco en la frecuencia (escalón de frecuencia), la inercia hace que haya un pico instantáneo de potencia (una delta de Dirac) como resultado de una liberación instantánea de la energía cinética correspondiente al cambio de la velocidad de rotación o frecuencia.

En resumen, la incorporación, por un lado, de un lazo superior de regulación primaria de frecuencia (droop de frecuencia) que permite la contribución del equipo a la distribución coordinada de los desequilibrios de potencia de la red, y la inercia de la máquina, por otro, que dota al GFM de estabilidad en la frecuencia y permite que siga la consigna de potencia gracias a la acción integral, convierte la estrategia del VSG en una estrategia polivalente.

3.1.4 Otros controles

Además de las estrategias presentadas en este apartado, en la literatura se pueden encontrar otras con principios de funcionamiento similares, así como como estrategias

conceptualmente muy diferentes a las anteriores. En este subapartado se exponen las ideas básicas de tres de las estrategias más habituales y se enumeran algunas características principales de cada una.

- **Virtual Oscillator Control (VOC):** Esta es una de las estrategias de control no lineales presentes en la literatura. El principio de funcionamiento de esta técnica consiste en la imitación de un oscilador débilmente no lineal, habitualmente un oscilador de Van der Pol. En la práctica, se implementa mediante software el oscilador, al que le llegan ciertas señales provenientes de las mediciones del sistema físico del convertidor, y de él se obtiene la señal de control que va a los lazos internos. Dada la naturaleza de este control, la dinámica de la señal de control es débilmente no lineal, lo cual presenta una ventaja clave que es, sin duda, la señal de identidad de este tipo de control: la sincronización automática entre convertidores que operan en paralelo sin intercomunicación entre ellos [8].
- **Synchronverter:** Esta estrategia se fundamenta en replicar el comportamiento de los SGs. A tal fin, se imitan con precisión las dinámicas de los SGs, incluyendo aquellas no tan beneficiosas, como pueden ser los acoplos existentes entre las variables de control de los lazos de potencia activa y reactiva. De esta manera, se asegura que la dinámica del convertidor vista desde la red es la correspondiente a un SG [8], siempre que se opere por debajo de la corriente máxima admisible de los semiconductores.
- **Matching control:** El principio de funcionamiento de esta técnica de control es imitar el comportamiento de un SG sin utilizar un modelo virtual de estos generadores. En su lugar, se establece un paralelismo entre las variables y las ecuaciones de un SG y las del bus DC del convertidor [8]. De esta forma, los parámetros virtuales de inercia o amortiguamiento del modelo virtual de un SG se corresponden con los valores físicos de los componentes del bus DC, como son la capacitancia del bus (C) y la conductancia del bus (G) [14].

3.2 LAZO EXTERNO DE TENSIÓN (RPC)

El lazo de tensión o lazo de potencia reactiva, por su parte, es el encargado de determinar la amplitud del vector de tensión del GFM. Cabe advertir que ciertas estrategias de control, como el synchronverter o el VOC, acoplan entre sí los lazos externos de tensión y frecuencia, de forma que las estrategias de control de cada uno no son independientes. Aun así, en este apartado, al igual que se ha hecho en lazo de frecuencia, se presentarán las distintas estrategias existentes para la regulación independiente de la amplitud de tensión.

Antes de describir las estrategias, sin embargo, es preciso introducir una importante matización. Cuando se habla de la de tensión es imprescindible matizar dónde, puesto que la tensión, a diferencia de la frecuencia, no es una variable global para toda la red, sino local. Así, la amplitud de tensión que se obtiene del lazo externo de tensión puede corresponderse con la tensión que se desea imponer en diferentes puntos de la red dependiendo de la arquitectura de los lazos internos de regulación. Esto se aclarará más adelante en el apartado 3.3, donde se profundizará en las estrategias de los lazos internos del control.

3.2.1 Reactive Power Droop

La técnica del droop de potencia reactiva (*Reactive Power Droop*) es exactamente igual al droop de potencia activa explicado anteriormente en el apartado 3.1.1 de las estrategias

del lazo de frecuencia. La diferencia, como se puede intuir, está en las variables de control, donde la potencia activa se sustituye por la potencia reactiva (Q) y la frecuencia por la amplitud de tensión (E). En la figura 3-8 se ilustra esta técnica, donde, al igual que en el droop de potencia activa, es habitual filtrar la medición de la potencia reactiva a fin de evitar la incursión del ruido de alta frecuencia en el control.

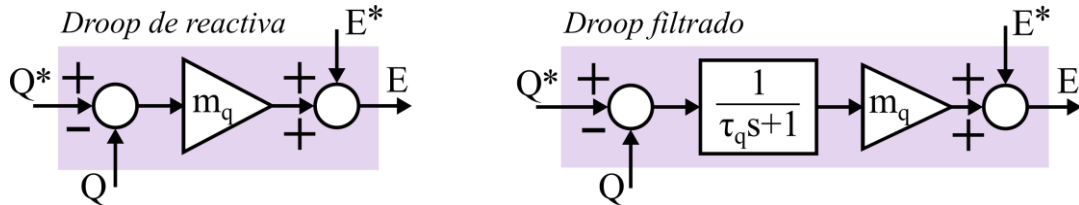


Figura 3-8. Diagramas de bloques de las técnicas de droop de reactiva.

La finalidad de esta estrategia de control, al igual que en su análogo en la potencia activa, es posibilitar el reparto de la carga entre equipos generadores de forma adecuada. Unido a esto, este tipo de control proporciona regulación primaria de tensión ante desequilibrios de potencia reactiva.

3.2.2 Controlador PI

De forma análoga a la estrategia de control del lazo de frecuencia basada en un controlador PI, esta técnica de control se puede aplicar también al lazo de tensión. De nuevo, las variables de control se intercambian, como se refleja en el esquema de la figura 3-9.

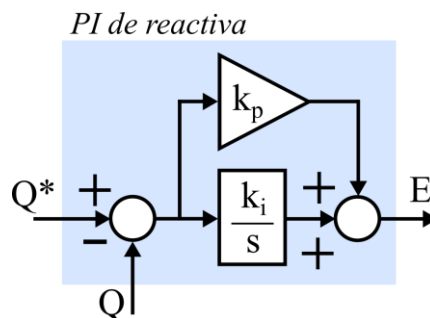


Figura 3-9. Diagrama de bloques del PI de reactiva.

Con la implementación de esta estrategia de control se logra garantizar el seguimiento de la consigna de reactiva en todo momento, proporcionando, asimismo, una respuesta inercial (lenta y retardada) en la consigna de tensión. Esto, aunque dota de estabilidad en la tensión, impide la operación del convertidor en aislado, debido a que no actúa ante desequilibrios de reactiva y tampoco permite el reparto distribuido del desequilibrio.

3.2.3 Lazos en cascada

Otra técnica ampliamente utilizada es la combinación de las dos técnicas anteriores de forma secuencial o *en cascada*. De esta manera, se consiguen aunar los puntos fuertes y ventajosos de ambas estrategias. En la figura 3-10, se presenta la combinación del droop de tensión (regulación primaria de tensión), análogo al droop de frecuencia explicado en PSL, y del PI de reactiva previamente mencionados.

Esta estrategia dota al sistema de regulación primaria de tensión modificando la consigna de potencia reactiva de acuerdo con la aportación que debe proveer el convertidor al desequilibrio existente en la red. Así, por un lado, permite la operación en aislado y el

reparto de los desequilibrios de reactiva. Y, por otro lado, el PI de reactiva asegura que el convertidor aporta exactamente la potencia reactiva de la consigna modificada por el droop, aportando también una cierta acción inercial a la consigna de tensión, lo cual beneficia la estabilidad del control.

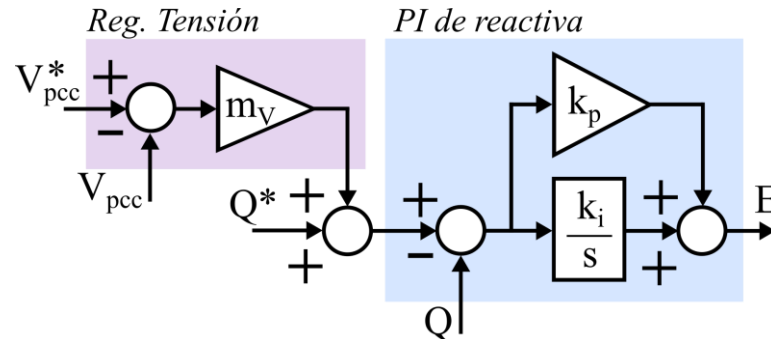


Figura 3-10. Diagrama de bloques del droop de tensión y el PI de reactiva en cascada.

3.3 LAZOS INTERNOS DE CONTROL

Los lazos internos de control constituyen la capa más baja del esquema de control. Tienen una dinámica rápida (varias veces mayor que la de los lazos superiores) y permiten la controlabilidad sobre las denominadas variables internas de control (i.e. corriente del convertidor y/o tensión en el PCC), de las que dependen, en esencia, las variables externas de control (i.e. las potencias activa y reactiva). En última instancia, su función es determinar las consignas de los disparos del convertidor. A continuación se muestran las características esenciales de las principales estrategias de control de los lazos internos que hay en la literatura.

3.3.1 Direct voltage o sin lazos internos

Esta estrategia, esquematizada en la figura 3-11, se basa en la ausencia de lazos de regulación internos. En su lugar, se aplica de manera directa el vector de tensión definido por la amplitud de tensión obtenida del lazo externo de tensión y el ángulo obtenido del lazo externo de frecuencia.

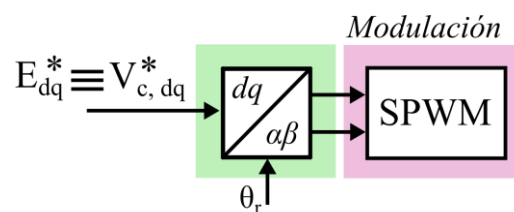


Figura 3-11. Esquema de control sin lazos internos.

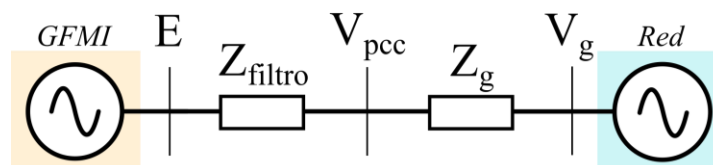


Figura 3-12. Circuito equivalente del convertidor en bajas frecuencias (lazos superiores)

Con esta estrategia, el circuito equivalente del convertidor GFM es el de la figura 3-12. En este caso, la consigna de tensión obtenida del RPC es la tensión en bornas del convertidor.

Esta opción representa el caso más desfavorable en cuanto a regulación se refiere, ya que no se compensa de ningún modo la impedancia del filtro y se carece totalmente de control sobre las variables internas, esto es, la tensión en el PCC y/o la corriente del convertidor.

3.3.2 PI tensión-tensión

Esta estrategia, previamente detallada entre las técnicas del lazo externo de tensión, tiene también aplicación en los lazos internos. En este ámbito, permite mantener plenamente el control sobre la tensión del PCC compensando totalmente la impedancia del filtro, como muestra el circuito equivalente de la figura 3-14. La desventaja que presenta esta técnica, sin embargo, es la falta de control sobre la corriente del convertidor, lo cual puede dar lugar a sobrecorrientes ante huecos de tensión o faltas [11].

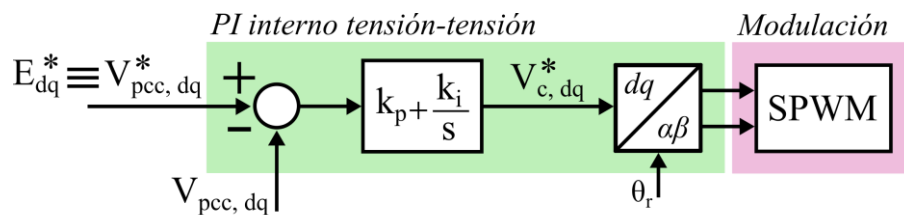


Figura 3-13. Esquema de control del PI interno tensión-tensión.

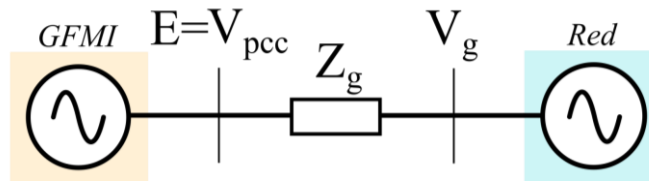


Figura 3-14. Circuito equivalente del convertidor en bajas frecuencias (lazos superiores)

3.3.3 PIs de tensión y corriente en cascada

A raíz de la falta de control sobre la corriente de la estrategia anterior, las estrategias basadas en dobles lazos de control abordan y solventan el problema. Una de estas estrategias consiste en la implementación de dos PIs en cascada, tal y como se indica en la figura 3-15. Como ya se ha mencionado, la utilización de controladores PI garantiza el pleno control sobre la tensión en el PCC, como se refleja en el circuito equivalente de esta estrategia, idéntico al de la anterior (ver figura 3-14). En definitiva, esta estrategia reúne los beneficios de la estrategia anterior y añade, además, el control pleno sobre la corriente del convertidor, pudiendo saturar su valor en casos de contingencia.

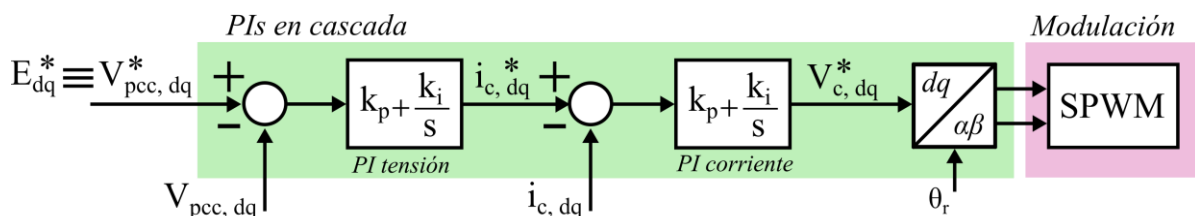


Figura 3-15. Esquema de control de los PIs en cascada.

No obstante, el doble lazo de regulación compromete los anchos de banda del resto de capas de regulación. Para evitar la interferencia entre las distintas capas del control, es una práctica habitual y extendida asegurar un ancho de banda 10 veces menor entre el

lazo inferior y el lazo inmediatamente superior [15], siendo este último el más lento. Teniendo en cuenta que la frecuencia de conmutación viene impuesta por las características del convertidor, además de las pérdidas admisibles en conmutación, la adición de otra capa al esquema de control (el lazo de corriente) compromete la rapidez de los lazos superiores (lazo interno de tensión y lazos externos). Esto, dado que afecta directamente a la dinámica de los lazos externos, puede perjudicar de forma notable las prestaciones y servicios del convertidor a la red.

3.3.4 Admitancia virtual y PI de corriente

Otra de las estrategias de doble lazo de control consiste en emular una impedancia virtual en la salida del convertidor (en este caso, una admitancia) junto con un PI de corriente. El esquema de esta técnica se muestra en la figura 3-16, donde se está emulando una resistencia virtual R_v y una inductancia virtual L_v .

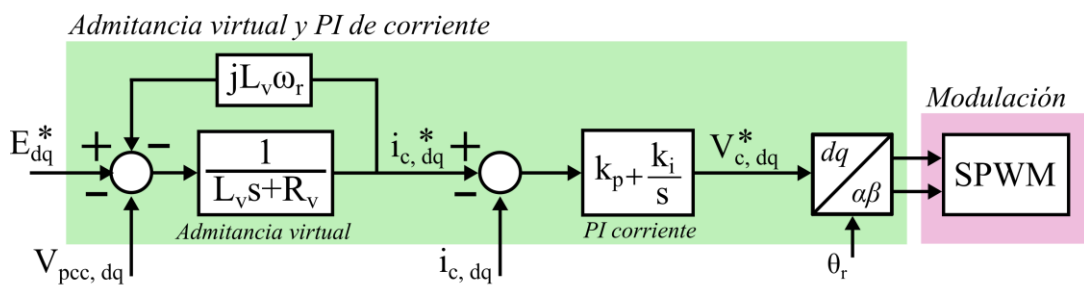


Figura 3-16. Esquema de control de la admitancia virtual y PI de corriente.

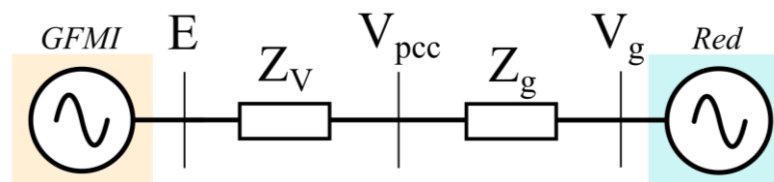


Figura 3-17. Circuito equivalente del convertidor en bajas frecuencias (lazos superiores).

Con esta estrategia se pretende emular una impedancia virtual entre la salida de la fuente de tensión equivalente del convertidor y el PCC, como muestra la figura 3-17. Así, se sustituye la impedancia del filtro por una impedancia virtual configurable que permite mejorar la estabilidad del control de dos formas: mejorando el desacoplo entre potencia activa y reactiva a medida que se aumenta la inductancia virtual [16] y eliminando las limitaciones del ancho de banda que introducía el PI interno de tensión. No obstante, no deja de ser un lazo interno de tensión que no anula el error estacionario. Por último, gracias al lazo interno de corriente, con un controlador PI, se mantiene el pleno control sobre la corriente del convertidor.

4. DESARROLLO DEL CONTROL GRID FORMING

En este apartado se explicará paso a paso el desarrollo del algoritmo completo de control GFM en Simulink. Se explicarán los criterios de ajuste de los parámetros de los controladores en base a los valores de los componentes del circuito cuyo esquema se muestra en la figura 4-1.

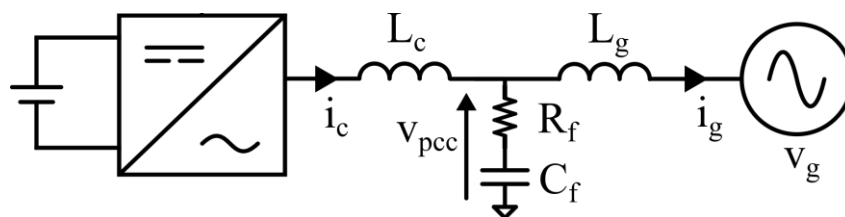


Figura 4-1. Esquema del circuito unifilar de un convertidor GFM conectado a red.

4.1 MODELO DEL SISTEMA EN SIMULINK

Con el fin de validar en simulación las diferentes capas que componen el esquema de control, se ha desarrollado un modelo en Simulink del sistema físico (ver figura 4-1) y su control (ver figura 4-2).

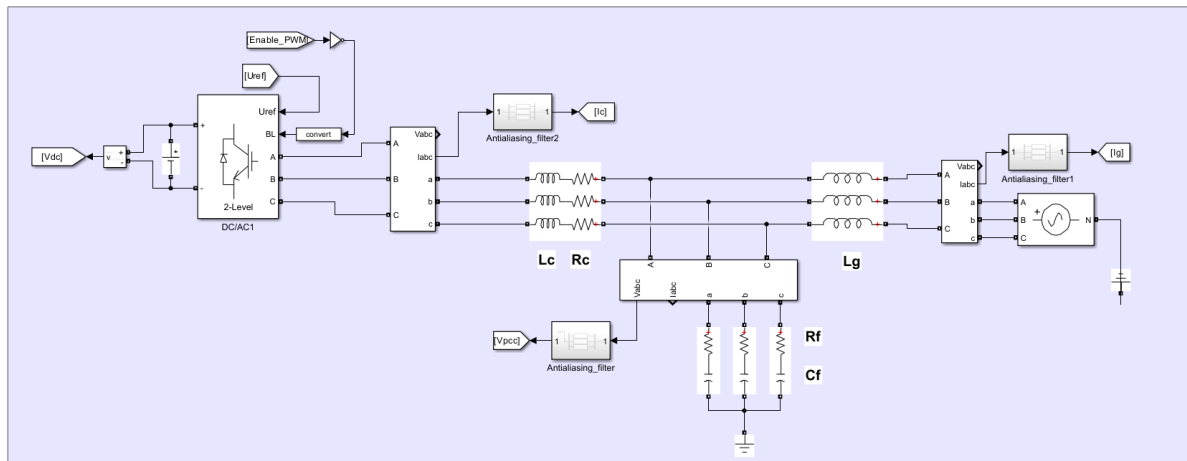


Figura 4-1. Modelo en Simulink del convertidor GFM conectado a red.

Entre las variables de entrada del bloque de control mostrado en la figura 4-2 se encuentran las medidas de tensión y corriente, las consignas de potencia activa y reactiva y de corriente para el modo GFL, los parámetros de los controladores PI y otras señales de activación de los PIs y de la PLL. Aquí es necesario mencionar que el bloque de control se ha programado para poder funcionar como GFL o como GFM atendiendo al valor de la

variable *MODE*, cuyo valor es 0 para GFL y 1 para GFM. Las características de funcionamiento de cada modo son:

- **GFL:** El funcionamiento del inversor es análogo al de una fuente de corriente, por lo que únicamente se encuentran activos el lazo interno de corriente y la PLL, que asegura la sincronización con la red. Las consignas de corriente no provienen de lazos adicionales configurados para dar soporte a la red, sino que son introducidas manualmente por el usuario.
- **GFM:** Se encuentran activos los lazos externos, la admitancia virtual y el lazo de corriente. La PLL, en cambio, está desconectada de los lazos activos. En este caso, las consignas de corriente provienen de la admitancia virtual. A su vez, las entradas de la admitancia virtual proceden de los lazos externos, configurados para dar soporte a la red.

Dado que el lazo interno de corriente es el mismo para ambos controles, para pasar de un modo a otro tan solo es necesario cambiar el origen de las referencias de corriente y del ángulo utilizado en las transformadas de Park, tal como se lleva a cabo en la sección *Selección de modo* de la figura 4-2.

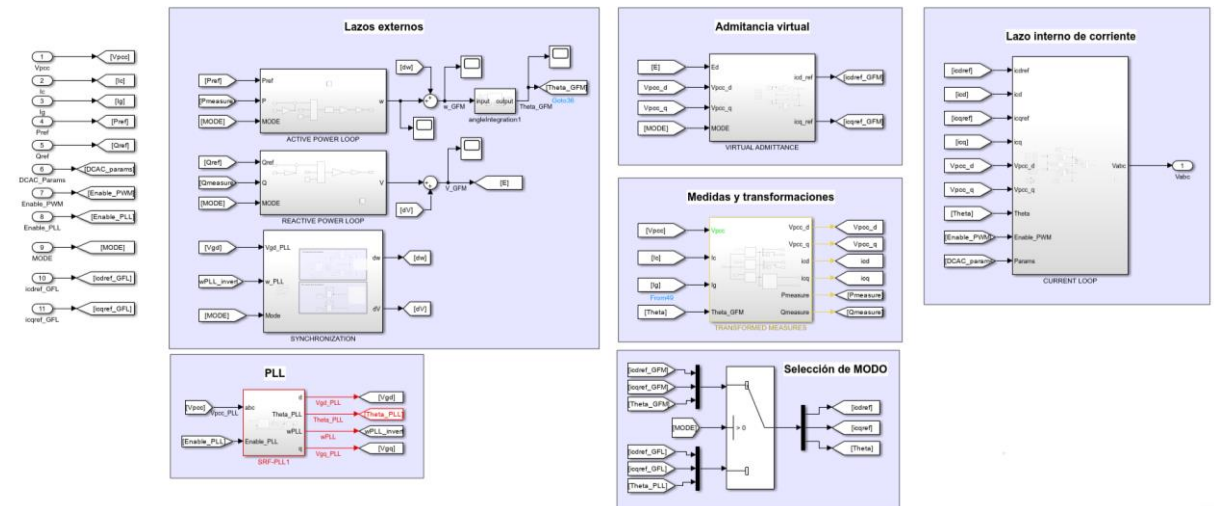


Figura 4-2. Contenido del bloque del control del convertidor.

4.2 LAZO INTERNO DE CORRIENTE

El lazo interno de corriente se corresponde con el control más rápido del GFM. Es el lazo más interno del algoritmo de control y su salida es la tensión del convertidor en *dq*, que posteriormente se traduce a las señales de disparo de los transistores en el bloque de modulación.

La planta real del lazo de corriente, obtenida paso a paso en el anexo I, se muestra en la figura 4-3 y su simplificación en la figura 4-4. Habitualmente, dado que se ajusta el PI de corriente para que sea mucho más lento que el bloque de modulación, es decir, con un ancho de banda como mínimo 10 veces menor a la frecuencia de conmutación, se considera que se puede obviar su dinámica (G_{PWM}) y representarlo como una ganancia unitaria. Por otro lado, a la hora de realizar el ajuste de los parámetros del PI, se considera el modelo simplificado de la figura 4-4, en el que no se contempla la dinámica del filtro antialiasing de corriente ni de tensión, ya que su efecto es despreciable considerando que el ancho de banda al que se ajusta el lazo de corriente es significativamente menor al del filtro (3 kHz).

Tampoco se tiene en cuenta en el modelo simplificado la dinámica del condensador ni la de la impedancia del lado red, puesto que, asumiendo un comportamiento ideal del sensor de tensión y el PWM, el feedforward de tensión desacopla la corriente del convertidor (i_c) de la tensión del PCC (V_{PCC}).

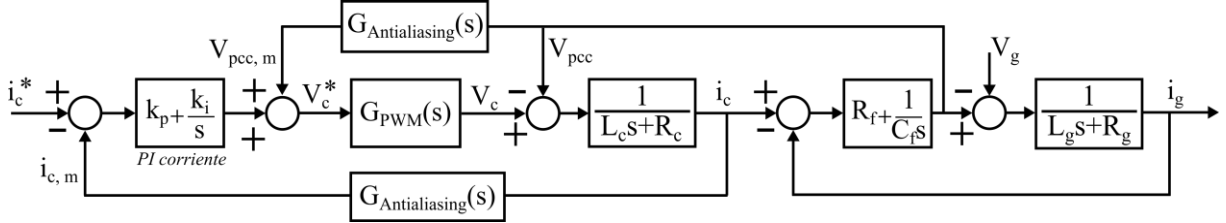


Figura 4-3. Diagrama de bloques del sistema real del lazo interno de corriente.

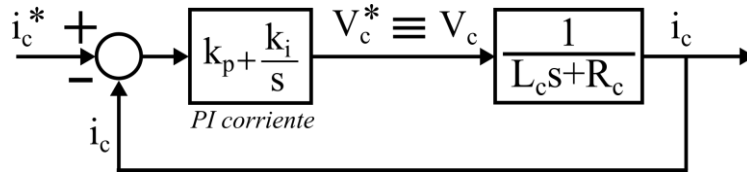


Figura 4-4. Diagrama de bloques simplificado del lazo interno de corriente.

En base al esquema simplificado, la función de transferencia en lazo abierto (G_{LA}) y en lazo cerrado quedan (G_{LC}):

$$G_{LA}(s) = \frac{I(s)}{I^*(s)} = \left(\frac{k_p}{k_i} \frac{s+1}{s} \right) \cdot \frac{1}{\frac{L}{R}s+1} \quad (6)$$

$$G_{LC}(s) = \frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{k_p s + k_i}{Ls^2 + (R + k_p)s + k_i} \quad (7)$$

Teniendo en cuenta estas funciones de transferencia, se dispone de dos métodos de ajuste de los parámetros de los controladores PI. Estos dos métodos se detallan a continuación:

- **Cancelación polo-cero:** Consiste en cancelar el polo del sistema en lazo abierto con el cero que introduce el controlador, como se muestra en (8):

$$\frac{k_p}{k_i} s + 1 = \frac{L}{R} s + 1 \rightarrow \frac{k_p}{k_i} = \frac{L}{R} \quad (8)$$

De esta manera, se reduce el orden del sistema en lazo abierto y cerrado (de 2º orden a 1º). La función de transferencia final es la correspondiente a la de un sistema de primer orden (9), donde el ancho de banda (BW) en rad/s viene dado por (10).

$$G_{LC}(s) = \frac{1}{1 + \frac{R}{k_i} s} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (9) \quad BW = \frac{1}{\tau} \quad (10)$$

Despejando los valores de k_p y k_i de las ecuaciones anteriores, sus respectivas fórmulas son:

$$k_i = BW \cdot R \quad (11) \quad k_p = BW \cdot L \quad (12)$$

- **Ajuste de un sistema de 2º orden:** Consiste en ajustar la función de transferencia en lazo cerrado de acuerdo con la función de transferencia clásica de los sistemas de 2º orden (13) con una frecuencia natural (ω_n) y un coeficiente de amortiguamiento (ζ) dados en función de los parámetros de la planta como muestran (14) y (15).

$$G_{2^\circ \text{orden}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (13) \quad \omega_n^2 = \frac{k_i}{L} \quad (14) \quad \zeta = \frac{(R + k_p)}{2\omega_n L} \quad (15)$$

En un sistema de 2º orden ideal, si el coeficiente de amortiguamiento es cercano a 0,707, es decir, si el sistema no tiene pico de resonancia, la frecuencia natural y el ancho de banda coinciden.

La función de transferencia mostrada en (7) no corresponde a la función de un sistema de 2º orden ideal, ya que tiene un cero cuyo valor depende de los parámetros del PI. Es conveniente, por tanto, cancelarlo añadiendo un prefiltro (sistema de primer orden) en la consigna de la corriente del convertidor para que las fórmulas y consideraciones que se hacen en base a un sistema de 2º orden ideal sean válidas. Su expresión se muestra en (16).

$$G_{\text{prefiltro}} = \frac{k_i}{k_p s + k_i} \quad (16)$$

El criterio de selección de las ganancias del PI de corriente, para ambos métodos de ajuste, suele comenzar con el mismo paso. Primero, se determina el ancho de banda asegurando que este es, como mínimo, 10 veces menor que la frecuencia de conmutación. A continuación, una vez determinado el ancho de banda, en el método cancelación polo-cero se calcula la ganancia restante (en este caso k_p) y, en el método de ajuste de un sistema de 2º orden, se determina el valor del coeficiente de amortiguamiento en función del margen de fase (MF) deseado calculado según (17) [17].

$$MF = 180 - \angle G_{LA}(j\omega_{gc}) = \arctan \left(\frac{2\zeta}{\sqrt{\sqrt{4\zeta^4 + 1} - 2\zeta^2}} \right) \quad (17)$$

Donde MF es el margen de fase en grados y $\angle G_{LA}(j\omega_{gc})$ es la fase de la función de transferencia en lazo abierto a la frecuencia de ganancia crítica (ω_{gc}), esto es, cuando el valor del módulo de la función es 1 o, en decibelios, 0 dB. La fórmula analítica del margen de fase es muy compleja, lo cual la hace poco útil en la práctica. En su lugar, para $MF < 70^\circ$ la relación entre el MF y el coeficiente de amortiguamiento es casi lineal, de forma que esta puede aproximarse por (18) [17]:

$$MF \approx 100\zeta \quad (18)$$

4.2.1 Ajuste del lazo de corriente del sistema real

Una vez presentados los fundamentos del ajuste del PI del lazo de corriente, se procede en este subapartado a calcular los valores correspondientes para el sistema de la bancada.

La elección del método de ajuste se ha hecho considerando la estabilidad en la planta real de la figura 4-3 en función del ancho de banda del lazo de corriente. En las figuras 4-5 y 4-6 se muestra la evolución de los polos de todo el sistema para cada método de ajuste a medida que se incrementa el ancho de banda del lazo de corriente.

Como se puede apreciar, el lazo de corriente con el ajuste del sistema de 2º orden se vuelve inestable con un ancho de banda del lazo de corriente cercano a 1 kHz. El lazo de control ajustado con el método de cancelación polo-cero, sin embargo, mantiene su estabilidad incluso con un ancho de banda de 2 kHz. Estos resultados se han obtenido para los valores de la bancada recogidos en la tabla 4-1.

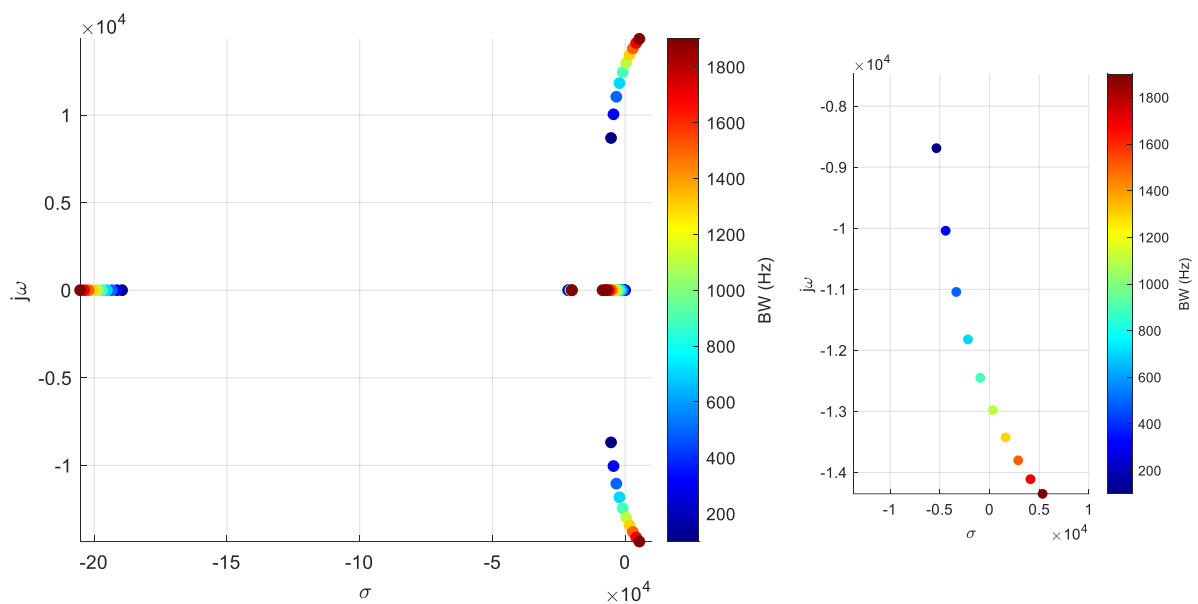


Figura 4-5. Lugar de las raíces del lazo de corriente con ajuste de un sistema de 2º orden.

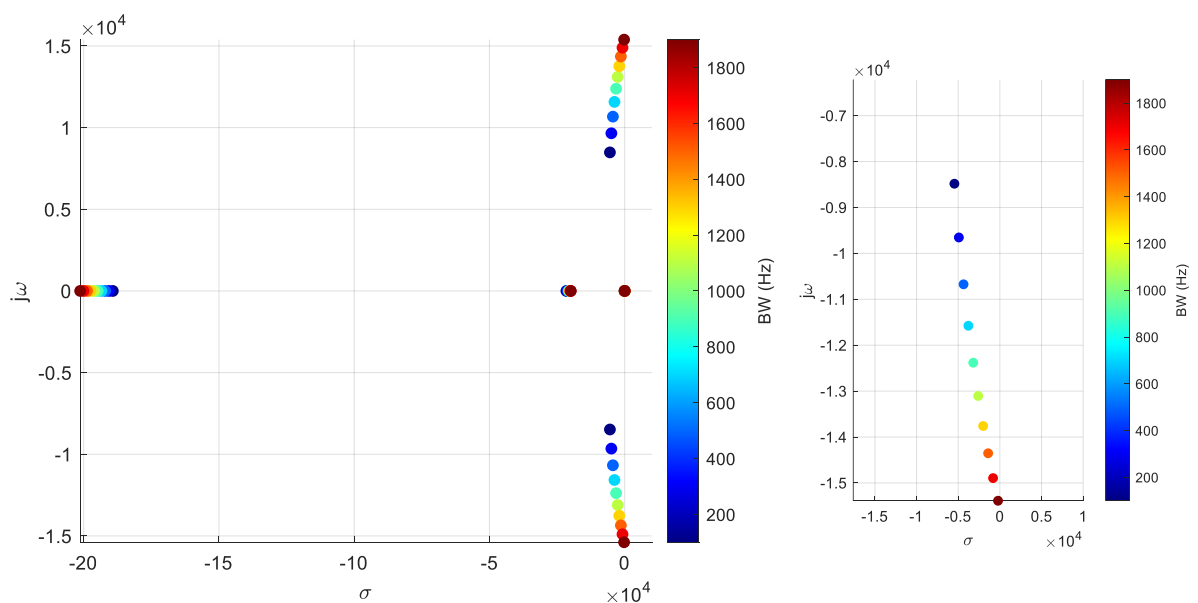


Figura 4-6. Lugar de las raíces del lazo de corriente con ajuste de cancelación polo-cero.

Teniendo en consideración el mayor margen que otorga el método de ajuste de cancelación polo-cero a la hora de determinar el ancho de banda del lazo de control, se ha optado por esta metodología de ajuste.

Con todo ello, en la tabla 4-1 se recogen las características de la impedancia del lado del convertidor y la frecuencia de conmutación, así como el ancho de banda del lazo de corriente, que se ha decidido ajustar 20 veces por debajo de la frecuencia de conmutación, y las ganancias k_p y k_i del controlador con el ajuste de cancelación polo-cero.

Parámetro	Valor	
Banco experimental	R_c	0,1 Ω
	L_c	10 mH
	f_{sw}	10 kHz
	BW	500 Hz
Ajuste cancelación polo-cero	k_p	31,4159
	k_i	314,1593

Tabla 4-1. Valores de los parámetros de la bancada y del controlador PI.

4.2.2 Implementación y validación del lazo de corriente en Simulink

Dentro del bloque general del control GFM mostrado en la figura 4-2 del apartado 4.1, se encuentra el subsistema de la figura 4-7 correspondiente al lazo interno de corriente. En este esquema se pueden ver los términos de desacoplo, el feedforward de tensión del PCC y los PIs de regulación.

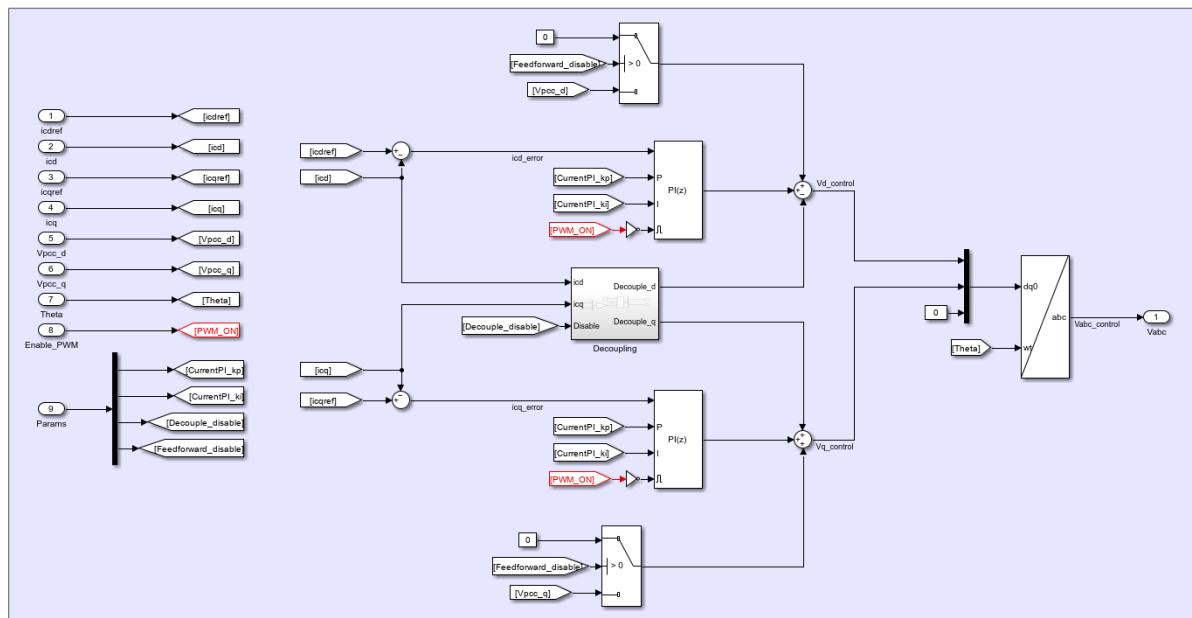


Figura 4-7. Esquema de regulación del lazo interno de corriente implementado en Simulink.

Haciendo uso del modelo de Simulink presentado en el apartado 4.1, se ha llevado a cabo la validación en simulación del lazo interno de corriente. En las gráficas de la figura 4-8 se puede ver la respuesta del lazo de corriente ante un escalón en la consigna de corriente del eje d y del eje q . En la figura se observa también una pequeña afección en i_{cd} en el instante en que se produce el escalón de i_{cq} y viceversa, debido a que el desacoplo entre ambos ejes no es ideal.

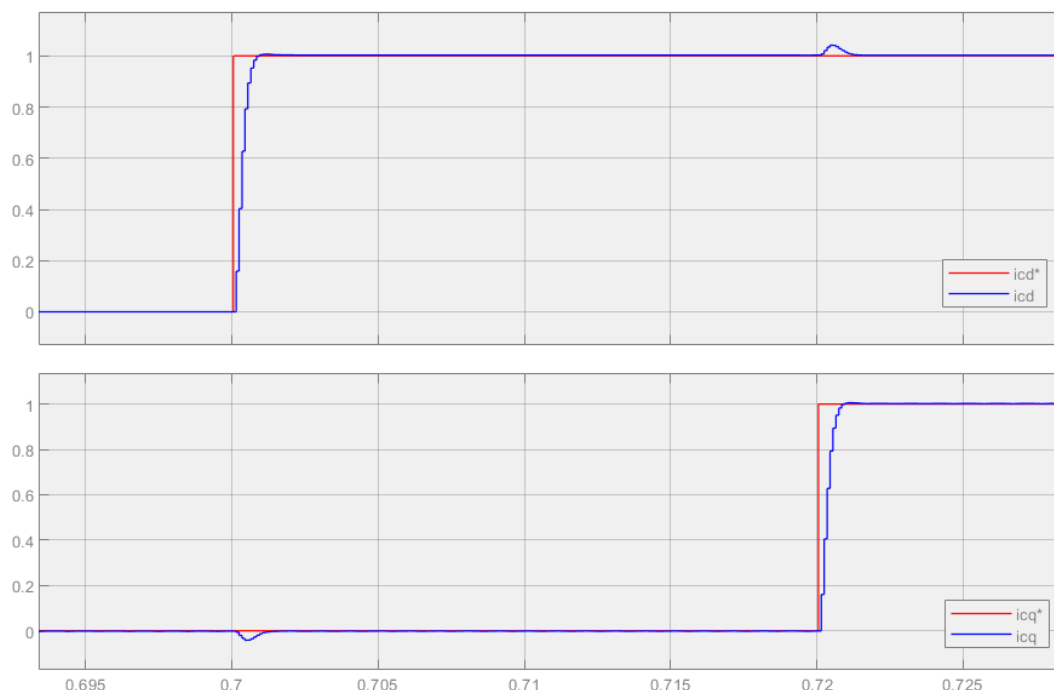


Figura 4-8. Respuesta del lazo de corriente ante escalones en las consignas de i_{cd} e i_{cq} .

4.3 LAZO INTERNO DE TENSIÓN (ADMITANCIA VIRTUAL)

El lazo interno de tensión corresponde al lazo inmediatamente superior al lazo interno de corriente. Se encarga de controlar la tensión en el PCC y proporcionar la consigna de corriente del lazo de corriente.

La estrategia que se ha adoptado es la de la admitancia virtual, cuyo principio de funcionamiento consiste en emular una impedancia entre la salida del convertidor y el PCC. De esta manera se logra mejorar la estabilidad de los convertidores GFM conectados a redes fuertes gracias a la posibilidad de emular una mayor impedancia, imitando así una red débil. Además, no compromete el ancho de banda de los lazos superiores.

A la hora de ajustar los parámetros de la admitancia virtual, teniendo en cuenta las fórmulas completas de las potencias activa y reactiva mostradas en (19) y (20), convendría, en el caso de redes inductivas (ver tabla 4-2), emular una inductancia virtual pura. De esta forma se logra aumentar el ratio X/R de la red, reforzando la validez de la simplificación $X \gg R$ y, por tanto, mejorando el desacoplo entre potencia activa y reactiva.

$$P = \frac{3}{2} \cdot \frac{E}{R^2 + X^2} \cdot [R \cdot (E - V_g \cos \delta) + X \cdot V_g \sin \delta] \quad (19)$$

$$Q = \frac{3}{2} \cdot \frac{E}{R^2 + X^2} \cdot [-R \cdot V_g \sin \delta + X \cdot (E - V_g \cos \delta)] \quad (20)$$

Tipo de red	P	Q
Redes inductivas ($X \gg R$)	$P = \frac{3}{2} \cdot \frac{E \cdot V_g \sin \delta}{X}$	$Q = \frac{3}{2} \cdot \frac{E}{X} \cdot (E - V_g \cos \delta)$
Redes resistivas ($X \ll R$)	$P = \frac{3}{2} \cdot \frac{E}{R} \cdot (E - V_g \cos \delta)$	$Q = -\frac{3}{2} \cdot \frac{E \cdot V_g \sin \delta}{R}$

Tabla 4-2. Fórmulas simplificadas de las potencias activa y reactiva para distintos tipos de redes.

Sin embargo, implementar una impedancia virtual muy inductiva resulta inviable en la práctica. Esto se debe a que las fórmulas indicadas en (19) y (20), así como sus simplificaciones en la tabla 4-2 solo consideran los términos estacionarios de la impedancia (obviando los términos dinámicos de la inductancia). Transitoriamente, los términos dinámicos cobran una gran importancia y pueden volver muy oscilante la respuesta del sistema, pudiendo llegar incluso a inestabilizarlo. Esto se explica brevemente a continuación.

Al realizar el cambio de coordenadas desde el sistema bifásico estacionario $\alpha\beta$ al sistema de referencia síncrono dq , la expresión de la impedancia de una bobina se transforma de acuerdo con (21), y consta de un término dinámico ($L \cdot s$) y un término estacionario ($j\omega L$).

$$Z_{\alpha\beta} = L \cdot s \rightarrow Z_{dq} = L \cdot s + j\omega L \quad (21)$$

Donde s representa el operador de Laplace (en este caso, representa la derivada temporal d/dt), L la inductancia y ω la frecuencia angular del sistema.

Considerando ambos términos de la impedancia de la bobina, las ecuaciones (19) y (20) ya no son válidas, dado que la parte real de la impedancia ya no solo corresponde a la resistencia R , sino que incluye el término dinámico ($L \cdot s$) de la inductancia. Las ecuaciones correspondientes a este caso se muestran en (22) y (23) [18].

$$P = \frac{3}{2} \cdot \frac{E}{(R + L \cdot s)^2 + (\omega L)^2} \cdot [(R + L \cdot s) \cdot (E - V_g \cos \delta) + (\omega L) \cdot V_g \sin \delta] \quad (22)$$

$$Q = \frac{3}{2} \cdot \frac{E}{(R + L \cdot s)^2 + (\omega L)^2} \cdot [-(R + L \cdot s) \cdot V_g \sin \delta + (\omega L) \cdot (E - V_g \cos \delta)] \quad (23)$$

Al incluir los términos dinámicos de la impedancia, aparecen polos en el denominador de ambas expresiones. En concreto, los polos del denominador corresponden a una pareja de polos conjugados cuya expresión es:

$$s_{1,2} = -\frac{R}{L} \pm j\omega L \quad (24)$$

De esta expresión se deduce, por una parte, que aumentar L contribuye a hacer el sistema más oscilante (con una resonancia a 50 Hz), pues aumenta la parte imaginaria de los polos y los acerca al eje imaginario (se reduce la parte real). Por otro lado, el efecto de aumentar R es opuesto, dado que, aunque mantiene inalterada la parte imaginaria, aleja los polos del eje imaginario, lo cual resulta en un mayor amortiguamiento del sistema de acuerdo con (25), lo cual se aprecia en la figura 4-9.

$$\zeta = \cos \theta = \cos \left(\arctan \frac{\text{Im}(s_{1,2})}{\text{Re}(s_{1,2})} \right) \quad (25)$$

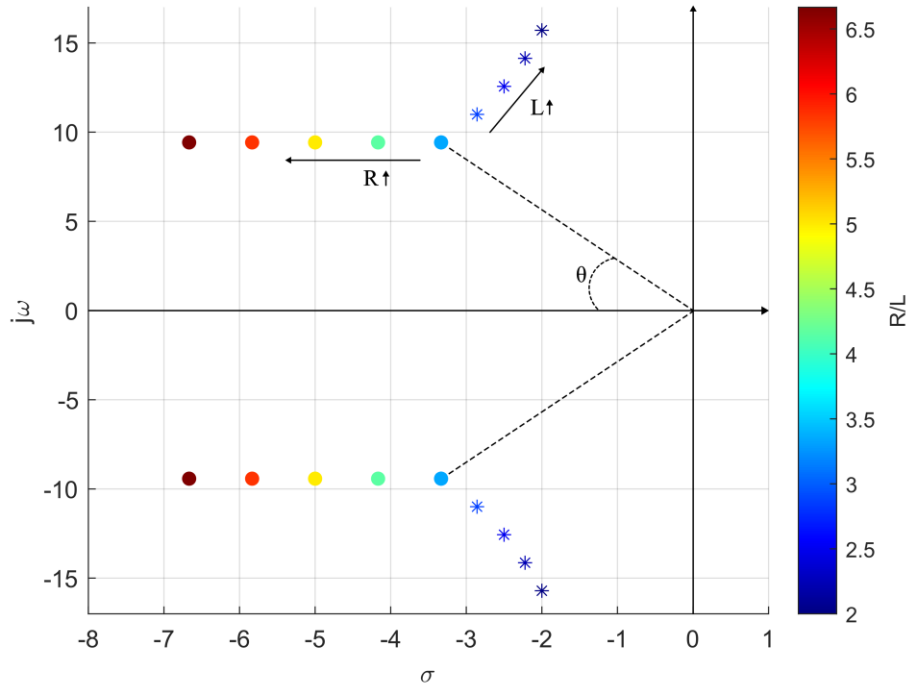


Figura 4-9. Movimientos de los polos de las funciones de transferencia según los parámetros R y L.

Tras este análisis, se obtienen varias conclusiones que se han de considerar a la hora de ajustar los parámetros de la admitancia virtual. Por una parte, dado que se trabaja con redes inductivas, conviene implementar una inductancia virtual de forma que se refuerce la validez ($X \gg R$) del desacoplo entre potencias. No obstante, puesto que el sistema presenta una resonancia a 50 Hz, cuyo amortiguamiento depende del ratio R/L, implementar una R demasiado pequeña da lugar a oscilaciones transitorias poco amortiguadas que pueden poner en juego la estabilidad del sistema. Esto impone, en la práctica, una limitación al valor del ratio R/L, ya que debe asegurarse un amortiguamiento mínimo del sistema. Como consecuencia, es inevitable tener que incluir una resistencia virtual mínima de acuerdo al valor admisible del ratio R/L.

Esto se abordará con más profundidad en el siguiente subapartado relacionado con los lazos externos, donde se explicará, dado que la dinámica de estos lazos depende de la admitancia virtual, el criterio de ajuste de los parámetros de la admitancia.

4.4 LAZOS EXTERNOS DE FRECUENCIA Y TENSIÓN

Dentro de la capa más superficial del esquema de control GFM, el lazo externo de frecuencia determina a su salida el valor de la frecuencia de la tensión del GFM en base a la potencia activa, mientras que el lazo externo de tensión determina la amplitud de la tensión en el PCC en base a la potencia reactiva.

En redes inductivas, para δ pequeños, las fórmulas desacopladas de las potencias activa y reactiva recogidas en la tabla 4-2 se pueden linealizar, como se muestra en (26) y (27) aproximando $\sin \delta \approx \delta$ y $\cos \delta \approx 1$. Cabe aclarar que aquí se muestra la linealización de las

ecuaciones alrededor del punto de operación $\delta_0 = 0$, pero bien pueden linealizarse alrededor de otro punto de operación $\delta_0 \neq 0$. También es necesario mencionar que estas ecuaciones de la potencia se han expresado en el sistema por unidad (pu).

$$\Delta P = \frac{E \cdot V_g}{X} \cdot \Delta \delta \quad (26)$$

$$\Delta Q = \frac{2E - V_g}{X} \cdot \Delta E - \frac{E}{X} \cdot \Delta V_g \quad (27)$$

Teniendo en cuenta las ecuaciones linealizadas y considerando condiciones nominales de operación ($E = 1 pu$ y $V_g = 1 pu$), el diagrama de bloques de la planta en pu de cada uno de los lazos externos se muestra en las figuras 4-10 y 4-11. En la obtención de estos diagramas se ha supuesto mucho más lenta la dinámica de los lazos externos, pudiendo obviarse, por tanto, la dinámica de los lazos internos. Asimismo, únicamente se ha considerado la parte estacionaria de la impedancia del sistema, que viene dada por la suma de la impedancia virtual y la impedancia de la red. No obstante, en redes fuertes donde la impedancia de la red es muy pequeña, esta puede despreciarse respecto a la impedancia virtual tal como se indica en (28).

$$X = X_V + X_g = \omega \cdot (L_V + L_g) \rightarrow L_V \gg L_g \rightarrow X \approx X_V \quad (28)$$

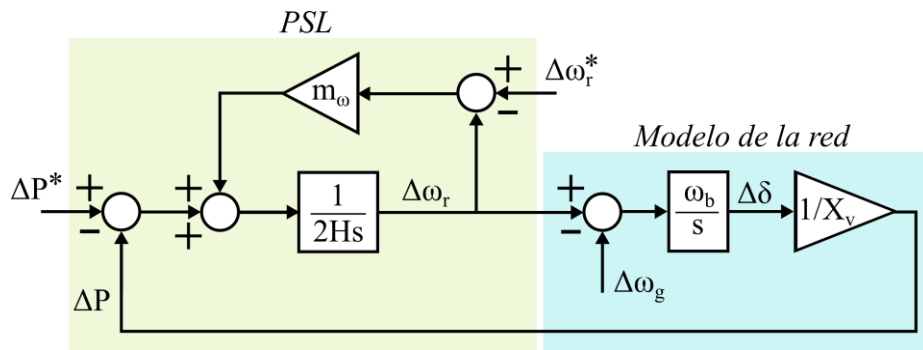


Figura 4-10. Diagrama de bloques simplificado del lazo externo de frecuencia (PSL) con la estrategia de VSG con regulación de frecuencia.

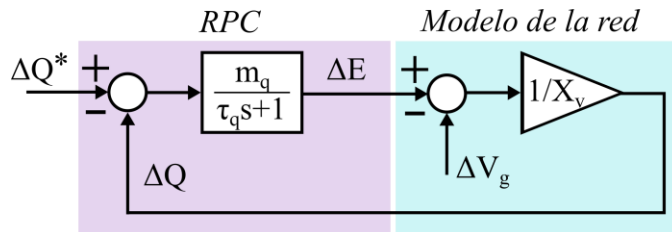


Figura 4-11. Diagrama de bloques simplificado del lazo externo de tensión (RPC) con la estrategia de droop de reactiva con filtro.

La estrategia adoptada para el lazo de potencia activa ha sido la del VSG con regulación estática de frecuencia, como se puede apreciar en la figura 4-10. El motivo es que se trata de una de las estrategias que más contribuye a la estabilidad de la red, pues proporciona acción estática (regulación primaria de frecuencia), imprescindible para el funcionamiento del convertidor aislado de la red, e inercia, que limita el RoCoF ante desequilibrios de potencia, garantizando así una gran estabilidad de la frecuencia.

En el lazo de potencia reactiva o lazo externo de tensión, la estrategia adoptada corresponde al droop de reactiva con filtro (ver figura 4-11). La razón detrás de la elección de esta técnica es, al igual que en el caso anterior, posibilitar el funcionamiento en aislado del convertidor gracias a la regulación de tensión conseguida mediante el droop.

Las funciones de transferencia de las potencias activa y reactiva respecto a sus correspondientes consignas se obtienen a partir de los diagramas de las figuras 4-10 y 4-11. Estas se resumen a continuación:

$$\frac{\Delta P}{\Delta P^*} = \frac{\frac{\omega_b}{X_V}}{2Hs^2 + m_\omega s + \frac{\omega_b}{X_V}} \quad (29)$$

$$\frac{\Delta Q}{\Delta Q^*} = \frac{\frac{m_q}{X_V}}{\tau_q s + \left(1 + \frac{m_q}{X_V}\right)} \quad (30)$$

4.4.1 Ajuste de los lazos externos y la admitancia virtual del sistema real

El ajuste del sistema real de la bancada se ha hecho siguiendo los siguientes pasos:

1) Ajuste del lazo externo de frecuencia:

- Partiendo del valor de la inercia que proporciona el convertidor, que vendrá determinada por el servicio de inercia que se desee proporcionar, se escoge el valor de la reactancia virtual (X_V) en base al ancho de banda del lazo de potencia, cuya fórmula se muestra en (31), que suele ajustarse por debajo de 5 Hz para evitar excitar las resonancias mecánicas de los SGs conectados a red.

$$\omega_n = BW = \sqrt{\frac{\omega_b}{2H \cdot X_V}} \quad (31)$$

- Una vez ajustada la inercia y el ancho de banda, se ajusta el valor de la ganancia m_ω del droop de frecuencia para el amortiguamiento deseado según (32).

$$\zeta = \frac{m_\omega}{4H \cdot \omega_n} \quad (32)$$

Aquí se debe buscar un compromiso entre el amortiguamiento que se desea proporcionar y la aportación del convertidor a la regulación primaria de frecuencia (droop). Por un lado, un amortiguamiento elevado conlleva valores altos de droop. Esto significa una gran aportación de potencia ante desequilibrios por parte del convertidor, que puede, en consecuencia, llegar a saturar en potencia. Por otro lado, con valores típicos de droop (entre 20 y 100 pu) el amortiguamiento está limitado, lo que acarrea mayores oscilaciones en la potencia.

2) Ajuste del lazo externo de tensión:

- En cuanto al lazo externo de tensión, lo primero ha sido ajustar la ganancia del droop de reactiva (m_q) en base a la contribución que debe dar el convertidor a la regulación de tensión. Esto se ha determinado de acuerdo en base a [19], donde se especifica que el convertidor debe entregar el 100% de su potencia en forma de potencia reactiva ante desviaciones del 10% del valor nominal de la tensión de red. Esto se refleja en la expresión (33).

$$m_q = \frac{\Delta E_{m\acute{a}x}}{\Delta Q_{m\acute{a}x}} \quad (33)$$

- El parámetro restante del lazo externo de tensión, la constante de tiempo del filtro de reactiva (τ_q), se ajusta para conseguir el ancho de banda deseado de acuerdo con (34). Teniendo en cuenta la existencia de la resonancia a 50 Hz, es conveniente asegurar que el ancho de banda esté por lo menos una década por detrás, es decir, que el ancho de banda sea al menos 10 veces más lento.

$$BW = \frac{1 + \frac{m_q}{X_V}}{\tau_q} \quad (34)$$

3) Ajuste del ratio R/L:

- Finalmente, el último paso consiste en el ajuste experimental del ratio R/L para conseguir, con el mínimo valor de este parámetro, una respuesta suficientemente amortiguada del sistema.

Parámetro	Valor
Valores base	S_{base} 625 VA
	$V_{base, L-L}$ 200 Vrms
	ω_{base} $2\pi \cdot 50$ rad/s
Lazo externo de frecuencia (PSL)	$2H$ 4 s
	m_ω 80,4 pu
	BW 3 Hz
	ζ 0,4
Lazo externo de tensión (RPC)	m_q 0,1 pu
	τ_q 4,5 ms
	$\Delta V_{m\acute{a}x}$ 0,1 pu
	BW 4 Hz
Admitancia virtual	R_V 3,2 Ω (0,05 pu)
	L_V 50,7 mH (0,25 pu)

Tabla 4-3. Valores del ajuste de los lazos externos y la admitancia virtual.

Teniendo en consideración estos pasos, los valores del ajuste de los lazos externos y la admitancia virtual se recogen en la tabla 4-3. A diferencia del lazo de corriente, los lazos de potencia se han implementado en pu ya que permiten comprender y comparar de una forma más intuitiva los sistemas. Los lazos externos de control se han implementado en el sistema pu con los valores base que también se recogen en la tabla. Por otro lado, experimentalmente se ha determinado que el valor óptimo de R corresponde a un ratio de $R/\omega L$ de 0,2.

4.4.2 Implementación y validación de los lazos externos y el lazo interno de tensión en Simulink

En las figuras 4-12, 4-13, 4-14 y 4-15 se muestran el contenido de los bloques de la admitancia virtual, el PSL, el RPC y el bloque de sincronización, respectivamente.

El bloque de sincronización, cuyo contenido se muestra en la figura 4-15, es el encargado de asegurar que el control esté correctamente sincronizado en el instante de conexión. Para ello es necesario que las salidas de los lazos externos del GFM coincidan con las de la PLL, esto es, el GFM debe estar sincronizado en fase, frecuencia y amplitud de tensión. Para tal fin, el bloque de sincronización modifica las consignas de tensión y frecuencia para que estas coincidan con las de la PLL en el instante de conexión. La sincronización de la fase, por otro lado, se lleva a cabo en el integrador que obtiene el ángulo θ_{GFM} , el cual se reinicia al valor de θ_{PLL} en el momento de conexión y desconexión (cuando *MODE* pasa de 0 a 1 y viceversa).

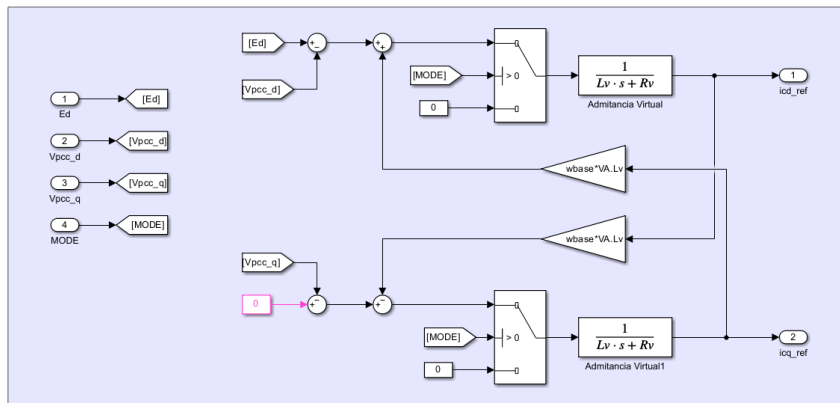


Figura 4-12. Esquema de regulación de la admitancia virtual implementado en Simulink.

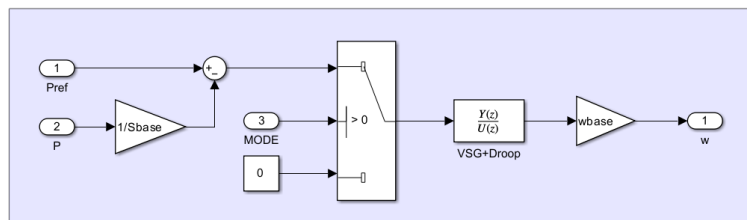


Figura 4-13. Esquema de regulación del PSL implementado en Simulink.

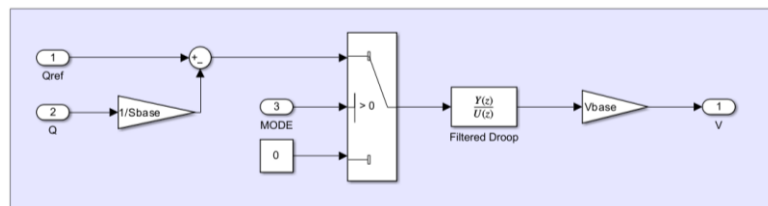


Figura 4-14. Esquema de regulación del RPC implementado en Simulink.

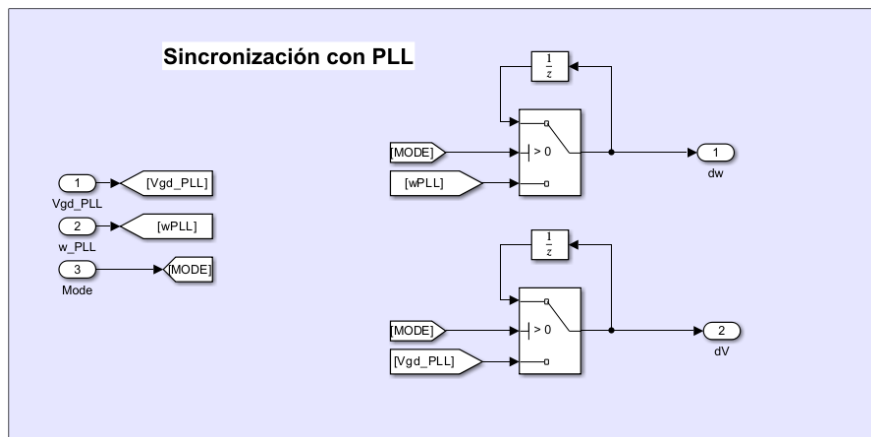


Figura 4-15. Contenido del bloque de sincronización implementado en Simulink.

En cuanto a la validación del lazo interno de tensión, esta se muestra en la figura 4-16, donde se ha aplicado un escalón de 0,1 pu en la amplitud de tensión (E). En una impedancia predominantemente inductiva (donde $R_V \ll \omega L_V$) y en estado estacionario ($sL_V = 0$), un aumento de la tensión en d , conlleva un incremento negativo de la corriente en q , como se puede deducir de (35). No obstante, dado que R_V debe tener un valor mínimo para amortiguar el sistema, la asunción $R_V \ll \omega L_V$ pierde validez, lo que implica que i_{cd} se ve también afectada, como se observa en la figura 4-16. De hecho, se comprueba que con el valor de $R/\omega L = 0,2$, despreciando los términos dinámicos, la afección de la R en i_{cd} es una quinta parte (alrededor de 0,2 A) del incremento en i_{cq} (alrededor de 1 A).

$$E - V_{PCC,d} = (R_V + sL_V) \cdot i_d - \omega L_V \cdot i_q \quad (35)$$

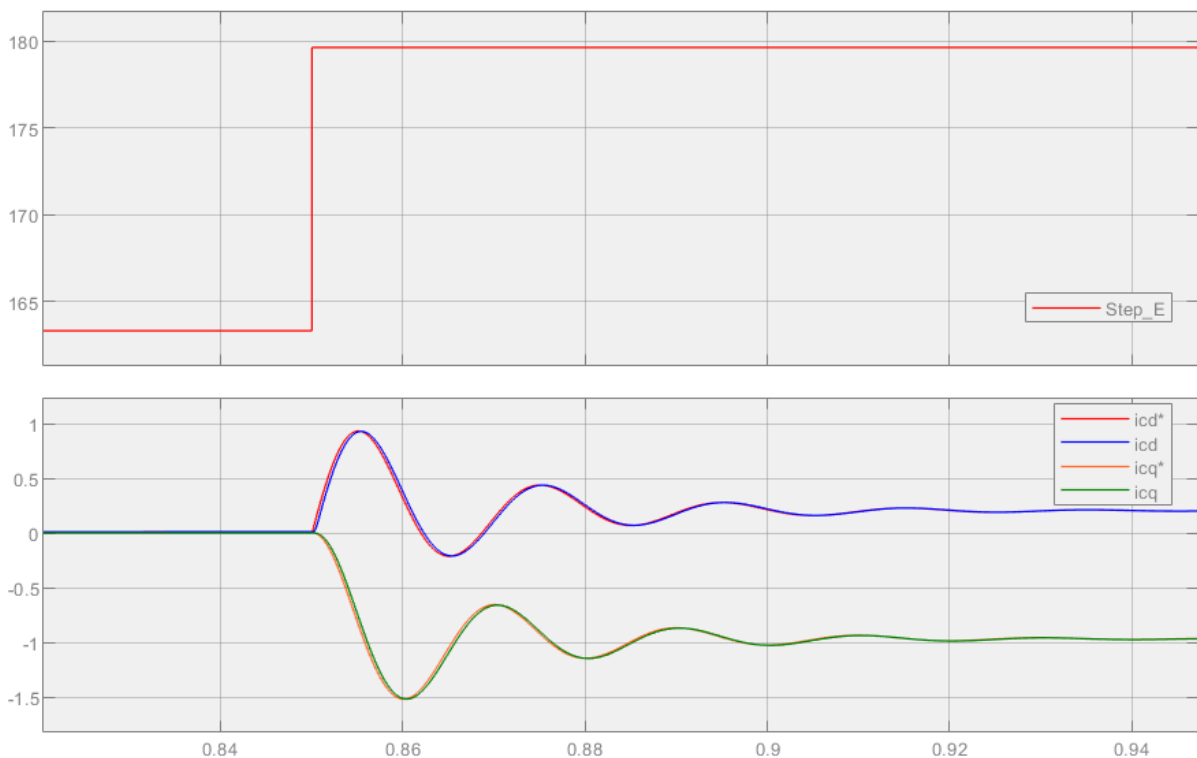


Figura 4-16. Respuesta del lazo interno de tensión ante un escalón en la consigna de tensión (E).

Por último, la validación de los lazos externos de tensión (RPC) y frecuencia (PSL) se observa en la figura 4-17.

En la gráfica superior, se muestra la validación del PSL comparando la respuesta del modelo en pequeña señal del PSL mostrado en la figura 4-10 y la respuesta de la planta real del modelo de Simulink del apartado 4.1 ante un escalón de 0,2 pu en la consigna de potencia. Se observa una respuesta muy similar entre ambos modelos, por lo que se determina validado el ajuste del PSL.

En la gráfica inferior, que corresponde al RPC, también se muestra la respuesta del modelo en pequeña señal con respecto al modelo de Simulink. Se observa antes de $t=0,7$ s una potencia reactiva medida de 0,04 pu correspondiente a la potencia reactiva del filtro LCL. Posteriormente, hay una perturbación en la potencia reactiva medida a raíz del escalón en la potencia activa, a consecuencia de un desacoplo no ideal entre potencia activa y reactiva, como se ha mencionado anteriormente. Finalmente, ante el escalón en la consigna de reactiva (Q^*), la potencia reactiva medida se incrementa alrededor de 0,06 pu desde su valor previo de cerca de 0 pu. Esto concuerda con la ganancia en estado estacionario del sistema ante un escalón de 0,2 pu tal como se indica en (36), donde se aplica el teorema del valor final a la función de transferencia $\Delta Q/\Delta Q^*$. Cabe mencionar que la discrepancia inicial entre el modelo en pequeña señal y el modelo del sistema completo se debe a la propia simplificación a la hora de la obtención de la planta en pequeña señal, donde no se considera la afección de la potencia activa en la reactiva.

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\Delta Q}{\Delta Q^*} \cdot \frac{0,2}{s} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\frac{m_q}{X_V}}{\tau_q s + \left(1 + \frac{m_q}{X_V}\right)} \cdot 0,2 = \frac{\frac{m_q}{X_V}}{1 + \frac{m_q}{X_V}} \cdot 0,2 = 0,0574 \text{ pu} \quad (36)$$

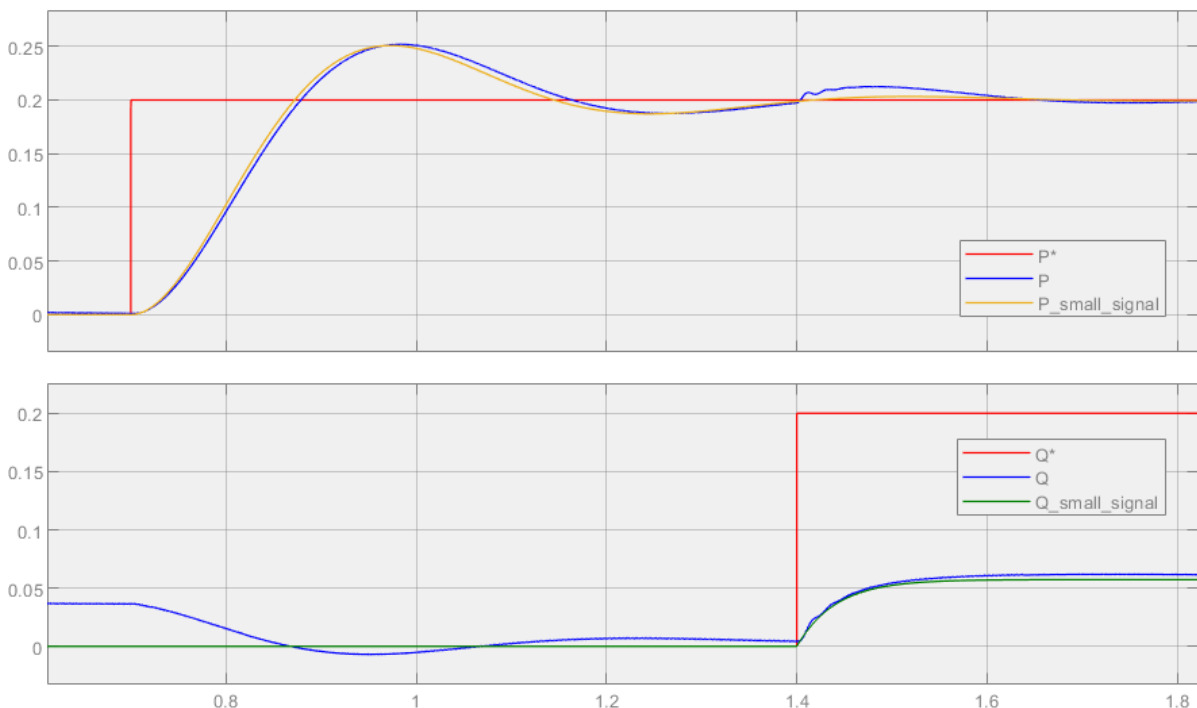


Figura 4-17. Respuesta de los lazos externos (PSL y RPC) ante un escalón en las consignas de P y Q.

5. MONTAJE DEL BANCO EXPERIMENTAL

A la hora del diseño y montaje del banco experimental se han elaborado dos arquitecturas diferentes. Por un lado, la arquitectura 1, esquematizada en la figura 5-1, cuenta con una fuente DC bidireccional para emular el recurso energético que alimenta el bus DC del inversor trifásico. Por otro lado, la arquitectura 2, esquematizada en la figura 5-2, constituye un back-to-back entre una red monofásica y la red trifásica.

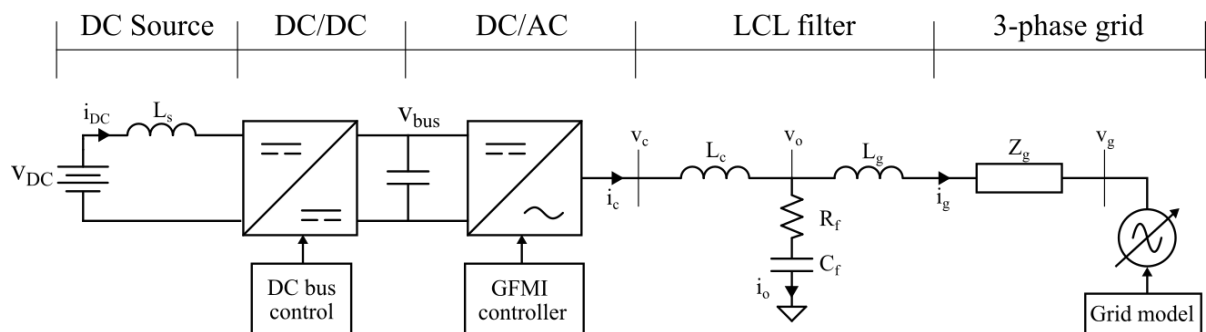


Figura 5-1. Esquema eléctrico de la arquitectura 1.

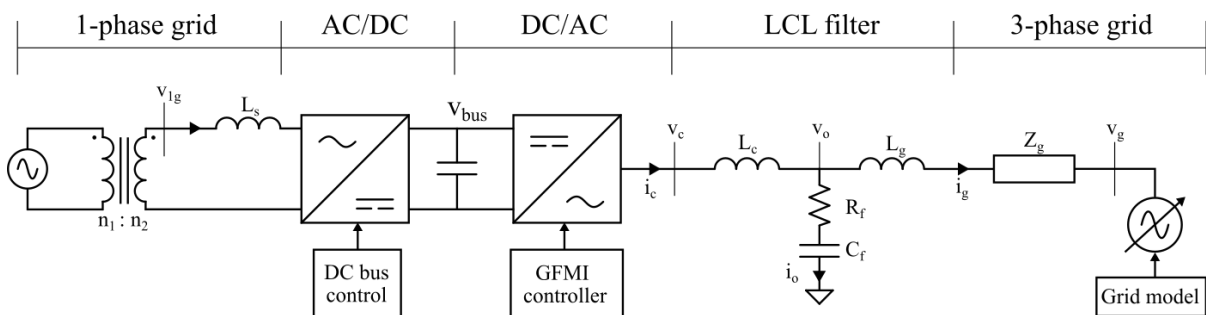


Figura 5-2. Esquema eléctrico de la arquitectura 2.

A continuación se muestran las especificaciones de cada uno de los componentes utilizados en el montaje del banco experimental. Primero se detallan las características de los elementos comunes a las dos arquitecturas y, en última instancia, las de los componentes exclusivos a cada una de ellas. Finalmente se mostrarán los esquemas con los componentes de ambas arquitecturas y la imagen global de la bancada en el laboratorio.

5.1 COMPONENTES COMUNES A AMBAS ARQUITECTURAS

5.1.1 Plataforma de control: OPAL-RT

Se ha utilizado el modelo OP4512 de OPAL-RT como plataforma donde ejecutar los algoritmos de control de los convertidores y correr en tiempo real el modelo de una red trifásica real. Posteriormente, a través de las salidas y entradas digitales y analógicas que

incorpora se ha interconectado la plataforma de control y los componentes físicos de la bancada.

Las ventajas que supone este simulador en tiempo real de OPAL-RT son varias. Por un lado, el entorno de programación gráfica con Simulink hace fácil e intuitiva la manipulación del código de los algoritmos de control. Por otro lado, la elevada potencia de computación permite la ejecución simultánea de los algoritmos de control de varios convertidores en tiempo real. Además, permite emular mediante simulación HIL elementos de los que no se dispone en la bancada. Así, por ejemplo, se emulan las características deseadas de una

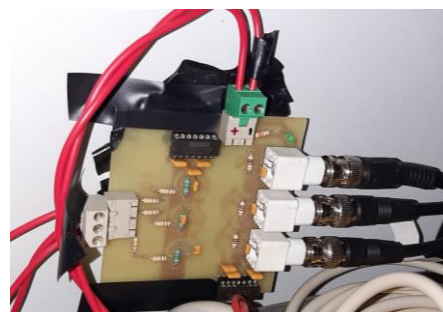
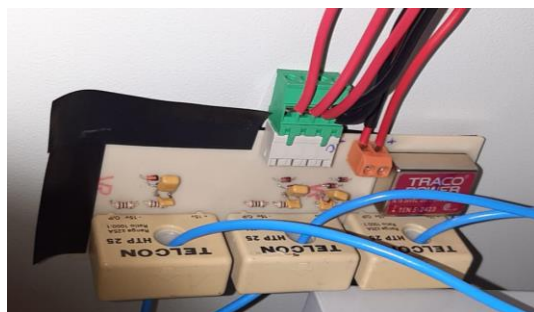


red trifásica real mediante software (SCR, inercia equivalente, etc.) y se envían las señales de control a la fuente trifásica que representa físicamente esta red.

Figura 5-3. Modelo OP4512 de OPAL-RT.

5.1.2 Sensórica y comunicaciones

Entre los sensores externos que han sido necesarios se encuentran un sensor de tensión trifásico y un sensor de corriente trifásico. Al margen de los sensores externos, cada convertidor posee sus propios medidores internos de tensión y corriente. Las características de todos los sensores se recogen en la tabla 5-1.



Figuras 5-4 y 5-5. Sensores trifásicos externos de corriente (izq) y tensión (der).

Componente	Tensión de alimentación	Ganancia del sensor (Salida / Entrada)
Sensor de corriente externo	24 V	1 V / 10 A
Sensor de tensión externo	24 V	1 V / 37,7 V
Sensor de corriente del convertidor	----	1 V / 3 A
Sensor de tensión del convertidor	----	1 V / 75 V

Tabla 5-1. Características de los sensores.

Para la interconexión entre los sensores externos, los sensores de los convertidores y las entradas analógicas del controlador OP4512 ha sido necesario realizar una tarjeta de adaptación (ver figura 5-6). Para evitar el posible efecto aliasing de señales con frecuencia superior a la mitad de la frecuencia de ejecución del control, se han añadido filtros RC con una frecuencia de corte de 3 kHz en la entrada de cada una de las señales de medición. La

frecuencia de corte del filtro se ha seleccionado por debajo de la frecuencia límite (la mitad de la frecuencia de muestreo según el teorema de Nyquist), que corresponde a 5 kHz para una frecuencia de muestreo de 10 kHz. De esta manera se consigue una atenuación aun mayor de las frecuencias de más de 5 kHz.

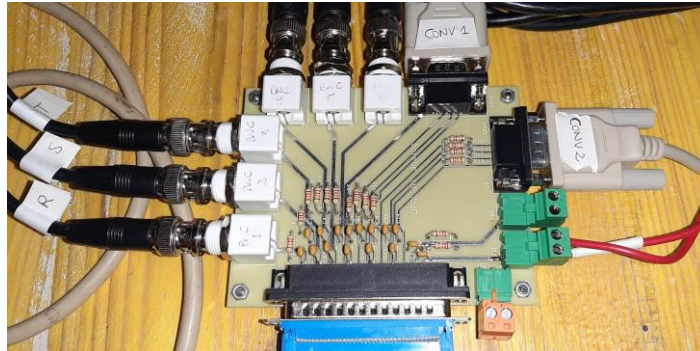


Figura 5-6. Tarjeta de adaptación para las entradas analógicas.

Parámetros	Valor	
	R	22 k Ω
Filtro antialiasing	C	2,2 nF
	f_{corte}	3 kHz

Tabla 5-2. Valores de los parámetros del filtro antialiasing.

5.1.3 Inversor trifásico (DC/AC)

El convertidor utilizado como inversor trifásico corresponde al Dutt INF-50. La topología del convertidor, mostrada en la figura 5-7, es la de un puente trifásico de transistores IGBTs con diodos en antiparalelo. En el esquema se indican también las mediciones internas de corriente y tensión previamente mencionadas en el apartado anterior con sus correspondientes sentidos de medición.

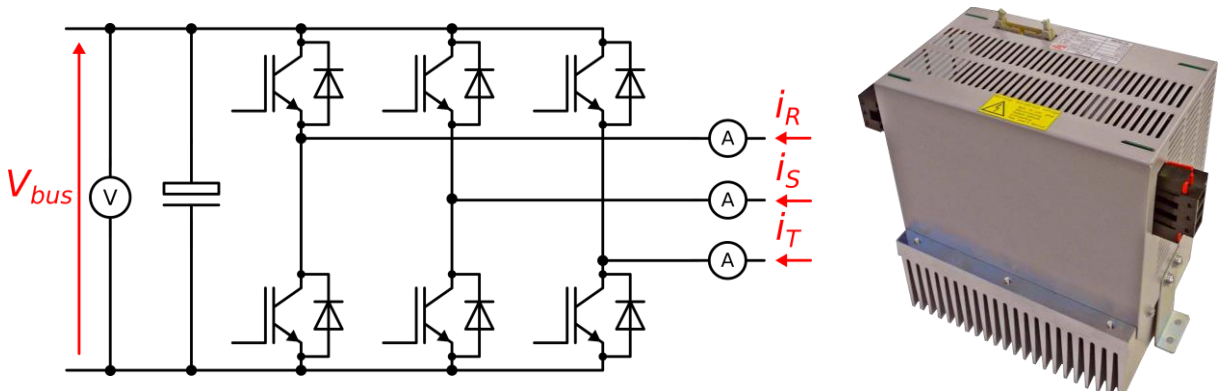
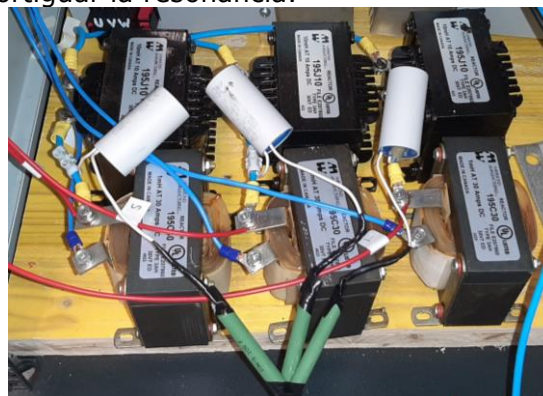
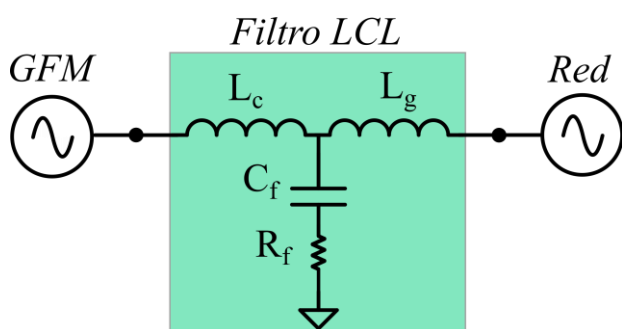


Figura 5-7 y 5-8. Topología del Dutt INF-50 con indicaciones de los sensores internos (izq) y aspecto físico del mismo (der).

5.1.4 Filtro LCL

En la interfaz entre el inversor trifásico y la red es necesario un filtro para cumplir con los requerimientos de calidad de las ondas de tensión y corriente inyectadas. Los valores de los componentes del filtro se han dimensionado en base a [20] y se resumen en la tabla

5-3. Cabe mencionar que a la arquitectura del filtro LCL ha sido necesario añadirle una resistencia en serie con el condensador para amortiguar la resonancia.



Figuras 5-9 y 5-10. Filtro LCL esquematizado (izq) y montaje real (der).

Parámetro	Valor	
Filtro de red	L_c	10 mH
	L_g	1 mH
	C_f	2,5 μF
	R_f	10 Ω

Tabla 5-3. Valores de los parámetros del filtro LCL.

5.1.5 Fuente AC trifásica

La red trifásica se emula mediante una fuente trifásica Pacific 320 AMX. Esta se comporta como una fuente ideal, de manera que para emular las características de redes reales ha sido necesario controlar la amplitud y frecuencia de las tensiones de salida a través de las entradas analógicas configurables de la fuente. Para ello se ha elaborado el control que se recoge en el anexo III, el cual permite variar la impedancia equivalente de la red, así como implementar el modelo dinámico de la frecuencia y tensión del equivalente Thévenin de la red.



Figura 5-11. Fuente AC trifásica Pacific 320 AMX.

5.2 COMPONENTES DE LA ARQUITECTURA 1

5.2.1 Fuente DC bidireccional

Como fuente de energía para alimentar el bus DC se ha utilizado la fuente de tensión DC bidireccional Mean Well BIC 2200-96 con una tensión de salida de 96 V.



Figura 5-12. Fuente DC bidireccional de 96 V Mean Well BIC 2200-96.

5.2.2 Convertidor DC/DC

Para elevar la tensión del bus DC por encima de los 96 V de la fuente, ha sido necesario emplear un convertidor boost bidireccional. Se ha utilizado, con este fin, un convertidor Dutt INF-50 idéntico al inversor trifásico del apartado 4.1.3 realizando las debidas adaptaciones en su control y conexionado. Entre estas adaptaciones, se ha añadido una bobina de 3,5 mH en el lado de 96 V y se ha controlado exclusivamente una rama. En la figura 5-13 se muestra el esquema del circuito.

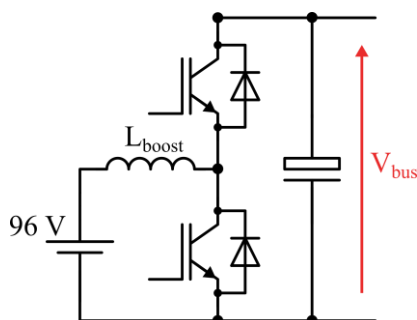


Figura 5-13. Esquema del boost bidireccional.

5.3 COMPONENTES DE LA ARQUITECTURA 2

5.3.1 Transformador monofásico

Entre el rectificador monofásico y la red del laboratorio se ha interpuesto un transformador con un doble objetivo.

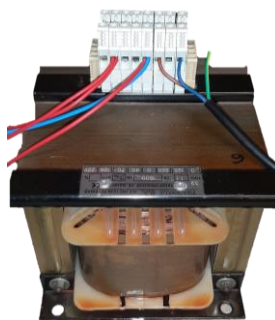


Figura 5-14. Transformador monofásico con tomas intermedias.

Por una parte, resulta necesario a la hora de operar a tensiones reducidas, pues la tensión mínima del bus DC corresponde al valor de pico de la tensión de fase. Por otra parte, proporciona un aislamiento galvánico necesario para el banco de ensayos. De no contar con el aislamiento, se producirían conexiones entre las fases durante la conmutación y darían lugar a cortocircuitos.

5.3.2 Circuito de precarga

A la hora de cargar el condensador del bus, es necesario añadir una resistencia de precarga en serie a la salida del transformador, que tras 10 segundos se cortocircuita. La función de esta resistencia es limitar el pico de corriente que tiene lugar cuando se carga el condensador del bus DC, inicialmente descargado, hasta el valor de tensión pico de fase de la red. Se ha utilizado un contactor temporizado para cortocircuitar la resistencia de precarga.

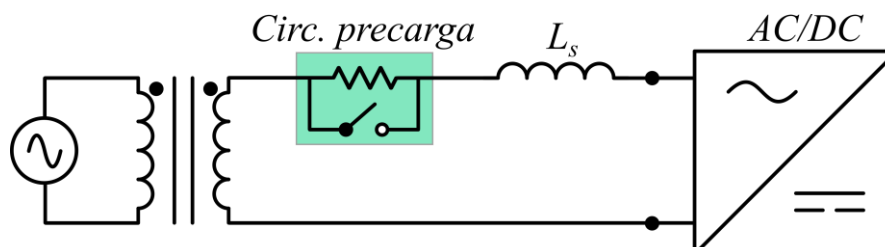


Figura 5-15. Esquema del circuito de precarga.

5.3.3 Filtro L

Para reducir el rizado de la corriente del rectificador, tanto en la parte alterna como en la continua, se ha añadido una inductancia de alisado (L_s) de 3,5 mH entre el transformador y el rectificador.



Figura 5-16. Inductancia de alisado de 3,5 mH.

5.3.4 Sensor de tensión

En esta arquitectura ha sido necesario añadir un sensor de tensión a la salida del transformador monofásico para medir la tensión de la red. Esta medida de tensión es imprescindible para la sincronización del rectificador con la red. El sensor utilizado se muestra en la figura 5-17 y corresponde al modelo Verivolt IsoBlock V cuyas características se recogen en la tabla 5-4.

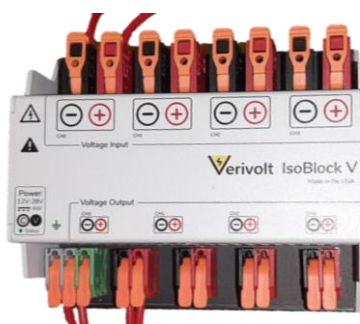


Figura 5-17. Sensor de tensión monofásico Verivolt IsoBlock V.

Componente	Tensión de alimentación	Ganancia del sensor (Salida / Entrada)
Sensor de tensión monofásico	24 V	1 V / 75 A

Tabla 5-4. Características del sensor de tensión monofásico Verivolt Isoblock V.

5.3.5 Rectificador monofásico (AC/DC)

La función de rectificar la corriente alterna monofásica para alimentar el bus DC se ha llevado a cabo con el mismo convertidor utilizado como DC/DC en la arquitectura 1. El conexionado para esta aplicación se muestra junto al esquema del circuito en la figura 5-18.

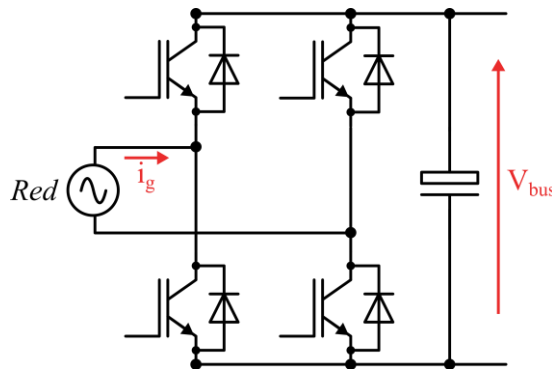


Figura 5-18. Esquema del rectificador monofásico

El controlador elaborado para el rectificador se recoge en el anexo II.

5.4 VERSIÓN FINAL DEL BANCO DE ENSAYOS

En las figuras 5-18 y 5-20 se muestran los esquemas de las arquitecturas desarrolladas con los componentes reales principales. Se ha prescindido, por razones de claridad, de ilustrar todos los componentes con una imagen real.

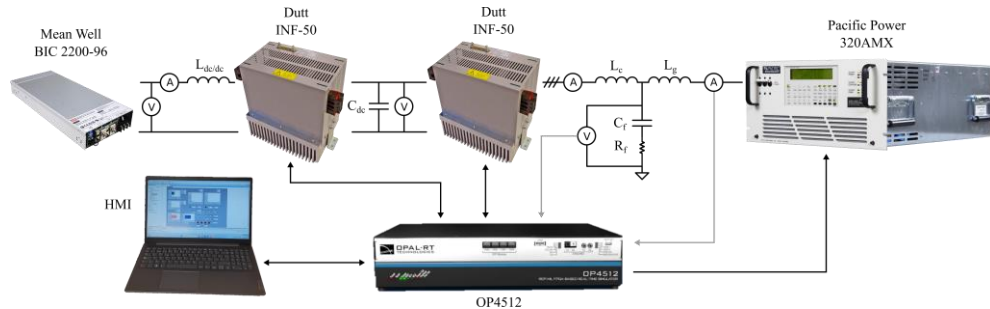


Figura 5-19. Esquema real de la arquitectura 1.

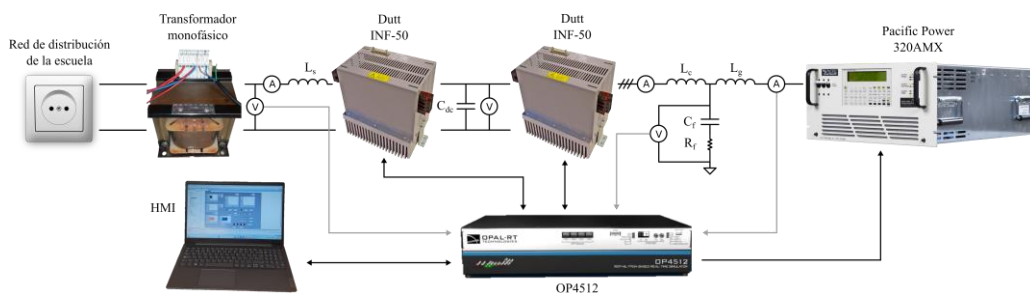


Figura 5-20. Esquema real de la arquitectura 2.

A raíz de un fallo en la fuente DC bidireccional, la arquitectura que finalmente se ha montado corresponde a la arquitectura 2, basada en el rectificador monofásico para alimentar el bus de continua.

El montaje llevado a cabo en el laboratorio se ilustra en la figura 5-21. En la parte de abajo del rack se encuentran los convertidores junto con los filtros L y LCL. En la balda intermedia se ha situado toda la electrónica: los drivers, los sensores, las tarjetas de adaptación y la fuente de alimentación de 24 V. En la parte superior del rack se encuentra el OP4512 conectado mediante un cable ethernet al ordenador que hace de HMI (*Human Machine Interface*). Finalmente, sobre la mesa se puede observar la fuente trifásica y, justo debajo, el transformador monofásico junto al circuito de precarga.



Figura 5-21. Banco de ensayos experimental.

6. RESULTADOS Y VALIDACIÓN EXPERIMENTALES

El algoritmo GFM que se ha desarrollado en el capítulo 4 se ha puesto a prueba en el banco de ensayos del capítulo 5 con el fin de validar el control más allá de la simulación. En los siguientes subapartados se detalla el procedimiento que se ha llevado a cabo para validar cada uno de los lazos del GFM y se muestran los resultados obtenidos.

6.1 VALIDACIÓN DEL LAZO INTERNO DE CORRIENTE

Para llevar a cabo la validación del lazo de corriente, se ha operado el convertidor en modo GFL y se han aplicado manualmente escalones en las consignas de corriente. Por último, se han registrado los valores en dq de las mediciones de corriente y se han comparado con los resultados obtenidos en simulación.

La figura 6-1 muestra la respuesta experimental y en simulación del lazo de corriente ante un escalón de i_{cq}^* . Se ha prescindido de mostrar la respuesta ante el mismo escalón en el eje d por ser exactamente la misma que la que se muestra con los ejes intercambiados.

Se observa que la respuesta de la bancada no corresponde a la de un sistema de primer orden como en la simulación 1, con los valores de $R_c = 0,1 \Omega$ y $L_c = 10 \text{ mH}$ contemplados en el ajuste del PI. En su lugar, responde como un sistema de 2º orden con un cero, debido a que los valores reales de R_c y L_c de la bancada no concuerdan con los valores estimados para el ajuste del controlador. Vista esta discrepancia se han modificado los valores de R_c y L_c en el modelo de simulación con el fin de encontrar los valores reales de la bancada.

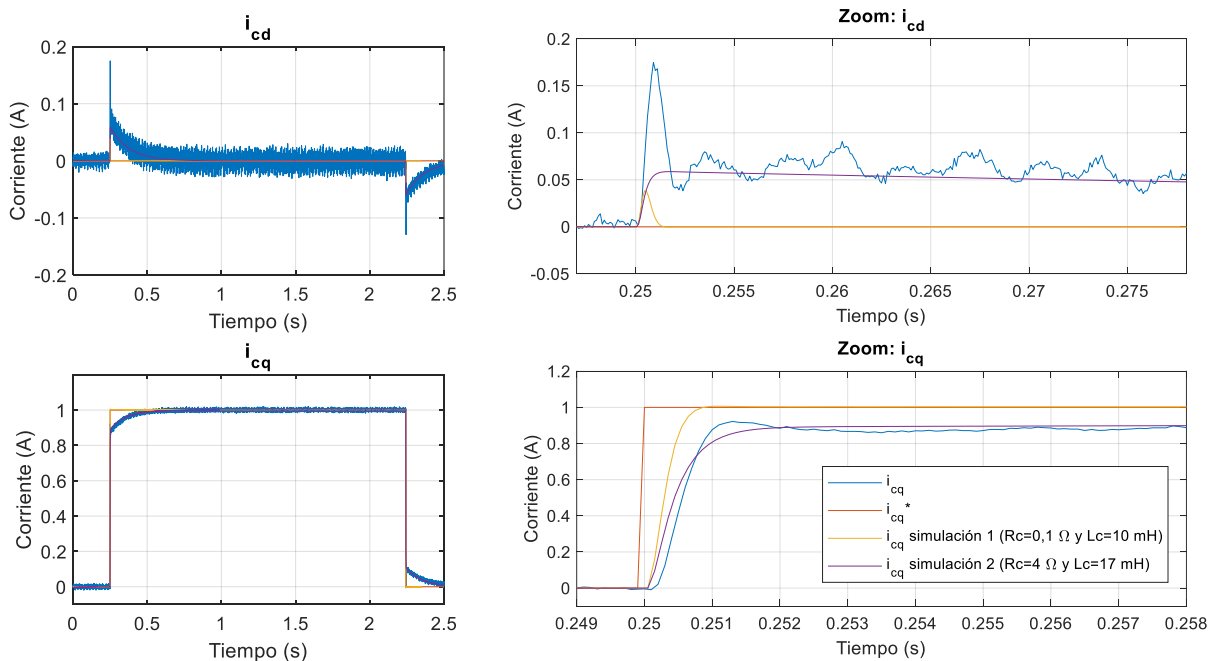


Figura 6-1. Comparativa de las respuestas del lazo interno de control.

Como se puede apreciar en la figura 6-1, para unos valores de $R_c = 4 \Omega$ y $L_c = 17 \text{ mH}$ la respuesta de la simulación 2 se ajusta muy bien a la del sistema real de la bancada. Esto es debido a que las bobinas utilizadas en el filtro LCL son bobinas de DC, cuya inductancia se asegura para un valor de corriente continua en el que el material ferromagnético se encuentra cerca de la saturación. El utilizar estas bobinas en AC las lleva a trabajar alrededor del eje de coordenadas de la curva de magnetización, esto es, lejos de la saturación magnética del núcleo. Como consecuencia, la inductancia real de este núcleo aumenta respecto al valor especificado por el fabricante. Asimismo, se hipotetiza que el origen del alto valor de resistencia debe de estar en las pérdidas en el hierro, dado que los núcleos ferromagnéticos de estas bobinas no están pensados y optimizados para trabajar con corrientes alternas.

6.2 VALIDACIÓN DE LA ADMITANCIA VIRTUAL

Para validar la admitancia virtual, se ha configurado el control en modo GFL al igual que en la validación anterior y se han conectado las entradas de las consignas de corriente del GFL a la salida de la admitancia virtual. Posteriormente, se ha aplicado manualmente un escalón en la tensión de entrada de la admitancia virtual, la tensión de la fuente equivalente del convertidor (E), y se han registrado las consignas de corriente a la salida de la admitancia virtual, para, en última instancia, compararlas con los resultados de la simulación.

En la figura 6-2 se muestra la respuesta de la admitancia virtual del sistema de la bancada y del modelo de simulación. En la gráfica superior se muestra la tensión de la fuente equivalente del convertidor y la tensión en el PCC. Inicialmente son iguales puesto que la corriente es nula. En el instante 0,25 s se introduce un escalón de tensión de 20 V en E y se observa la variación en las consignas de corriente, que adquieren un valor distinto de cero. Se comprueba en las gráficas de la figura que los resultados de simulación y los del banco experimental concuerdan a la perfección.

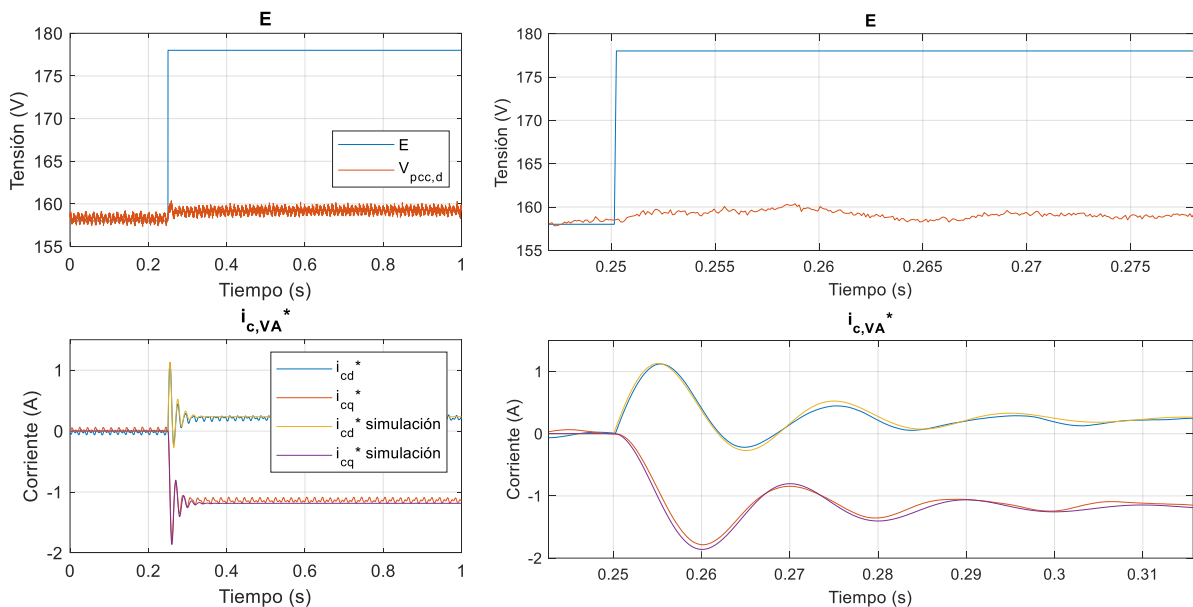


Figura 6-2. Comparativa de las respuestas de la admitancia virtual.

6.3 VALIDACIÓN DE LOS LAZOS EXTERNOS (PSL Y RPC)

A la hora de validar los lazos externos del control GFM, se ha configurado el control en modo GFM y se ha aplicado manualmente un escalón, en un primer ensayo, en la consigna de potencia activa (P^*) y, en un segundo, en la consigna de reactiva (Q^*). Las variables registradas han sido, en ambos ensayos, las potencias activa y reactiva, a las que se ha añadido la salida del lazo externo correspondiente al ensayo (la frecuencia de salida de la fuente de tensión equivalente del convertidor (ω_{GFM}) en el ensayo del PSL y la amplitud de tensión de la fuente equivalente del convertidor (E) en el del RPC).

En la figura 6-3 se muestra la comparativa de las respuestas del PSL del banco de ensayos y de la simulación. En la gráfica superior se puede observar la respuesta oscilatoria en P , propia del sistema de 2º orden con inercia. Asimismo, se puede ver una perturbación en la frecuencia, que finalmente regresa a su valor original. Esto es consecuencia del incremento en la potencia intercambiada entre el GFM y la red. Dado que la potencia activa intercambiada, en casos inductivos como este, depende del desfase entre los vectores giratorios (δ), el GFM debe aumentar su frecuencia transitoriamente para aumentar el desfase y, consecuentemente, la potencia activa intercambiada.

Por otro lado, partiendo del modelo de Simulink, en que se estimaba nula la resistencia de la impedancia de la red ($R_g = 0$), se ha observado una discrepancia en la gráfica de la potencia reactiva, que muestra mayor afección de la esperada a causa del escalón en la potencia activa. Esta evidencia, que indica un mayor acoplo entre potencias, es consecuencia directa de los términos resistivos, como ya se mencionó en el apartado 4.3 en la explicación del desarrollo de la admitancia virtual. Así, se ha procedido de manera análoga al apartado 6.1 probando diferentes valores de resistencia hasta encontrar el valor aproximado cuya respuesta en simulación coincida con los datos experimentales. El valor que se ha determinado de R_g es de 3Ω . Con este valor de resistencia en la impedancia de la red se puede apreciar en las gráficas ampliadas de la figura 6-3 una mejor concordancia en la respuesta de P y de ω_r .

En la figura 6-4, por su parte, se muestran las respuestas del RPC. Aquí se puede comprobar, como ya se hizo en la validación en simulación de los lazos externos, la ganancia estacionaria del sistema con droop de reactiva. Respecto al PSL, dado que no se dispone de acción integral, se tiene un error estacionario insalvable, como ya se explicó en el capítulo 3 en las estrategias del RPC. Asimismo, se observa que, dado que la potencia reactiva depende proporcionalmente de E , el incremento en Q se traduce en un aumento proporcional de E .

Por último, al igual que en el caso anterior, aunque de forma menos clara, se puede observar una mejor correspondencia de los resultados experimentales con la simulación donde se introduce un valor de 3Ω en R_g . Donde más se aprecia esta mayor similitud es en las gráficas ampliadas de P y de E . En la primera de ellas, en la simulación con $R_g = 0 \Omega$, la afección de P es mínima respecto del valor previo al escalón, mientras que con el valor de $R_g = 3 \Omega$ se aprecia notablemente la perturbación en la potencia activa, mucho más acorde con el valor medio de la potencia medida en la bancada. En la gráfica de E se aprecia también una clara correspondencia entre el valor medido y el de la simulación con $R_g = 3 \Omega$, y una discrepancia mayor con el valor de la simulación con $R_g = 0 \Omega$.

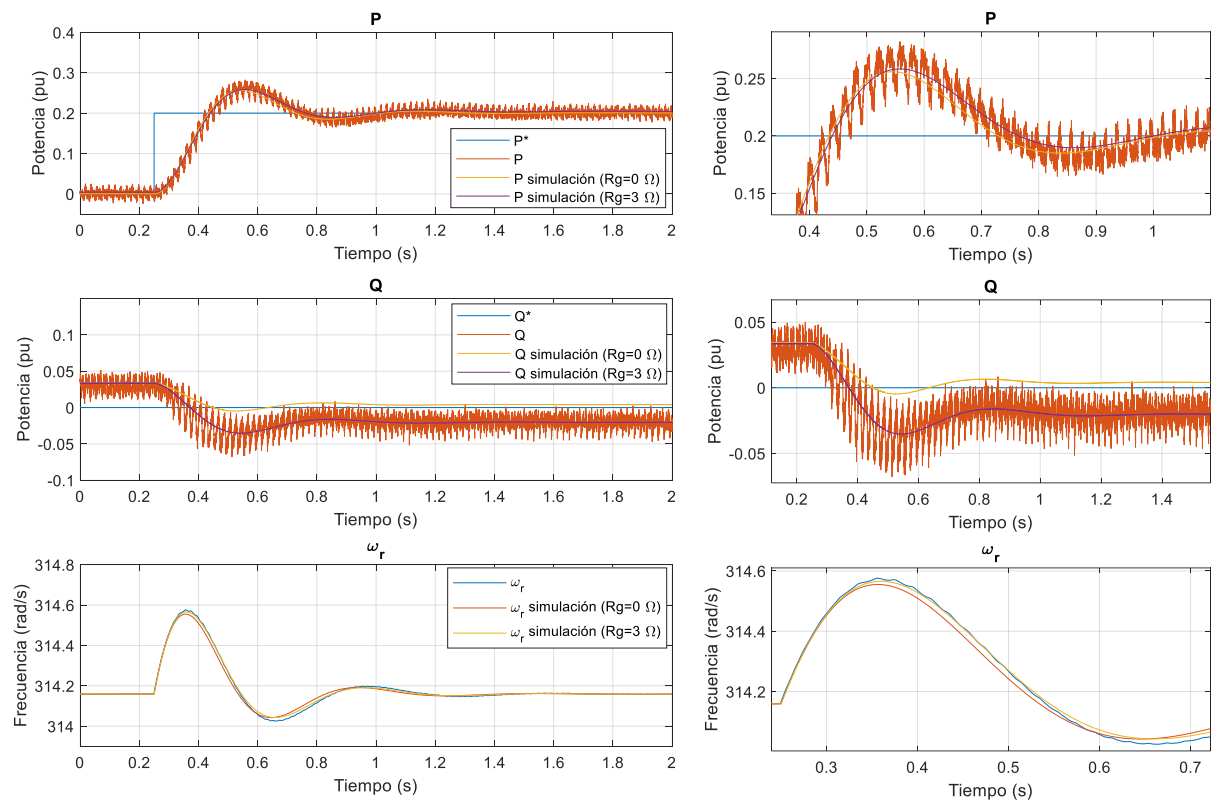


Figura 6-3. Comparativa de las respuestas del PSL.

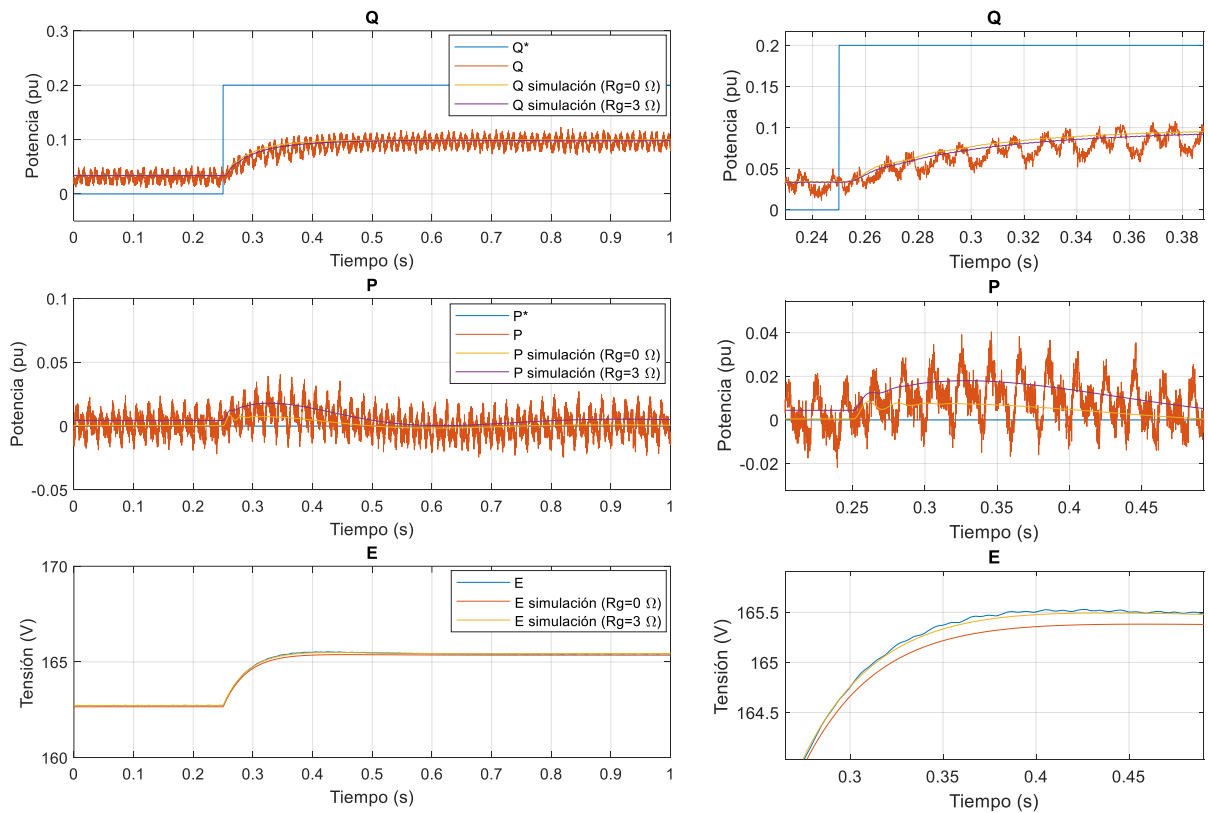


Figura 6-4. Comparativa de las respuestas del RPC.

7. CONCLUSIONES Y DESARROLLOS FUTUROS

A modo de conclusión, se resumen y remarcan las ideas generales de este TFG, de forma que se clarifique y se dé cohesión al trabajo realizado.

En primer lugar, la motivación que ha llevado a la realización de este TFG está en los problemas que surgen a raíz de la integración masiva de las fuentes de energías renovables en el sistema eléctrico. La estrategia grid following (GFL) hasta ahora utilizada en los IBRs se ha demostrado no ser viable en un escenario con alta penetración de renovables. Es aquí donde las estrategias grid forming (GFM) entran en escena y se postulan como una solución a futuro.

A continuación, se han presentado los fundamentos y las ideas básicas de las estrategias de control de los lazos de regulación del GFM. De todas ellas se ha escogido una para cada capa del control, atendiendo a las necesidades del GFM y a las prestaciones de cada estrategia. Acto seguido, se ha modelizado la planta del sistema para cada uno de los lazos de regulación y se ha propuesto en cada caso, en base a la planta obtenida y a determinados requerimientos, un método de ajuste que ha sido, en última instancia, validado en simulación.

El siguiente paso ha consistido en el montaje de un banco de ensayos para validar experimentalmente la estrategia GFM. La arquitectura que finalmente se ha puesto en marcha ha sido la de un back-to-back monofásico en un lado y trifásico en otro. En cuanto al control de los convertidores y de la fuente trifásica, se ha programado en Simulink y se ha implementado en un OP4512 de OPAL-RT, utilizado como hardware de control.

Finalmente, se ha llevado a cabo la validación experimental de la estrategia desarrollada frente a una red fuerte, evidenciando la posibilidad del funcionamiento estable del GFM incluso más allá de redes débiles. En este último paso, se ha observado una diferencia entre los valores de resistencia e inductancia que se habían considerado y los valores que se tienen realmente en la bancada. El origen de la discrepancia está en la utilización de bobinas de DC en el filtro LCL de AC.

Por otro lado, es conveniente recalcar que, el disponer de este banco de ensayos, probado y validado en este TFG, abre paso a nuevos proyectos de investigación, que se pueden categorizar en dos principales líneas futuras:

- **Ensayos adicionales sobre el banco actual:**
 1. Realizar ensayos del GFM con el fin de evaluar las prestaciones ante sistemas reales emulando las características deseadas con el control de la fuente trifásica desarrollado en el anexo III.
 2. Evaluar el funcionamiento del GFM fuera del rango de operación nominal, como pueden ser escenarios de sobrecarga y faltas.

3. Evaluar las prestaciones de los servicios complementarios aportados, como pueden ser la compensación de armónicos, la respuesta inercial ante desequilibrios o el amortiguamiento de determinados modos de vibración de la red.

- **Mejoras del banco experimental:**

1. Integrar más convertidores con el fin de recrear condiciones más realistas de operación y validar el comportamiento del GFM considerando también las interacciones entre los equipos. Esto, además, permitiría estudiar de forma realista y obtener conclusiones acerca de cómo optimizar la integración y coordinación de estos equipos, en lo que a estrategia de control se refiere.

8. BIBLIOGRAFÍA

- [1] «Directiva (UE) 2023/2413 del Parlamento Europeo y del Consejo, de 18 de octubre de 2023, por la que se modifican la Directiva (UE) 2018/2001, el Reglamento (UE) 2018/1999 y la Directiva 98/70/CE en lo que respecta a la promoción de la energía procedente de fuentes renovables y se deroga la Directiva (UE) 2015/652 del Consejo».
- [2] Comisión Nacional de los Mercados y la Competencia, *Resolución de 25 de abril de 2024, de la Comisión Nacional de los Mercados y la Competencia, por la que se modifican las condiciones relativas al balance y los procedimientos de operación para la participación del sistema eléctrico peninsular español en las plataformas europeas de balance Mari y Picasso*. 2024, p. 244. [En línea]. Disponible en: [https://www.boe.es/eli/es/res/2024/04/25/\(6\)](https://www.boe.es/eli/es/res/2024/04/25/(6))
- [3] Ministerio de Industria y Energía, *Resolución de 10 de marzo de 2000, de la Secretaría de Estado de Industria y Energía, por la que se aprueba el procedimiento de operación del sistema (P.O. - 7.4) «Servicio complementario de control de tensión de la red de transporte»*. 2000, p. 17. [En línea]. Disponible en: [https://www.boe.es/eli/es/res/2000/03/10/\(1\)](https://www.boe.es/eli/es/res/2000/03/10/(1))
- [4] «Completing the map – Power system needs in 2030 and 2040», 2030.
- [5] K. S. Ratnam, K. Palanisamy, y G. Yang, «Future low-inertia power systems: Requirements, issues, and solutions - A review», *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 124, p. 109773, may 2020, doi: 10.1016/j.rser.2020.109773.
- [6] A. Ordone, A. Sanchez-Ruiz, M. Zubiaga, F. J. Asensio, y J. A. Cortajarena, «Current limiting strategies for grid forming inverters under low voltage ride through», *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 202, p. 114657, sep. 2024, doi: 10.1016/j.rser.2024.114657.
- [7] W. Du *et al.*, «Modeling of Grid-Forming and Grid-Following Inverters for Dynamic Simulation of Large-Scale Distribution Systems», *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 36, n.º 4, pp. 2035-2045, ago. 2021, doi: 10.1109/TPWRD.2020.3018647.
- [8] D. B. Rathnayake *et al.*, «Grid Forming Inverter Modeling, Control, and Applications», *IEEE Access*, vol. 9, pp. 114781-114807, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3104617.
- [9] H. Zhang, W. Xiang, W. Lin, y J. Wen, «Grid Forming Converters in Renewable Energy Sources Dominated Power Grid: Control Strategy, Stability, Application, and Challenges», *J. Mod. Power Syst. Clean Energy*, vol. 9, n.º 6, pp. 1239-1256, 2021, doi: 10.35833/MPCE.2021.000257.
- [10] X. Wang, M. G. Taul, H. Wu, Y. Liao, F. Blaabjerg, y L. Harnefors, «Grid-Synchronization Stability of Converter-Based Resources—An Overview», *IEEE Open J. Ind. Appl.*, vol. 1, pp. 115-134, 2020, doi: 10.1109/OJIA.2020.3020392.
- [11] R. Rosso, X. Wang, M. Liserre, X. Lu, y S. Engelken, «Grid-Forming Converters: Control Approaches, Grid-Synchronization, and Future Trends—A Review», *IEEE Open J. Ind. Appl.*, vol. 2, pp. 93-109, 2021, doi: 10.1109/OJIA.2021.3074028.
- [12] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, y P. Rodríguez, «Control of Power Converters in AC Microgrids», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n.º 11, pp. 4734-4749, nov. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2199334.

- [13] M. Yang, Y. Wang, S. Chen, X. Xiao, y Y. Li, «Comparative Studies on Damping Control Strategies for Virtual Synchronous Generators», *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 39, n.º 2, pp. 859-873, abr. 2024, doi: 10.1109/TPWRD.2023.3339288.
- [14] C. Arghir, T. Jouini, y F. Dorfler, «Grid-forming Control for Power Converters based on Matching of Synchronous Machines». arXiv, 26 de abril de 2018. Accedido: 3 de julio de 2024. [En línea]. Disponible en: <http://arxiv.org/abs/1706.09495>
- [15] A. Ordone, F. J. Asensio, J. A. Cortajarena, J. I. S. Martín, y M. González-Pérez, «Tuning of Dual-Loop Grid-Forming Inverters for Stable Operation Under Different Grid Conditions», en *IECON 2023- 49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Singapore, Singapore: IEEE, oct. 2023, pp. 1-6. doi: 10.1109/IECON51785.2023.10312182.
- [16] X. Wang, Y. W. Li, F. Blaabjerg, y P. C. Loh, «Virtual-Impedance-Based Control for Voltage-Source and Current-Source Converters», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n.º 12, pp. 7019-7037, dic. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2382565.
- [17] University of Illinois, «Lecture 15: Stability in Terms of Frequency Response», en *ECE 486 Control Systems*. [En línea]. Disponible en: <https://courses.engr.illinois.edu/ece486/fa2018/handbook/lec15.html>
- [18] D. Yang, H. Wu, X. Wang, y F. Blaabjerg, «Suppression of synchronous resonance for VSGs», *J. Eng.*, vol. 2017, n.º 13, pp. 2574-2579, ene. 2017, doi: 10.1049/joe.2017.0792.
- [19] «Requirements for micro-generating plants to be connected in parallel with public low-voltage distribution networks»: BSI British Standards. doi: 10.3403/30270910.
- [20] X. Ruan, X. Wang, D. Pan, D. Yang, W. Li, y C. Bao, *Control Techniques for LCL-Type Grid-Connected Inverters*. en CPSS Power Electronics Series. Singapore: Springer Singapore, 2018. doi: 10.1007/978-981-10-4277-5.
- [21] R. Teodorescu, M. Liserre, y P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, 1.ª ed. Wiley, 2011. doi: 10.1002/9780470667057.
- [22] controlautomaticoeducacion.com, «Retardo o Tiempo Muerto de un Sistema», Análisis de Sistemas. [En línea]. Disponible en: https://controlautomaticoeducacion.com/analisis-de-sistemas/retardo-o-tiempo-muerto-de-un-sistema/#Retardo_de_un_Sistema

GIPUZKOAKO INGENIARITZA ESKOLA
ESCUELA DE INGENIERÍA DE GIPUZKOA

EIBAR

TFG: DESARROLLO Y VALIDACIÓN EXPERIMENTAL DE UNA ESTRATEGIA DE CONTROL GRID FORMING PARA CONVERTIDORES CONECTADOS A RED

ANEXO I: OBTENCIÓN DE LA PLANTA DEL LAZO DE CORRIENTE

Grado: Grado en Ingeniería de Energías Renovables

Curso **2023 - 2024**

Autor/a: Javier Rodríguez Góngora

Director/a/s: Ander Ordoño Murillo y Francisco Javier Asensio de Miguel

ÍNDICE ANEXO I

1. OBTENCIÓN DE LA PLANTA DEL LAZO DE CORRIENTE	3
1.1 DINÁMICA DEL FILTRO ANTIALIASING	3
1.2 DINÁMICA DEL GENERADOR PWM	3
1.3 DINÁMICA DEL FILTRO LCL	4

1. OBTENCIÓN DE LA PLANTA DEL LAZO DE CORRIENTE

Para obtener con fidelidad la planta del sistema han de considerarse las dinámicas de todos los componentes que lo componen, como se indica en la figura 1. Así pues, a la hora de obtener la planta del lazo de corriente, se han debido tener en cuenta las dinámicas de los filtros antialiasing, la dinámica del PWM del convertidor y las dinámicas de los componentes del filtro LCL.

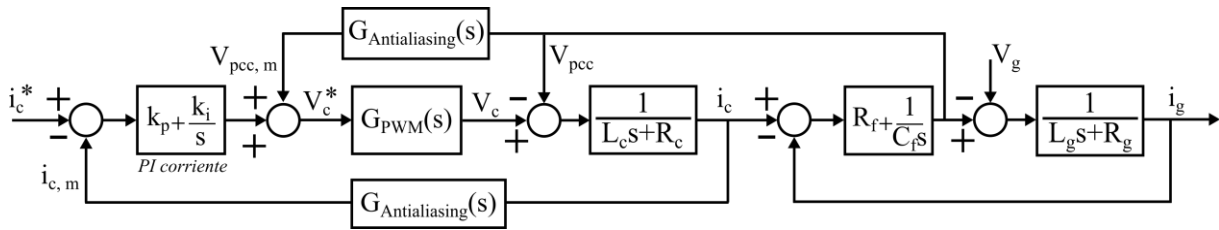


Figura 1. Diagrama de bloques de la planta del lazo de corriente.

A continuación se explica brevemente cómo se han obtenido las dinámicas de cada uno de los elementos que componen la planta del lazo interno de corriente.

1.1 DINÁMICA DEL FILTRO ANTIALIASING

Para evitar los posibles efectos negativos que puede tener el ruido de alta frecuencia proveniente de los sensores en el lazo de regulación son necesarios filtros hardware previos a las entradas analógicas. En este esquema podemos encontrar dos filtros con la misma finalidad.

El filtro antialiasing incorporado a las señales de los sensores de corriente a la salida del convertidor y de tensión del condensador tiene la finalidad de evitar el efecto de aliasing en las señales de la realimentación de corriente y tensión. El efecto aliasing ocurre cuando al control le llega una señal con una frecuencia mayor a la mitad de la frecuencia de muestreo o frecuencia a la que se ejecuta el lazo de regulación. En este caso, no se aseguran al menos dos lecturas por cada periodo de la señal de ruido, de forma que aparece una señal ficticia de baja frecuencia que interfiere con la verdadera medición. El filtro antialiasing es, por tanto, un filtro pasabajo con una frecuencia de corte (ω_c) igual o menor a la mitad de la frecuencia de ejecución del control:

$$G_{Antialiasing}(s) = \frac{I_{c,m}(s)}{I_c(s)} = \frac{V_{pcc,m}(s)}{V_{pcc}(s)} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (1)$$

1.2 DINÁMICA DEL GENERADOR PWM

El generador PWM se modela como un retraso de un periodo y medio de la frecuencia de conmutación ($1T_s$ asociado al retraso introducido por la computación y $0.5T_s$ asociado al

retraso introducido por el PWM en sí [21]). Los retrasos suponen un cambio en la variable temporal en el dominio del tiempo:

$$t' = t - \text{delay} \quad (2)$$

En el dominio de Laplace, este cambio da lugar a un término exponencial que multiplica a la transformada de la función temporal ($F(s)$) como se muestra:

$$\mathcal{L}[f(t - \text{delay})] = \mathcal{L}[f(t)] \cdot e^{-\text{delay} \cdot s} = F(s) \cdot e^{-\text{delay} \cdot s} \quad (3)$$

No obstante, en el análisis de los polos y ceros de un sistema, es necesario que la función de transferencia sea racional. Dado que el término del retraso no es racional, se suele aproximar a una función racional mediante la aproximación de Padé de primer orden [22]:

$$e^{-\text{delay} \cdot s} \approx \frac{1 - (0.5 \cdot \text{delay})s}{1 + (0.5 \cdot \text{delay})s} \quad (4)$$

Así pues, la función de transferencia asociada al generador PWM queda:

$$G_{PWM}(s) = \frac{V(s)}{V^*(s)} = \frac{1 - (0.75/f_{sw})s}{1 + (0.75/f_{sw})s} \quad (5)$$

1.3 DINÁMICA DEL FILTRO LCL

La dinámica del filtro LCL viene dada por las leyes de Kirchhoff aplicadas al circuito. Así pues, teniendo en cuenta la tensión de salida del convertidor (V_c), la tensión del condensador (V_{pcc}), la tensión de la red (V_g) y las corrientes del convertidor (i_c) y de la red (i_g), las ecuaciones que describen el comportamiento dinámico del filtro son las siguientes:

$$V_c - V_{pcc} = (R_c + L_c s) \cdot i_c \quad (6)$$

$$V_{pcc} = \left(R_f + \frac{1}{C_f s} \right) \cdot (i_c - i_g) \quad (7)$$

$$V_{pcc} - V_g = (R_g + L_g s) \cdot i_g \quad (8)$$

GIPUZKOAKO INGENIARITZA ESKOLA
ESCUELA DE INGENIERÍA DE GIPUZKOA

EIBAR

TFG: DESARROLLO Y VALIDACIÓN EXPERIMENTAL DE UNA ESTRATEGIA DE CONTROL GRID FORMING PARA CONVERTIDORES CONECTADOS A RED

ANEXO II: CONTROL DEL RECTIFICADOR MONOFÁSICO

Grado: Grado en Ingeniería de Energías Renovables

Curso **2023 - 2024**

Autor/a: Javier Rodríguez Góngora

Director/a/s: Ander Ordoño Murillo y Francisco Javier Asensio de Miguel

ÍNDICE ANEXO II

1. CONTROL DEL RECTIFICADO MONOFÁSICO	3
1.1 PLL MONOFÁSICA.....	3
1.1.1 Generación de beta virtual	4
1.2 LAZOS DE REGULACIÓN.....	6
1.2.1 Ajuste del lazo de tensión	6

1. CONTROL DEL RECTIFICADOR MONOFÁSICO

La estrategia de control del rectificador monofásico es la de un convertidor GFL convencional con dos características específicas. La primera es que se trata de un convertidor monofásico, de manera que, para hacer el control en dq , es necesario añadir una modificación a la PLL. La otra característica es que la consigna de i_d se obtiene a partir de un lazo externo de regulación de la tensión del bus DC. A continuación se detallan más en profundidad estas características y se muestran las soluciones adoptadas.

1.1 PLL MONOFÁSICA

Las transformadas de Clarke y Park permiten transformar un sistema trifásico con neutro aislado en un sistema bifásico equivalente, donde las magnitudes sinusoidales se convierten en constantes. Este es el sistema de referencia síncrono cuyas dos fases se denotan d y q . En la figura 1 se esquematiza de forma gráfica la transformada de Park que relaciona el sistema bifásico estacionario $\alpha\beta$ y el sistema bifásico síncrono dq .

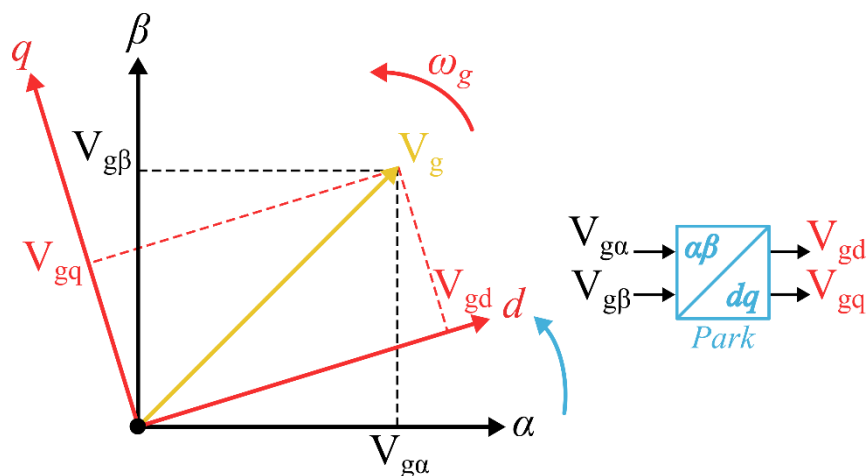


Figura 1. Representación gráfica de los sistemas de referencia y la transformada de Park.

No obstante, en un sistema monofásico, dado que solo se dispone de una fase, no es suficiente para poder llevar a cabo estas transformaciones y hacer el control en dq . La solución a esta problemática está en generar virtualmente la otra fase.

En un sistema bifásico estacionario $\alpha\beta$, el desfase entre las componentes α y β es de 90° . Así, generando una señal desfasada 90° respecto de la de la fase del sistema monofásico, es posible emular un sistema bifásico y realizar el control en dq . Las técnicas para la generación virtual de la otra fase se explican en el siguiente subapartado.

1.1.1 Generación de beta virtual

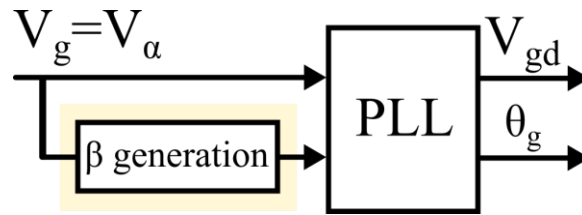


Figura 2. Diagrama de bloques de la PLL monofásica.

Habitualmente, se asigna la fase α a la señal real del sistema monofásico y la fase β a la señal generada de forma virtual. Dado que la fase β está atrasada con respecto a la fase α , se ha de utilizar un sistema que genere la misma señal que la de la fase α con 90° de retraso, como se ilustra en la figura 2. Para este fin hay varias opciones, de las cuales aquí se presentan dos:

- **Filtro pasatodo:** La función de transferencia genérica del filtro pasatodo se muestra en (1) y su diagrama de Bode sintonizado a 50 Hz en la figura 3. Este tipo de filtro tiene una ganancia unitaria en todo el espectro de frecuencias y su fase es de -90° (90° en retraso) a la frecuencia ω_c a la que esté sintonizado. De esta manera, sintonizando el filtro para una frecuencia de 50 Hz (314 rad/s) se consigue obtener una señal 90° en retraso a la de entrada a 50 Hz.

$$G_{pass\ all}(s) = \frac{s - \omega_c}{s + \omega_c} \quad (1)$$

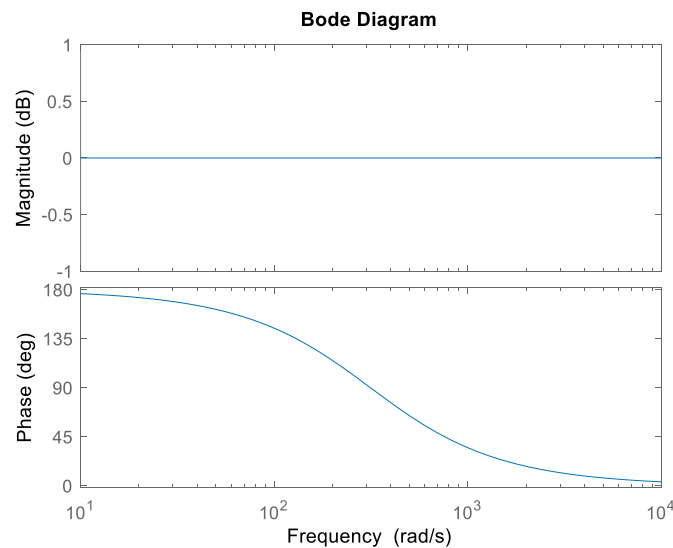


Figura 3. Diagrama de Bode del filtro pasatodo.

- **Filtro pasabajo de 2º orden:** La función de transferencia genérica del filtro pasabajo de 2º orden se muestra en (2) y su diagrama de bode sintonizado a 50 Hz en la figura 4. Este se compone de dos filtros pasabajo de primer orden sintonizados a la misma frecuencia, de manera que la atenuación a partir de la frecuencia de corte (ω_c) sea del doble respecto a los de primer orden. A dicha frecuencia, la fase del filtro es de -90° tal y como se desea.

$$G_{2^{nd} \text{ order filter}}(s) = \frac{1}{s + \omega_c} \cdot \frac{1}{s + \omega_c} \quad (2)$$

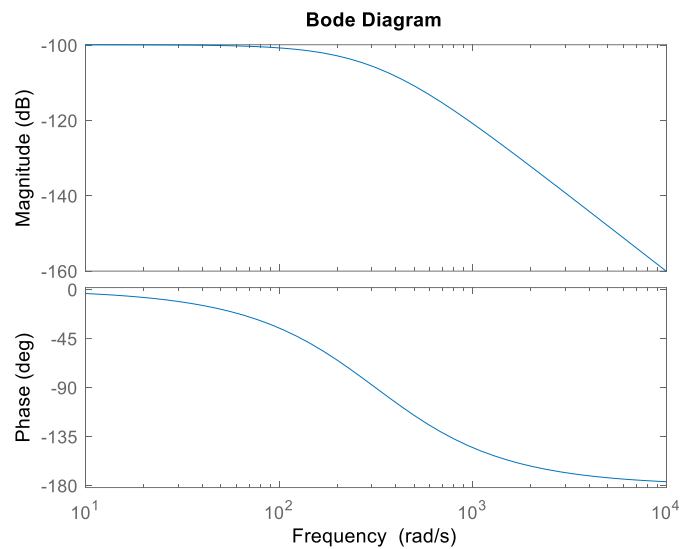


Figura 4. Diagrama de Bode del filtro pasabajo de 2º orden.

Para la implementación en el sistema real se ha decidido utilizar la generación de β con un sistema de 2º orden. En la figura 5 se muestra el bloque de la PLL monofásica implementado en Simulink y el contenido de los subsistemas de generación de β y de la PLL propiamente dicha se muestra en las figuras 6 y 7.

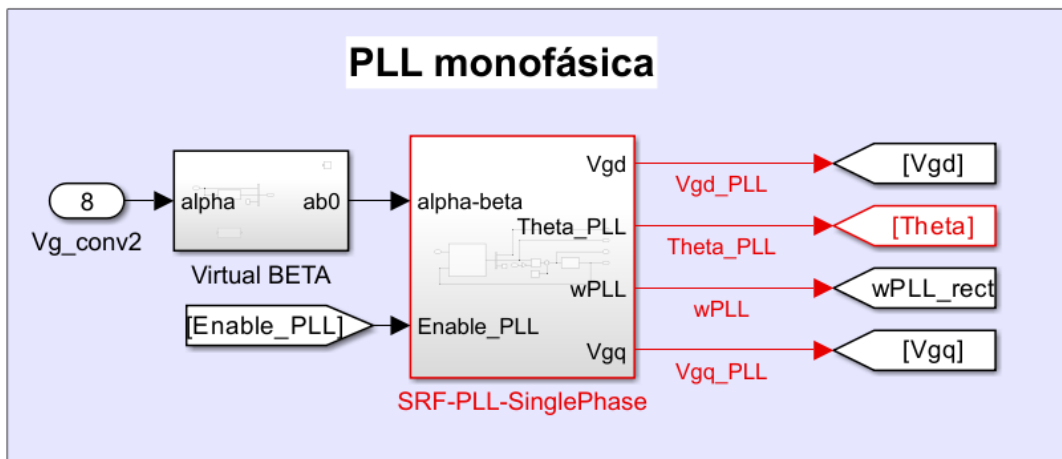


Figura 5. PLL monofásica implementada en Simulink.

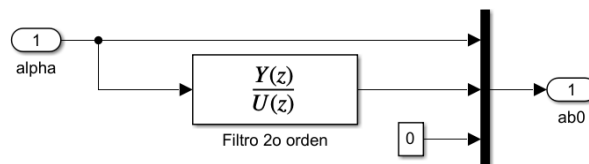


Figura 6. Contenido del bloque de Virtual BETA.

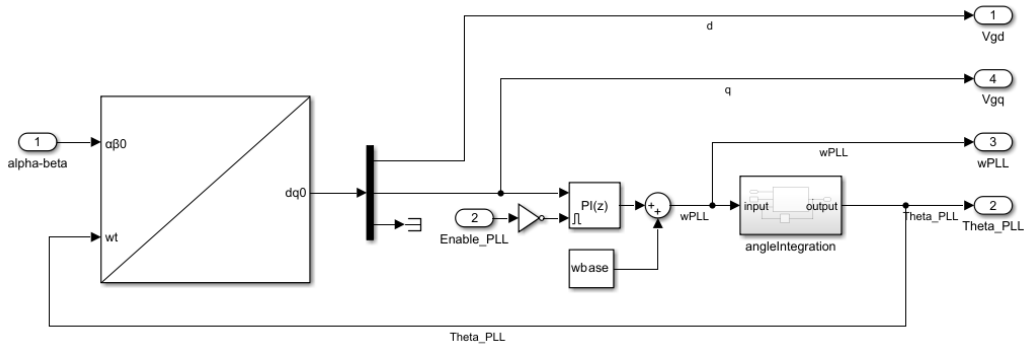


Figura 7. Contenido del bloque de SRF-PLL-SinglePhase.

1.2 LAZOS DE REGULACIÓN

El control GFL del rectificador se compone de los lazos internos de corriente y un lazo externo de tensión, como se ilustra en el esquema de control de la figura 8. Los lazos internos de corriente son exactamente iguales a los del control GFM, por lo que no se explicarán aquí de nuevo.

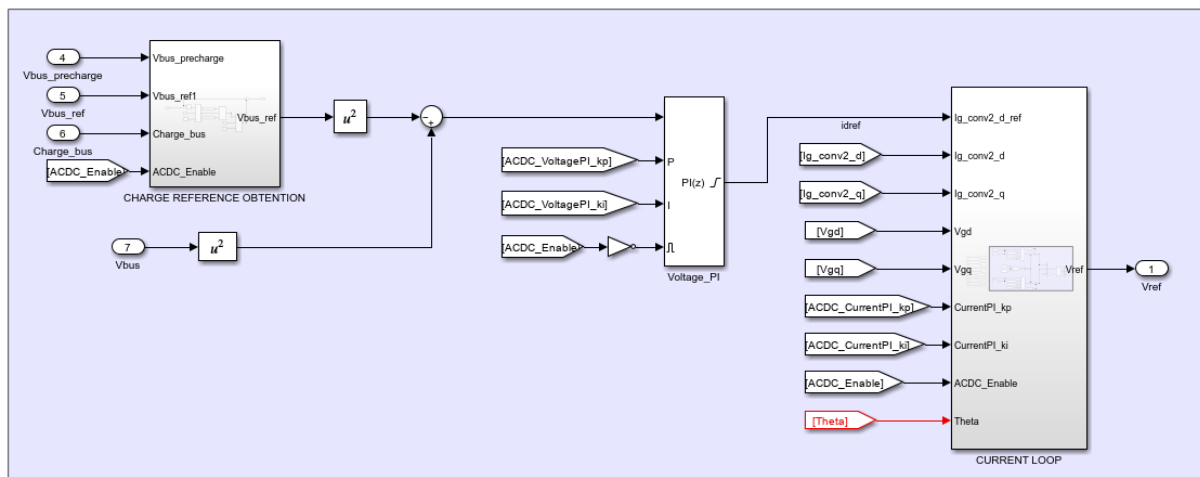


Figura 8. Lazos de regulación del ACDC implementados en Simulink.

El lazo externo de tensión, sin embargo, se encarga de proporcionar la consigna de i_d en función de la tensión del bus DC (V_{bus}). Se trata de un control con PIs en cascada, pero exclusivamente en el eje d . A continuación se explica la obtención de la planta y el método de ajuste de las ganancias del controlador.

1.2.1 Ajuste del lazo de tensión

En la figura 9 se ilustra un esquema del sistema real indicando las direcciones de las corrientes y tensiones en el lado de DC y de AC. Suponiendo ideal la eficiencia del convertidor, se pueden considerar iguales las potencias en AC y en DC, cuyas ecuaciones se muestran en (3) y (4).

$$P_{AC} = \frac{1}{2} \cdot V_{gd} \cdot i_d \quad (3)$$

$$P_{DC} = V_{bus} \cdot i_{DC} = V_{bus} \cdot C_{bus} \cdot \frac{dV_{bus}}{dt} \quad (4)$$

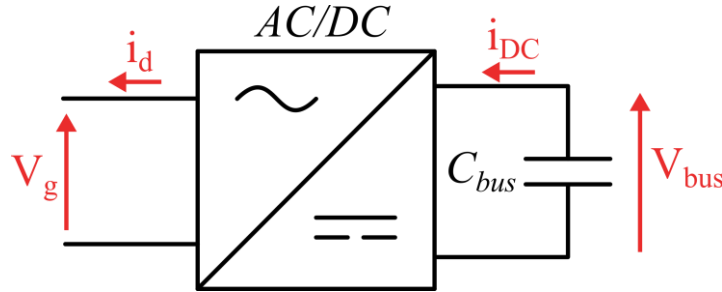


Figura 9. Esquema del sistema del rectificador con las variables eléctricas señaladas.

De las ecuaciones anteriores, concretamente de la ecuación (3), se puede apreciar la no linealidad entre la potencia y la tensión del bus (V_{bus}). Esto llevaría a tener que linealizar alrededor de un punto de operación y realizar un ajuste dinámico de los PIs en función de la tensión de funcionamiento del bus DC.

La solución a este problema está en considerar, en vez de la potencia, la energía almacenada en el condensador, que es proporcional respecto a V_{bus}^2 , como se muestra en (5).

$$E_{DC} = \frac{1}{2} \cdot C_{bus} \cdot V_{bus}^2 \quad (5)$$

$$E_{AC} = \frac{1}{2} \cdot V_{gd} \cdot \int i_d dt \quad (6)$$

Teniendo en cuenta las ecuaciones (5) y (6), se puede obtener la planta del sistema, que tiene i_d como entrada y V_{bus}^2 como salida. Esta función de transferencia se muestra en (7):

$$\frac{V_{bus}^2(s)}{i_d(s)} = \frac{V_{gd}}{C_{bus} \cdot s} \quad (7)$$

El esquema del lazo de tensión, obviando la dinámica del lazo de corriente (cuyo ancho de banda es de 500 Hz), se muestra en la figura 10 y la función de transferencia en lazo cerrado de la planta incluyendo el PI de tensión se indica en (8). Esta se puede ajustar por un sistema de 2º orden con un cero, cuyo ancho de banda y amortiguamiento vienen dados por (9) y (10).

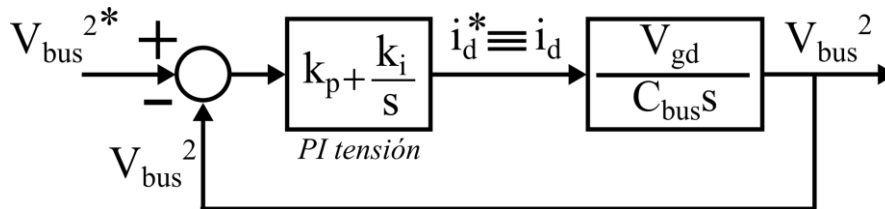


Figura 10. Diagrama de bloques de la planta y el controlador.

$$G_{LC}(s) = \frac{V_{bus}^2(s)}{V_{bus}^{2*}(s)} = \frac{\frac{V_{gd}}{C_{bus}} \cdot (k_p s + k_i)}{s^2 + \frac{V_{gd} \cdot k_p}{C_{bus}} s + \frac{V_{gd} \cdot k_i}{C_{bus}}} \quad (8)$$

$$BW = \omega_N = \sqrt{\frac{V_{gd} \cdot k_i}{C_{bus}}} \quad (9)$$

$$\zeta = \frac{V_{gd} \cdot k_p}{2 \cdot \omega_N \cdot C_{bus}} \quad (10)$$

El ajuste final de los parámetros del controlador se recoge en la tabla 1, donde se ha seleccionado un ancho de banda 10 veces menor en el lazo de tensión y un amortiguamiento unitario. A la hora de la implementación del control en la bancada, se ha observado que la respuesta del sistema presentaba cierto rebose indeseado, a consecuencia del cero del sistema. Para solventar este problema, se ha introducido un prefiltro en la consigna (V_{bus}^{2*}), cuya función de transferencia se muestra en (11).

$$G_{prefilter}(s) = \frac{k_i}{k_p s + k_i} \quad (11)$$

Parámetro	Valor	
Banco experimental	R_s	0,1 Ω
	L_s	3,5 mH
	f_{sw}	10 kHz
	V_g	125 Vrms
	C_{bus}	3 mF
PI de corriente	BW	500 Hz
	k_p	10,9956
	k_i	314,1593
PI de tensión	BW	50 Hz
	ζ	1
	k_p	0,0107
	k_i	1,6749
Prefiltro	k_p	0,0107
	k_i	1,6749

Tabla 1. Valores del sistema y los controladores.

Finalmente, la respuesta de la planta se muestra en la figura 11 comparando los resultados experimentales y los de la simulación. Se observa una respuesta algo más oscilante en el sistema de la planta, debido a efectos no ideales. Aun así, los resultados en simulación concuerdan con los experimentales, dando por validado el sistema.

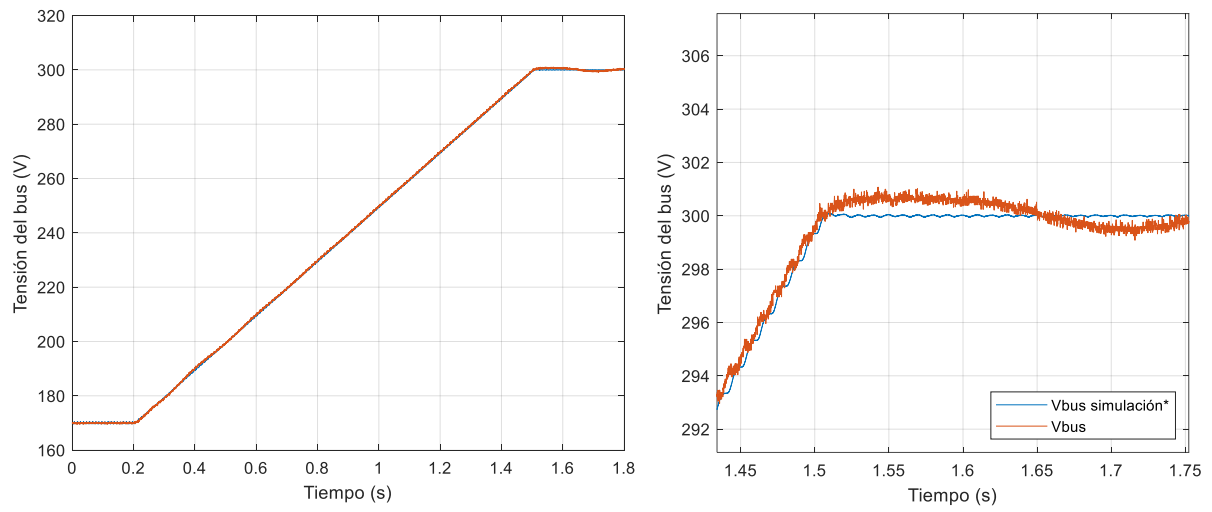


Figura 11. Comparativa de la respuesta de la carga del bus DC de la bancada con la simulación.

GIPUZKOAKO INGENIARITZA ESKOLA
ESCUELA DE INGENIERÍA DE GIPUZKOA

EIBAR

TFG: DESARROLLO Y VALIDACIÓN EXPERIMENTAL DE UNA ESTRATEGIA DE CONTROL GRID FORMING PARA CONVERTIDORES CONECTADOS A RED

ANEXO III: CONTROL DE LA FUENTE TRIFÁSICA

Grado: Grado en Ingeniería de Energías Renovables

Curso **2023 - 2024**

Autor/a: Javier Rodríguez Góngora

Director/a/s: Ander Ordoño Murillo y Francisco Javier Asensio de Miguel

ÍNDICE ANEXO III

1. CONTROL DE LA FUENTE TRIFÁSICA 3

1. CONTROL DE LA FUENTE TRIFÁSICA

Con el objetivo de emular redes reales, con una mayor impedancia de línea de la que se tiene físicamente en el laboratorio, así como con un comportamiento dinámico de la frecuencia y la tensión, se ha desarrollado un pequeño HIL (*Hardware In the Loop*) en el OP4512 con el que se controla la salida de la fuente trifásica. El modelo implementado en Simulink se ilustra en la figura 1.

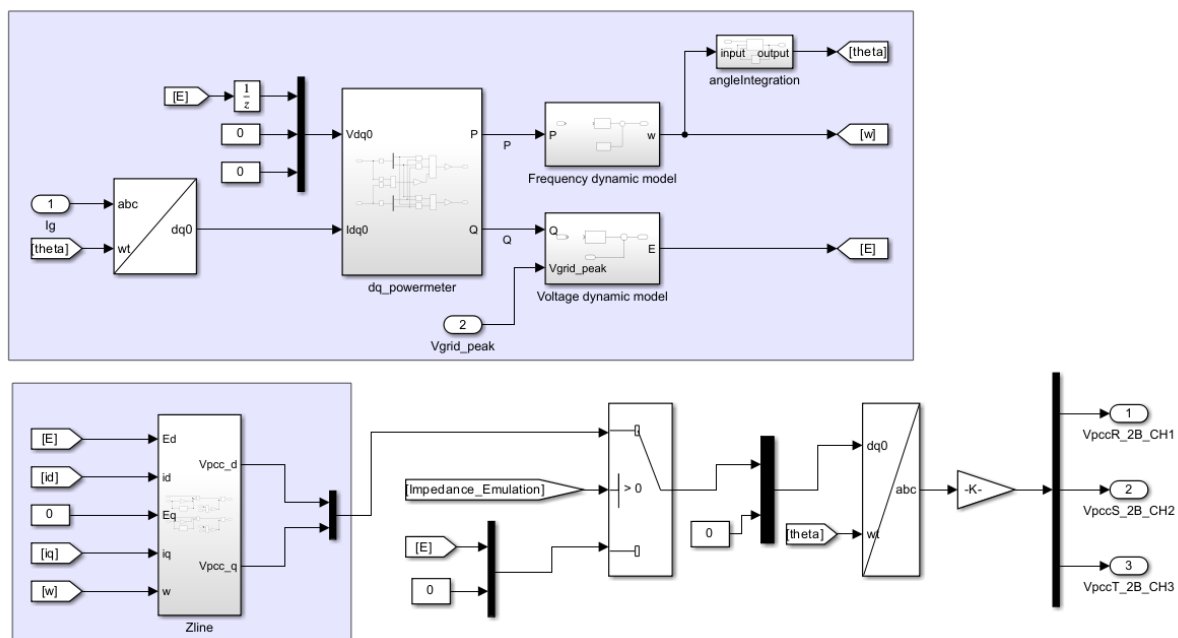


Figura 1. Modelo HIL implementado en Simulink.

El modelo se compone de dos partes fundamentales: la emulación del comportamiento dinámico de frecuencia y tensión y la emulación software de una impedancia.

En cuanto al comportamiento dinámico de la red, el modelo está pensado para emular la dinámica de un SG equivalente en redes inductivas. Gracias a la medida de corriente de red (i_g), proveniente del sensor externo, se puede calcular la potencia activa y reactiva intercambiada con la red. En base a dichos valores de potencia, se emula el comportamiento equivalente de un SG, por ejemplo, incrementando de forma inercial la frecuencia ante una inyección de potencia activa en la red.

Por otro lado, también es posible emular una impedancia de red (impedancia del equivalente Thévenin de la red) más elevada. En este caso, con la medida de corriente de red y la tensión del equivalente Thévenin de la red (E), se calcula la caída de tensión en la impedancia de la red para posteriormente obtener la tensión real que debe haber en bornas de la fuente trifásica (V_{PCC}).

Finalmente, las señales de control se escalan entre $\pm 10V$ y se envían a las entradas analógicas de la fuente.

Aunque no se ha representado en la imagen del modelo por simplicidad, también se pueden aplicar escalones en la frecuencia de la red (ω), así como huecos de tensión y saltos de fase. Todo ello desde la consola, lo cual convierte al sistema en un banco de ensayos muy cómodo y versátil.