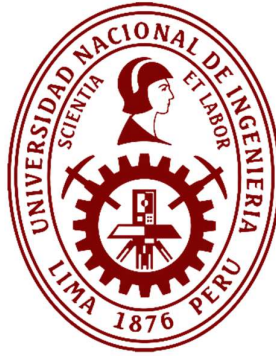


**UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA**  
**FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA**



**TESIS**

CONCEPCIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE SERVICIOS  
ESPECIALES DE SOPORTE DE FRECUENCIA, TENSIÓN E  
INERCIAS VIRTUALES A LA RED ELÉCTRICA, EN  
ESTACIONES DE RECARGA BIDIRECCIONALES DE  
VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

**PARA OBTENER EL GRADO DE DOCTOR EN CIENCIAS  
CON MENCIÓN EN ENERGÉTICA**

**ELABORADO POR**

JHONATAN DAVID PAUCARA PRADO

**ASESOR**

DR. DAMIAN ELEAZAR SAL Y ROSAS CELI

**LIMA – PERÚ**

**2024**

### ***DEDICATORIA***

Dedico este trabajo de investigación a mi esposa, quien me motiva a ser mejor cada día. A mi hijo, quién quiero que vea en mi un ejemplo a seguir. Finalmente, a mis padres, quienes quiero que se sientan orgullosos y felices de ver a su hijo alcanzando este gran logro.

## ***AGRADECIMIENTOS***

Agradezco al programa de doctorado de CONCYTEC por el apoyo con el financiamiento de mis estudios. A la Universidad Nacional de Ingeniería y al CER por su apoyo al brindar sus instalaciones para el desarrollo de este trabajo de investigación. Finalmente, a mi asesor por la paciencia y el apoyo durante todo el proceso de desarrollo y redacción.

## **ÍNDICE DE CONTENIDOS**

<b>INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO I. PROTOCOLO DE LA INVESTIGACIÓN.....</b>	<b>5</b>
1.1    Identificación y Descripción del Problema de estudio .....	5
1.2    Formulación del problema .....	9
1.2.1    Formulación del Problema General.....	9
1.2.2    Formulación de los Problemas Específicos .....	9
1.3    Objetivos .....	9
1.3.1    Formulación del Objetivo General .....	9
1.3.2    Formulación de los Objetivos Específicos.....	10
1.4    Hipótesis .....	10
1.4.1    Formulación de la Hipótesis General .....	10
1.4.2    Formulación de las Hipótesis Específicas .....	10
1.5    Variables .....	11
1.5.1    Variable Independiente .....	11
1.5.2    Variables dependientes .....	11
1.6    Metodología.....	11
1.7    Contribuciones principales.....	12
<b>CAPÍTULO II. MARCO TEÓRICO .....</b>	<b>14</b>
2.1    Bases Teóricas.....	14
2.1.1    Inercia.....	14
2.1.2    Implementación de Inercia Virtual .....	14
2.1.3    Inercia distribuida .....	16
2.1.4    Soporte total de frecuencia.....	17
2.1.5    Implementación de soporte de frecuencia en un convertor estático	18
2.1.6    Implementación de soporte de frecuencia en un cargador de auto	18
eléctrico	18
2.2    Antecedentes de la investigación .....	21
2.3    Definición de Términos.....	27
2.4    Aportes de la investigación.....	29
<b>CAPÍTULO III. DESARROLLO DEL TRABAJO DE INVESTIGACIÓN .....</b>	<b>31</b>
3.1    Análisis de la implementación de inercia en un convertor estático y sus	31
limitaciones.....	31
3.1.1    Inercia virtual en un convertor mediante capacitores en bus CC. .	31

3.1.2	Demostración de la relación entre la energía almacenada en el capacitor y la constante de inercia que puede alcanzar un convertidor. ....	33
3.1.3	Sobrecarga del convertidor al implementar inercia.....	34
3.1.4	Efecto del lazo de tensión en la potencia.....	36
3.1.5	Efecto del PLL en la medición del RoCoF .....	36
3.2	Propuestas de diseño para la mejora en el proceso de implementación de inercia .....	38
3.2.1	Controlador de respuesta rápida: Controlador de corriente de red	40
3.2.2	Controladores de respuesta de velocidad media.....	42
3.2.3	Controladores de respuesta lenta.....	46
3.3	Dimensionamiento de componentes y ganancias de los controladores	47
3.3.1	Dimensionamiento de capacitor en el bus CC .....	47
3.3.2	Dimensionamiento de ganancias de los controladores.....	48
3.3.3	Estimación de la respuesta transitoria al implementar inercia virtual	53
3.4	Resultados de simulación .....	55
3.5	Resultados de pruebas experimentales .....	59
3.5.1	Funcionamiento en estado estable.....	61
3.5.2	Flujo bidireccional de potencia activa y reactiva con referencias fijas	62
3.5.3	Respuesta primaria ante un evento de frecuencia .....	63
3.5.4	Respuesta completa ante un evento de frecuencia.....	65
3.5.5	Respuesta ante un evento de amplitud .....	65
3.6	Discusión e interpretación de los Resultados.....	66
3.7	Contrastación de la Hipótesis.....	67
<b>CAPÍTULO IV. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....</b>		<b>69</b>
4.1	Conclusiones.....	69
4.2	Trabajos Futuros .....	70
4.3	Recomendaciones .....	71
<b>REFERENCIAS.....</b>		<b>72</b>
<b>ANEXOS.....</b>		<b>79</b>
Anexo I. MATRIZ DE CONSISTENCIA.....		80
Anexo II. MATRIZ DE OPERACIONALIZACIÓN DE VARIABLES.....		82

## ***LISTA DE TABLAS***

Tabla I. Parámetros del prototipo de 2.5kW.....	47
Tabla II. Anchos de banda de los controladores.....	48
Tabla III. Ganancia de los controladores propuestos. ....	53

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Gestión de potencia de un (a) generador síncrono (b) convertor estático. ....	2
Figura 2. Generador síncrono mediante (a) modelo físico simplificado (b) diagrama de bloques de control (Fuente: [9]). ....	5
Figura 3. Modelamiento de una máquina síncrona virtual por control (Fuente: [9]). ....	6
Figura 4. Estructura general de un convertor de 2 etapas. ....	6
Figura 5. Procesos de carga de la batería de un vehículo eléctrico. ....	8
Figura 6. Respuesta de un sistema con inercia ante un desbalance de potencia. ....	14
Figura 7. Influencia de la constante de inercia en la etapa transitoria ante un evento de frecuencia. ....	15
Figura 8. Diagrama de bloques del concepto de inercia virtual (a) Sistema inicial, (b) Sistema con inercia virtual. ....	16
Figura 9. Etapa transitoria ante un evento de frecuencia en un sistema con soporte completo de potencia. ....	17
Figura 10. Estructura general de un CBVEs. ....	18
Figura 11. Diagrama circuital de un convertidor de 2 etapas con aislamiento galvánico. ....	19
Figura 12. Modulación SPWM. ....	19
Figura 13. Modulación por desplazamiento de fase. ....	20
Figura 14. Respuesta ante desbalances de potencia en diferentes estructuras (Fuente: Adaptado de [8]). ....	21
Figura 15. Esquema de control de sistema de gestión de tensión de referencia con base en variaciones de frecuencia (Fuente: Adaptado de [43]). ....	22
Figura 16. Integración de múltiples sistemas de generación y cargas implementando inercia virtual (Fuente: Adaptado de [6]). ....	23
Figura 17. Conexión de múltiples generadores para la gestión de potencia variable (Fuente: Adaptado de [32]). ....	24
Figura 18. Diagrama de bloques circuital y de control para la implementación de inercia usando supercapacitores (Fuente: Adaptado de [34]). ....	24
Figura 19. Múltiples técnicas para la implementación de inercia virtual en sistemas de generación renovable (Fuente: Adaptado de [33]). ....	25
Figura 20. Convertor de 2 etapas con sistema de almacenamiento híbrido (Fuente: Adaptado de [20]). ....	26
Figura 21. Diagrama de bloques circuital y de control para la implementación de inercia usando el capacitor del bus CC (Fuente: [10]). ....	27
Figura 22. Diagrama de bloques del soporte completo de frecuencia utilizando un HESS. ....	29
Figura 23. Inercia virtual implementada bajo enfoque tradicional grid-following. ....	32

Figura 24. Sobre carga requerida para alcanzar una constante de inercia de acuerdo con el RoCoF.....	35
Figura 25. Diagrama de bloques del controlador para la estimación de frecuencia en el PLL.....	36
Figura 26. Influencia de la dinámica del PLL en la medición de (a) la frecuencia, (b) el RoCoF.....	38
Figura 27. Diagrama de bloques de la estrategia de control para brindar soporte a la red en un CBVE.....	39
Figura 28. Diagrama de bloques de la gestión de potencia desde el SAH. ....	40
Figura 29. Diagrama de bloques del controlador de corriente de red.....	41
Figura 30. Diagrama de bloques del controlador de inercia propuesto. ....	43
Figura 31. Estimación de RoCoF bajo diferentes escenarios de diseño del PLL.....	43
Figure 32. Controlador de corriente de batería: (a) Circuito equivalente, (b) Controlador PI en cascada con un LPF.....	44
Figura 33. Diagrama de bode de la corriente de red sin y con el controlador resonante.	50
Figura 34. Diagrama de bode del lazo de tensión de Bus sin y con el controlador PI.....	51
Figura 35. Diagrama de bode del PLL sin y con el controlador PI. ....	51
Figure 36. Diagrama de bode de la corriente de batería sin y con el controlador PI.....	52
Figura 37. Estimación de respuesta ante un evento de frecuencia con RoCoF=-2Hz/s. ....	54
Figura 38. Estimación de respuesta ante un evento de frecuencia con RoCoF=-3Hz/s. ....	54
Figura 39. Estimación de respuesta ante un evento de frecuencia de tipo escalón de 0.2Hz. ....	55
Figura 40. Formas de onda de la tensión y corriente al activarse la compensación de armónicos.....	56
Figure 41. Formas de onda considerando eventos de frecuencia con RoCoF de (a) -2 Hz/s, (b) -3Hz/s, solo etapa DC-AC.....	56
Figure 42. Formas de onda considerando eventos de frecuencia de tipo escalón de - 0.2Hz, solo etapa DC-AC.....	57
Figure 43. Formas de onda considerando eventos de frecuencia con RoCoF de (a) -2 Hz/s, (b) -3Hz/s, con referencia de potencia de 0W.....	58
Figure 44. Formas de onda considerando eventos de frecuencia con RoCoF de (a) -2 Hz/s, (b) -3Hz/s, con referencia de potencia de 1200W.....	58
Figure 45. Formas de onda considerando un evento de frecuencia de tipo escalón de - 0.2Hz, con referencia de potencia de 1200W. ....	59
Figura 46. Módulos del prototipo desarrollado. ....	60
Figura 47. Esquema de conexiones entre las fuentes y prototipo desarrollado.....	60
Figura 48. Análisis espectral de la tensión de red.....	61



Figure 49. Compensación de armónicos a una potencia de 1.6kW. ....	61
Figura 50. Espectro de frecuencia de la corriente de red tras la compensación de armónicos.....	62
Figura 51. Control de potencia (a) activa desde la red, (b) reactiva desde la red, (c) activa hacia la red, (d) reactiva hacia la red. ....	62
Figura 52. Respuesta del Sistema ante cambios en la referencia de (a) potencia activa, (b) potencia reactiva.....	63
Figure 53. Formas de onda ante un escalón de (a) 0.2Hz, (b) -0.2Hz. ....	64
Figure 54. Waveforms for frequency variation of 0.2Hz with variable RoCoF.....	64
Figure 55. Respuesta del Sistema ante un evento de frecuencia de (a) 0.2Hz, (b) -0.2Hz, mientras la batería carga a 1.1kW.....	65
Figura 56. Respuesta del Sistema ante una variación en la amplitud de (a) 17V, (b) -17V, mientras la batería carga a 1100W.....	66

## **RESUMEN**

La integración de energías renovables a la red usando convertidores estáticos genera problemas como la disminución en la inercia global y reducción de la calidad de la energía eléctrica. La reducción de inercia es un problema crítico dado que puede conllevar a que la frecuencia eléctrica salga de su rango de tolerancia, resultando en fallas en el funcionamiento de las cargas o en cortes de energía a gran escala. Para superar estas dificultades, se propone la implementación de funcionalidades como la inercia virtual, un soporte ante variaciones permanentes de frecuencia y/o de amplitud de tensión, así como de compensación reactiva y compensación armónica en los cargadores bidireccionales de vehículos eléctricos. Este trabajo propone una nueva estrategia de control para gestionar un sistema de almacenamiento híbrido compuesto por condensadores y baterías a través de un convertidor de dos etapas con aislamiento galvánico pensado para cargadores externos (*"off-board"*). La estrategia propuesta gestiona un flujo rápido de potencia desde los condensadores y un flujo lento desde la batería para no afectar su tiempo de vida. Este trabajo muestra resultados experimentales, así como todo el proceso de diseño y simulación de la estrategia propuesta en un convertidor de 2.5kW.

## **ABSTRACT**

The integration of renewable energies into the grid using static converters generates issues such as a reduction in global inertia and power quality. System inertia reduction is a critical problem that can lead to grid frequency exceeding the acceptable range, resulting in undesirable load-shedding or even large-scale blackouts. To overcome these issues, the use of Electric Vehicle Bidirectional Chargers implementing functionalities such as Virtual Inertia (VI), long-term frequency support, voltage support by reactive power, and harmonics compensation, has been proposed as a possible solution. This paper proposes a novel control strategy to manage a hybrid energy storage system composed of DC-Link capacitors and battery, through an isolated two-stage CA-CC converter, intended for off-board chargers. The proposed strategy manages the fast dynamic from DC-Link capacitors and the slower dynamic from batteries so as not to affect its lifetime. Simulations and experimental results are presented for a 2.5 kW prototype to validate the proposed strategy.

---

## **INTRODUCCIÓN**

Debido a múltiples factores, la corriente alterna (CA) fue adoptada sobre la corriente continua (CC), lo cual tuvo una estrecha relación con el desarrollo de transformadores y sistemas polifásicos para su adecuada transmisión y distribución [1]. La corriente alterna tiene dos parámetros muy importantes que son su amplitud y la frecuencia eléctrica, los cuales se deben mantener estables para que no se produzcan fallas en los equipos o existan problemas durante su distribución. Para que un sistema de generación eléctrica se mantenga estable, se requiere que exista un equilibrio entre la demanda y la generación de energía, ya que, de lo contrario, podría generar variaciones en los parámetros de la red que hagan que estos salgan de sus rangos de tolerancia y con ello, podrían producirse fallas críticas en el sistema como aislamiento de cargas o hasta cortes de suministro total ("blackout") [2].

La potencia demandada por los usuarios presenta dos componentes principales, la potencia activa (P) y la potencia reactiva (Q). Al existir desbalances con respecto a la potencia reactiva, se generan variaciones en la amplitud de la tensión de red, y por esto se han implementado sistemas de compensación basados en bancos de capacitores [3]. Por otro lado, la potencia activa está relacionada con la frecuencia y no puede ser compensada con componentes pasivos. Adicionalmente, el creciente uso de equipos electrónicos ha impactado en la estabilidad del sistema, haciendo que se sume un tercer componente conocido como potencia armónica (D) [4].

La generación de potencia se ha incrementado a lo largo del tiempo, y las fuentes de energía que se interconectan para conformar la red también han aumentado. Un sistema de generación eléctrica convencional integra máquinas síncronas, mientras que las nuevas fuentes de energía se integran mediante convertidores estáticos.

Cada una de estas formas de generación funciona siguiendo una estrategia diferente. Los generadores síncronos utilizan un modo de funcionamiento llamado "Grid-Forming" (GForm), debido a que actúan como fuentes de tensión estableciendo parámetros de amplitud de corriente y frecuencia eléctricos. Por otro lado, los convertidores estáticos utilizan un modo de funcionamiento llamado "Grid-Following" (GFoll), debido que actúan como una fuente de corriente gestionando solo el flujo hacia la red preexistente [5].

Es importante resaltar que el modo de funcionamiento GForm se desarrolló primero debido a que no existía una red inicial, por lo que está diseñada para funcionar tanto de forma aislada como conectada a otro generador, mientras que el modo GFoll requiere de la red para poder funcionar. Asimismo, cada modo de funcionamiento gestiona el flujo de potencia de forma diferente.

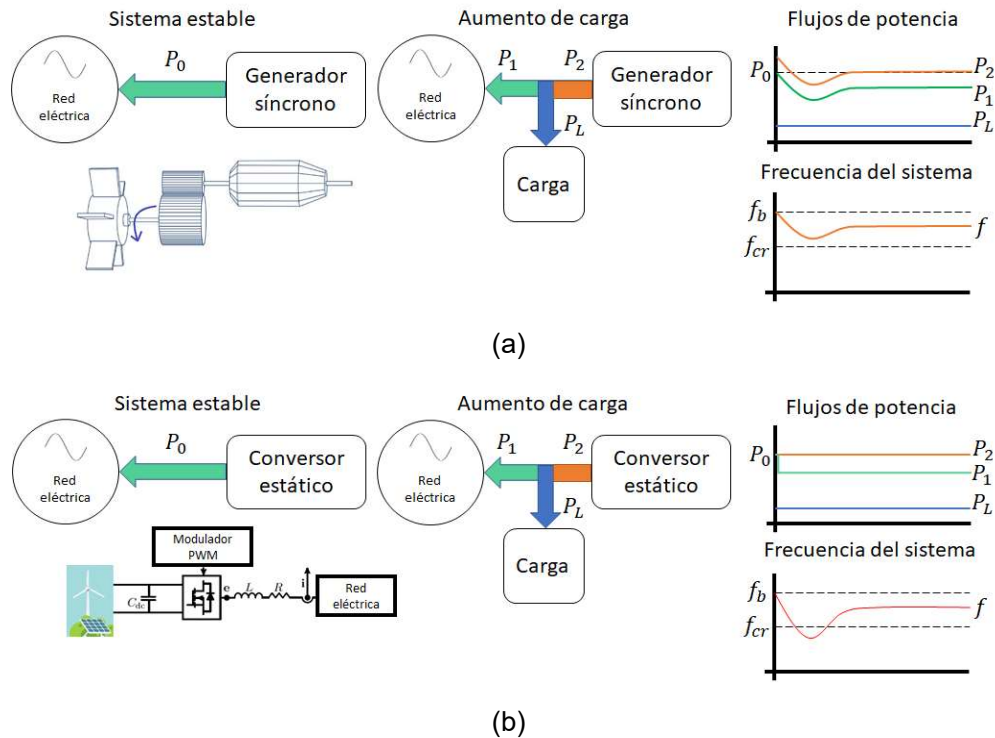


Figura 1. Gestión de potencia de un (a) generador síncrono (b) convertor estático.

Los generadores síncronos transforman energía mecánica en energía eléctrica a través de la rotación de un elemento con múltiples bobinados, llamado rotor, dentro de un campo magnético. Inicialmente, el rotor se encuentra detenido, pero al entrar en funcionamiento parte de la energía se utiliza para establecer una velocidad de giro predeterminada y esto a su vez define la frecuencia de la tensión alterna generada para alimentar las cargas. En caso de que se presente un aumento en la carga, se genera un aumento en la corriente y esto crea una fuerza que se opone al giro del rotor, haciendo que baje la velocidad y con ello la frecuencia de la tensión. No obstante, este cambio no se realiza de forma inmediata debido a que el rotor, al ser una gran masa girando, presenta una oposición al cambio que trata de mantener la velocidad de giro, haciendo que este cambio se realice de forma gradual. A esta propiedad se le conoce como inercia

---

(H) y se presenta de forma natural en los generadores rotativos [6]. La Figura 1 (a) muestra la red eléctrica y el efecto que tiene la integración de un nuevo generador síncrono. Se observa que el generador entrega una potencia nominal ( $P_0$ ) a la red, y al conectarse una carga, el generador suministra la potencia demandada por la carga ( $P_L$ ) utilizando la energía cinética del rotor. La potencia enviada por el generador ( $P_2$ ) se incrementa por un breve periodo de tiempo, pero gradualmente regresa a su valor nominal, ya que la red empieza a suministrar la potencia demandada por la carga. Esto hace que la velocidad de cambio, conocida como RoCoF (Ratio of Change of Frequency), sea mínima y la menor frecuencia alcanzada, conocida como frecuencia Nadir, no se aleje de la frecuencia base ( $f_b$ ).

Los convertidores estáticos utilizan estrategias de control para determinar los parámetros de la red a la cual se conectan y regulan el ancho de pulso o desfases en los circuitos de conmutación para poder controlar el flujo de potencia de forma estable [7]. En caso de presentar un aumento en la carga, la corriente de salida del convertidor se mantiene constante, ya que esta es definida por la potencia nominal del convertidor. La Figura 1 (b) muestra la red eléctrica y el efecto que tiene la integración de un nuevo convertidor estático. Se observa que el convertidor entrega una potencia nominal ( $P_0$ ) a la red, y al conectarse una carga, la red suministra la potencia demandada por la carga ( $P_L$ ) de forma inmediata. La potencia enviada por el generador ( $P_2$ ) se mantiene constante ( $P_2 = P_0$ ) mientras que la potencia que era enviada a la red ( $P_1$ ) sufre un cambio drástico. Esto hace que el RoCoF, sea mayor y la frecuencia Nadir salga del rango de tolerancia, siendo menor que el valor de frecuencia crítica ( $f_{cr}$ ).

En la Figura 1 se observa que existe una gran diferencia en la gestión de potencia, no obstante, ante la creciente demanda de energía y los altos índices de contaminación, se ha optado por el aumento de generación mediante energías renovables con convertidores estáticos. Por lo que se han desarrollado múltiples estudios que buscan la manera de que estos convertidores puedan comportarse como una máquina síncrona y ofrecer servicios especiales a la red, no solo inercia sino también compensación reactiva y armónica [8]. A este concepto se le ha denominado VSM por sus siglas en inglés "Virtual Synchronous Machine".

Estos modos de funcionamiento pueden ser implementados no solo a nivel de generación sino también de distribución. Y es en este punto donde se puede generar un mayor aporte, ya que con el creciente aumento de vehículos eléctricos

---

(VEs) se necesitarán cada vez más estaciones de carga rápida. Estas estaciones gestionan una alta potencia, por lo que se propone que la estrategia de control que implementen integre las funcionalidades descritas.

El presente trabajo de investigación consiste en la implementación de un algoritmo de control que brinde servicios adicionales como suministro de inercia virtual, compensación de ante eventos de frecuencia y/o de amplitud, así como compensación reactiva y armónica, en sistemas de recarga de vehículos eléctricos. Para profundizar esta temática, la estructura de la tesis contiene 4 capítulos bien diferenciados y ordenados de la siguiente forma. En el capítulo I se analiza la problemática, se proponen los objetivos y se plantean las hipótesis de la investigación. En el capítulo II se explica la base teórica que sustenta todo el desarrollo con trabajos previos. En el capítulo III se explica todo el proceso de diseño de los controladores, se muestran los resultados de simulación y de las pruebas experimentales. Finalmente, en el capítulo IV se muestran las conclusiones y recomendaciones, así como las referencias usadas y los anexos correspondientes.

## CAPÍTULO I. PROTOCOLO DE LA INVESTIGACIÓN

### 1.1 Identificación y Descripción del Problema de estudio

Los generadores síncronos implementan inercia de forma natural y esto se logra debido a su forma de funcionamiento. La Figura 2 (a) muestra una representación física simplificada del funcionamiento de un generador síncrono donde se resalta en color rojo el rotor, que gira por la acción de una fuente de energía mecánica que regula la velocidad de giro para mantener la estabilidad de la salida. Este generador también puede ser representado por el diagrama de bloques de control mostrado en la Figura 2 (b). En este se observa claramente como la frecuencia de la tensión de salida ( $e$ ) depende del equilibrio entre la potencia de entrada y de salida, así como del momento de inercia ( $J$ ) del rotor.

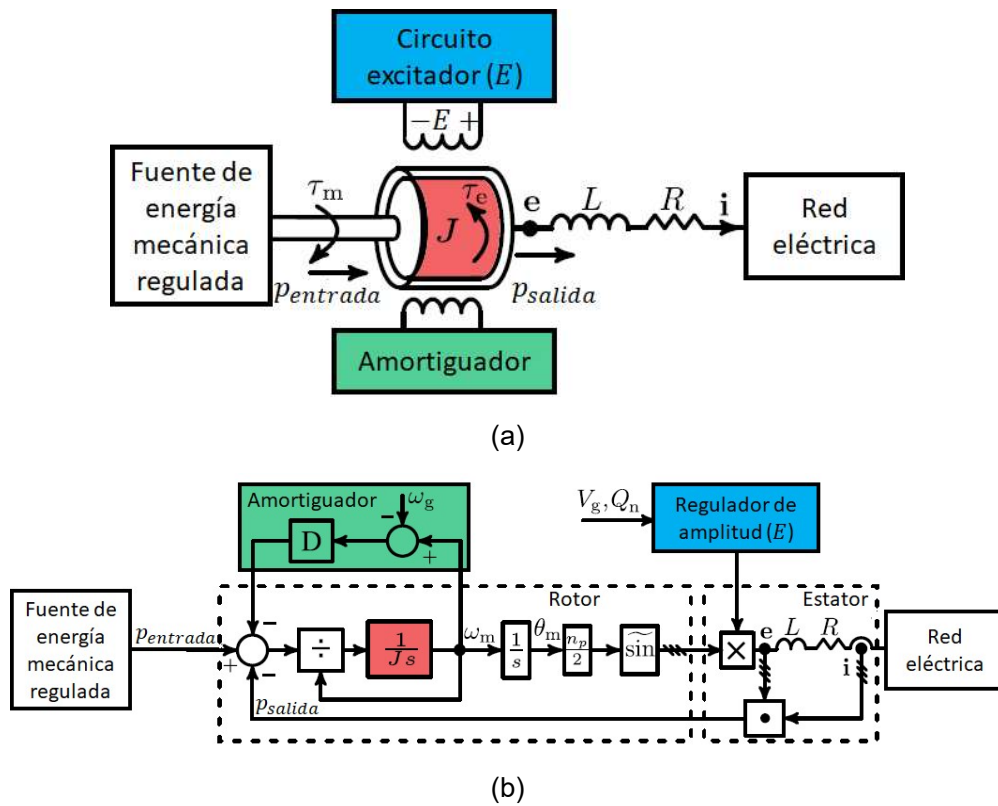


Figura 2. Generador síncrono mediante (a) modelo físico simplificado (b) diagrama de bloques de control (Fuente: [9]).

Al evidenciar la necesidad de que los convertidores estáticos puedan ofrecer un soporte similar al de los generadores síncronos, se propuso un cambio en la estrategia de control para que se comporten como una Máquina Virtual Síncrona (VSM) Esta estrategia es mostrada en la Figura 3, donde se observa que la fuente

de energía mecánica ha sido reemplazada por una fuente de energía eléctrica (Paneles, Aerogeneradores, Baterías, etc.). Asimismo, el algoritmo de control genera una tensión de referencia ( $e$ ) usando el regulador de amplitud y el equilibrio de potencias, que luego es modulada en los transistores del convertor.

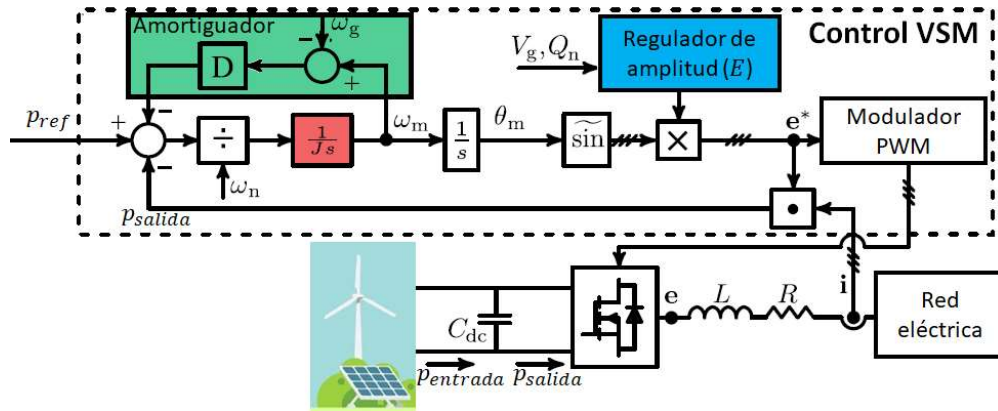


Figura 3. Modelamiento de una máquina síncrona virtual por control (Fuente: [9]).

Como se muestra en la Figura 3, la clave se encuentra en gestionar la diferencia de potencia de entrada y salida modificando la tensión del bus CC; no obstante, implementar esta funcionalidad representa un desafío por la forma de trabajo de una VSM, la cual requiere de una tensión constante y estable para regular los parámetros de tensión de salida. Afortunadamente, recientes estudios han determinado que no es necesario utilizar el modelamiento de una VSM para que un convertor pueda gestionar energía extra. Se muestra que un convertor con el modo de funcionamiento GFoll, al contar con una red con parámetros definidos, puede gestionar el flujo de potencia para controlar la tensión del bus y así ofrecer Inercia Virtual [10], pero para esto se requiere de una adecuada estructura del convertor.

Los convertores de potencia pueden tener diferentes estructuras, pero las más conocidas y estudiadas son las de 2 etapas, como se muestra en la Figura 4.

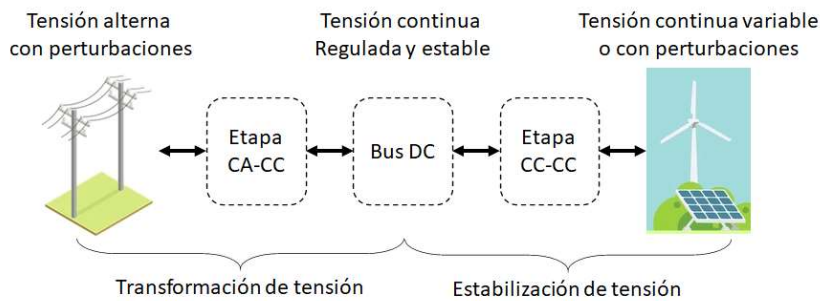


Figura 4. Estructura general de un convertor de 2 etapas.



---

Esta estructura tiene la ventaja de poder separar el proceso de transformación de tensión en dos pasos, donde la primera etapa (CC-CC) se centra en estabilizar la tensión del bus CC. De esta forma, la segunda etapa (CC-CA) realiza la transformación sobre una tensión regulada e independiente del nivel y forma de la tensión de entrada, lo que permite desacoplar los lazos de control y hacerlo mucho más sencillo de diseñar.

Esta estructura fue planteada inicialmente para un flujo unidireccional donde cada etapa cumplía una función específica, no obstante, con el desarrollo de nuevas estrategias de control se evidenció su practicidad para flujos bidireccionales aumentando sus beneficios no solo a nivel de generación sino también de distribución. Por este motivo, es la estructura utilizada en los cargadores de baterías de vehículos eléctricos (CBVEs). Estos cargadores se conectan a la red y envían potencia de forma controlada a las baterías según estándares y protocolos de comunicación que aseguran su durabilidad [11]. Los CBVEs se vienen desarrollando por muchos años y uno de sus principales objetivos es alcanzar una carga rápida que equipare el tiempo de recarga de un vehículo convencional [12], [13].

Actualmente existen cargadores ultra rápidos que pueden requerir decenas de kilowatts y en una estación de carga pueden presentarse múltiples autos a la vez, por lo que estos cargadores deben ser diseñados para potencias de cientos de kilowatts. Estos niveles de potencia son lo suficientemente grandes como para afectar la estabilidad de la red tanto a nivel de tensión como de frecuencia [14]. Por esa razón, en forma paralela, se vienen desarrollando estudios sobre el impacto que tendrán los procesos de carga de los VEs en la calidad de la red. Diferentes estudios han mostrado que los procesos de carga no controlados generarán fallas como caídas de tensión, variaciones de frecuencia, entre otras [15] - [19]. Estudios de la “European Network of Transmission System Operators for Electricity (ENTSO-E)” han revelado un claro incremento de las variaciones de frecuencia en los sistemas eléctricos con fuerte participación de generación renovable, alcanzándose incluso emergencias por eventos de frecuencia [20].

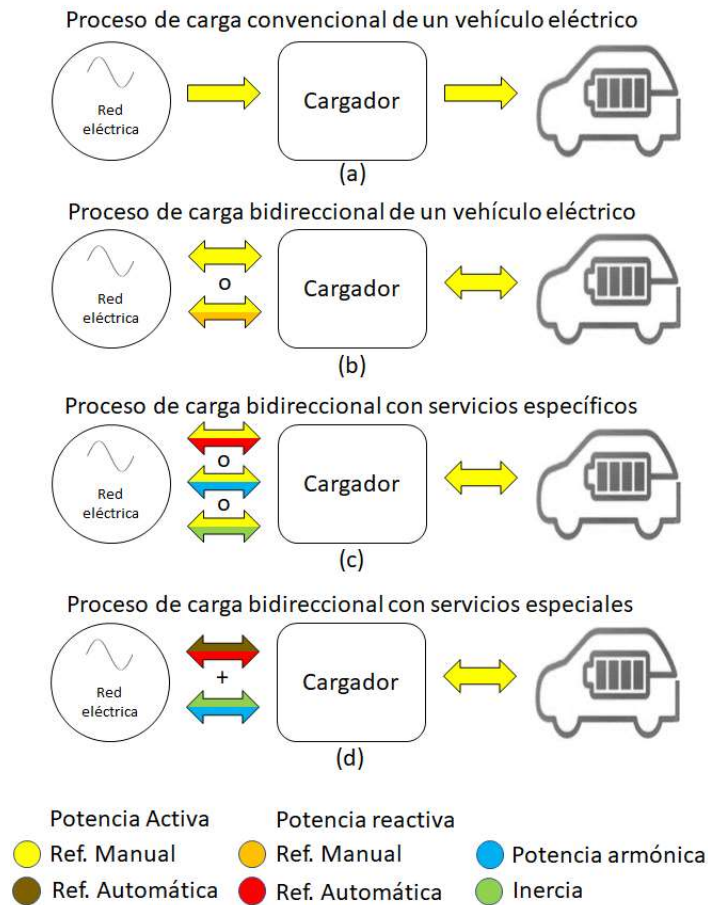


Figura 5. Procesos de carga de la batería de un vehículo eléctrico.

Con el objetivo de implementar sistemas de soporte a la red para asegurar su estabilidad, se propone el uso de sistemas de recarga bidireccionales. La Figura 5(a) muestra que en principio un cargador debe enfocarse en transferir energía de la red eléctrica a la batería. Esto significa que, para la red, el cargador y el auto son puramente una carga que puede generar perturbaciones en la frecuencia de la red, así como armónicos. Por otro lado, debido a la alta densidad de energía que poseen las baterías de los VEs, un cargador bidireccional permitiría enviar energía de la batería a la red eléctrica [21] - [23]. La Figura 5(b) muestra que, de esta forma, el cargador y el auto en conjunto pueden cumplir la función de una fuente de energía, por ejemplo, para alimentar cargas críticas ante un corte de energía. Asimismo, la Figura 5(c) muestra que se han desarrollado trabajos que permiten implementar en los convertidores de potencia funcionalidades como

---

compensación reactiva [24], [25], compensación de armónicos [26], [27] , inercia virtual [28], [29], entre otras.

No obstante, todos estos trabajos se centran en una funcionalidad específica, es decir, que no consideran y/o no implementan todas las funcionalidades en un mismo sistema, como se muestra en la Figura 5(d). Asimismo, no toman en cuenta las limitaciones físicas que tienen los componentes que conforman el conversor, es decir, solo se enfocan a validar el principio de funcionamiento, pero no cómo esto puede implementarse en aplicaciones reales.

## 1.2 Formulación del problema

### 1.2.1 Formulación del Problema General

¿Cómo se podría implementar servicios especiales ante perturbaciones de frecuencia, amplitud de tensión y/o presencia de armónicos, controlando el flujo de potencia entre la batería, el bus de CC y la red de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizado en CBVEs?

### 1.2.2 Formulación de los Problemas Específicos

- ¿Cómo se podría gestionar la energía de los capacitores electrolíticos del bus CC de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizado en CBVEs para proporcionar inercia virtual a la red en respuesta a las variaciones de frecuencia?
- ¿Cómo se podría gestionar la energía de la batería de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizado en CBVEs para soportar las variaciones de frecuencia de largo término?
- ¿Cómo se podría regular la componente principal y en cuadratura de la corriente de red de un conversor de dos etapas utilizados en los CBVEs para suministrar compensación reactiva?
- ¿Cómo se podría atenuar las componentes armónicas de la corriente de red de un conversor de dos etapas utilizados en los CBVEs, con el objetivo de suministrar compensación armónica?

## 1.3 Objetivos

### 1.3.1 Formulación del Objetivo General

Diseñar y validar experimentalmente una técnica de control que suministre servicios especiales ante perturbaciones de frecuencia, amplitud y/o presencia de

---

armónicos, gestionando el flujo de potencia entre la batería, el bus CC y la red de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizados en los CBVEs.

### 1.3.2 Formulación de los Objetivos Específicos

- Diseñar y validar experimentalmente una técnica de control que gestione la energía de los capacitores electrolíticos del bus CC de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizados en los CBVEs, para suministrar inercia virtual a la red ante variaciones de frecuencia.
- Diseñar y validar experimentalmente una técnica de control que gestione la energía de la batería de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizado en los CBVEs, para suministrar soporte ante variaciones de frecuencia de largo término.
- Diseñar y validar experimentalmente una técnica de control que regule la componente principal y en cuadratura de la corriente de red de un conversor de dos etapas utilizados en los CBVEs, para suministrar compensación reactiva.
- Diseñar y validar experimentalmente una técnica de control que atenúe las componentes armónicas de la corriente de red de un conversor de dos etapas utilizados en los CBVEs, para suministrar compensación armónica.

## 1.4 Hipótesis

### 1.4.1 Formulación de la Hipótesis General

Es posible implementar una técnica de control que gestione el flujo de potencia entre la batería, el bus CC y la red de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizados en los CBVEs, con el objetivo de suministrar servicios especiales ante perturbaciones de frecuencia, amplitud y/o presencia de armónicos.

### 1.4.2 Formulación de las Hipótesis Específicas

- Es posible implementar una técnica de control que gestione la energía de los capacitores electrolíticos del bus CC de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizados en los CBVEs, con el objetivo de suministrar inercia virtual a la red ante variaciones de frecuencia.
- Es posible implementar una técnica de control que gestione la energía de la batería de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizado en los CBVEs, con el objetivo de suministrar soporte ante variaciones de frecuencia de largo término.

- 
- Es posible implementar una técnica de control que regule la componente principal y en cuadratura de la corriente de red de un conversor de dos etapas utilizados en los CBVEs, con el objetivo de suministrar compensación reactiva.
  - Es posible implementar una técnica de control que atenúe las componentes armónicas de la corriente de red de un conversor de dos etapas utilizados en los CBVEs, con el objetivo de suministrar compensación armónica.

## 1.5 Variables

### 1.5.1 Variable Independiente

#### Técnicas de control

Las técnicas de control son estrategias que permiten regular el comportamiento de un sistema en un determinado tiempo. Una estrategia de diseño es el ancho de banda ya que permite establecer ordenes de velocidad de respuesta.

### 1.5.2 Variables dependientes

#### Gestión de potencia

La potencia es energía que se transmite por unidad de tiempo. Un menor tiempo de respuesta implica un pico de potencia mayor ya que la energía disponible por lo general se mantiene.

#### Servicios adicionales

Los servicios adicionales son aquellos que buscan que la forma de onda de la tensión y corriente sea sinusoidal y se mantengan en fase para evitar sobrecorrientes. El desfase entre la tensión y corriente genera potencia reactiva, la cual debe ser reducida y la presencia de perturbaciones en la forma de onda está asociada a armónicos.

## 1.6 Metodología

La investigación es de tipo aplicada ya que se busca mejorar la aplicación práctica de los cargadores de vehículos eléctricos. Asimismo, es de nivel aplicativo, ya que además de validar mediante simulación, se desarrollan los convertidores de potencia que permiten validar la investigación mediante pruebas experimentales. Finalmente, para este estudio se utilizan softwares de simulación y emulación de hardware que permitan reducir al mínimo las fallas en componentes reales durante

---

las pruebas experimentales y se logre, mediante un análisis cuantitativo de las variables, el diseño de los controladores que permitan cumplir todos los objetivos planteados.

Por lo que se propone la siguiente metodología de trabajo:

- Revisión del estado de arte de los cargadores de autos eléctricos y sus funcionalidades.
- Revisión del estado de arte de las últimas técnicas de control aplicadas sobre la implementación de inercia virtual y brindar servicios adicionales a la red.
- Modelamiento de la estructura del conversor de dos etapas con aislamiento galvánico.
- Diseño de controladores basados en anchos de banda.
- Pruebas y ajustes mediante simulación por software.
- Pruebas y ajustes mediante simulación por HIL.
- Pruebas y ajustes en laboratorio.

Asimismo, durante el desarrollo de este trabajo se han elaborado dos artículos científicos y un volumen de tesis.

*J. D. Paucara, J. C. U. Peña, D. S. y Rosas and R. Espinoza, "Control Strategy to Provide Frequency Support Functionality Using a Supercapacitor-Based Energy Storage System," 2021 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Gijon, Spain, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/VPPC53923.2021.9699213.*

*J. D. Paucara, J. C. U. Peña and D. Sal y Rosas, "HES Management for Virtual Inertia, Frequency, and Voltage Support Through Off-Board EV Bidirectional Chargers," in IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, vol. 5, pp. 376-385, 2024, doi: 10.1109/OJIES.2024.3394290.*

## 1.7 Contribuciones principales

El presente trabajo de investigación se ha desarrollado desde un análisis teórico matemático hasta alcanzar resultados experimentales validados a nivel de prototipos y se han logrado las siguientes contribuciones:

- 
- Validar de forma teórica y práctica la posibilidad de implementar inercia en un convertor estático gestionando las variaciones de energía en el capacitor de enlace.
  - Se ha determinado, mediante un análisis matemático, una expresión para determinar la potencia extra que se puede gestionar partiendo de los parámetros de la red y especificaciones técnicas del convertor.
  - Se ha diseñado un sistema de control que permite cargar la batería de manera estable a pesar de las variaciones de amplitud o frecuencia que se puedan presentar en la red.
  - Se ha diseñado un sistema de control que gestiona el flujo de potencia activa y reactiva de forma bidireccional para poder compensar variaciones en los parámetros de la red.
  - Se ha diseñado un sistema de control que reduce el nivel de distorsión total corrigiendo la corriente de la red hasta el armónico de noveno orden.
  - Se ha implementado un convertor electrónico de potencia a nivel de laboratorio que implementa el control diseñado y logra las funcionalidades descritas.

---

## CAPÍTULO II. MARCO TEÓRICO

### 2.1 Bases Teóricas

#### 2.1.1 Inercia

En sistemas eléctricos [30], la inercia se refiere a la energía almacenada en los rotores de los generadores que les permite seguir girando a una velocidad angular (frecuencia) casi constante a pesar de la variación de la demanda. En otras palabras, es la propiedad del sistema de generación que le permite mantener su frecuencia con pocas variaciones.

La frecuencia del flujo de potencia permanece estable si la oferta y la demanda del sistema están equilibradas. Sin embargo, cuando hay una variación en la demanda o una falla en la generación, hay un desequilibrio y la frecuencia cambia, pero la inercia de los generadores intenta volver a su valor nominal disminuyendo la diferencia en el régimen permanente [31]. Los parámetros que permiten medir la inercia de un sistema son mostrados en la Figura 6.

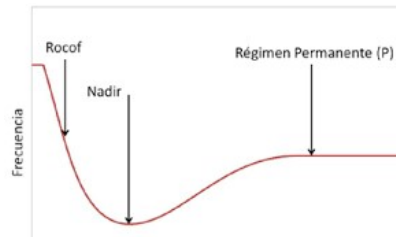


Figura 6. Respuesta de un sistema con inercia ante un desbalance de potencia.

La inercia de un sistema de generación se puede evaluar por la relación de cambio de la frecuencia (RoCoF), que mide la velocidad con la que varía la frecuencia, y la frecuencia Nadir, que es el valor mínimo de frecuencia que se alcanza cuando se produce el desbalance. Mientras menor sea el RoCoF y más cerca se encuentre la frecuencia Nadir de la nominal es mejor [20]-[38].

#### 2.1.2 Implementación de Inercia Virtual

El RoCoF y la frecuencia Nadir son parámetros que se deben medir ante algún evento de frecuencia para determinar la inercia de un sistema mediante la conocida Ecuación de balanceo o “Swing equation” dada en (1), donde  $\Delta f_{pu}$  es la variación de frecuencia instantánea,  $\Delta p$  es la diferencia instantánea entre la potencia generada ( $p_g$ ) y la demandada ( $p_l$ ) [39]. Estas variables se encuentran expresadas en escala unitaria y  $H$  es la constante de inercia.



$$p_g - p_l = \Delta p = 2H \frac{d\Delta f_{pu}}{dt} \quad (1)$$

De esta manera, se observa la relación directa que existe entre la variación de potencia, la constante de inercia del sistema y el RoCoF. Esta relación es mostrada en (2), donde  $f_b$  es la frecuencia base, 60Hz en el caso de Perú.

$$\Delta p = 2H \frac{d\Delta f_{pu}}{dt} = 2H \frac{1}{f_b} \frac{d\Delta f}{dt} = 2H \frac{1}{f_b} \text{RoCoF} \quad (2)$$

Queda claro entonces que, ante un mismo evento de frecuencia, un sistema con una mayor inercia presenta un RoCoF más cercano a cero, así como una frecuencia Nadir más cercana a la frecuencia base, como se muestra en la Figura 7.

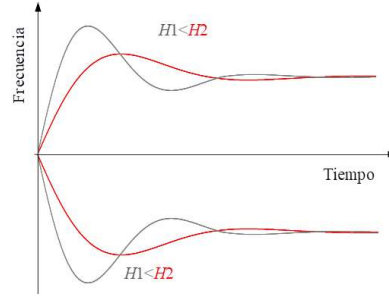


Figura 7. Influencia de la constante de inercia en la etapa transitoria ante un evento de frecuencia.

Es importante resaltar que una mayor inercia no afecta a la frecuencia en estado estacionario, ya que esta variación final depende de la potencia nominal del generador. Para implementar inercia virtual en un convertor se requiere de un sistema de almacenamiento para gestionar flujos rápidos de potencia [35], [36].

El diagrama de bloques de un sistema inercial (generador síncrono) es mostrado en la Figura 8 (a), mientras que la representación de un convertor en el que se ha implementado inercia virtual (IV) mediante un sistema de almacenamiento de energía (ESS) es representada en el diagrama de la Figura 8 (b), donde el sistema inicial se muestra en color negro y el aporte de la IV se resalta en azul.

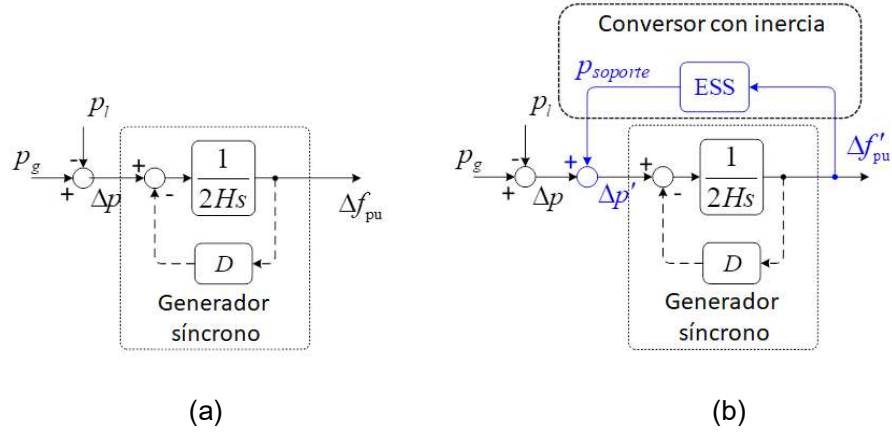


Figura 8. Diagrama de bloques del concepto de inercia virtual (a) Sistema inicial, (b) Sistema con inercia virtual.

$$p_g - p_l + p_{soporte} = \Delta p' = 2H \frac{d\Delta f'_{pu}}{dt} \quad (3)$$

Este concepto modifica la ecuación (1) y le añade una potencia de soporte  $p_{soporte}$  que reduce la variación inicial a  $\Delta p'$  y con esto se reduce la variación de frecuencia a  $\frac{d\Delta f'_{pu}}{dt}$ . Definiendo  $p_{soporte}$  como el producto de una constante de inercia  $H_{VI}$ , la variación de frecuencia final  $\frac{d\Delta f'_{pu}}{dt}$  y signo negativo al ser una respuesta que va en contra de la variación, como se muestra en (4), se puede reemplazar en (3) y obtener (5).

$$p_{support} = -2H_{VI} \frac{d\Delta f'_{pu}}{dt} \quad (4)$$

$$\Delta p' = \Delta p + p_{support} \Rightarrow 2H \frac{d\Delta f'_{pu}}{dt} = \Delta p - 2H_{VI} \frac{d\Delta f'_{pu}}{dt} \quad (5)$$

Finalmente, se despeja la variación de potencia inicial y se obtiene que la constante de inercia tiene un valor mayor y la variación de frecuencia ha disminuido, como se muestra en (6), lográndose de esta manera una mejora en la inercia global del sistema.

$$\Delta p = 2(H + H_{VI}) \frac{d\Delta f'_{pu}}{dt} = 2H' \frac{d\Delta f'_{pu}}{dt} \quad (6)$$

### 2.1.3 Inercia distribuida

Se ha demostrado que es posible implementar IV mediante sistemas de almacenamiento, y de (4) se concluye que, mientras mayor sea la constante de

inercia que se requiera aportar, mayor debe ser la capacidad de gestión de potencia del sistema de almacenamiento.

El concepto de IV se pensó para ser implementado en grandes sistemas de generación estática, pero los altos costos de un gran sistema de almacenamiento son un punto en contra para su implementación. Por lo que se han realizado múltiples trabajos de investigación acerca del concepto de inercia virtual distribuida (IVD), que no es más que la implementación de inercia en pequeñas proporciones en una gran cantidad de convertidores, de manera que estos pequeños aportes se sumen y la potencia de soporte se incremente [10],[40]. Estos trabajos muestran que, dado que la gran mayoría de convertidores conectados a la red de distribución funcionan como fuentes de corriente [41], una estrategia de control que implemente IVD en modo GFoll permitiría su aplicación práctica de forma casi inmediata.

#### 2.1.4 Soporte total de frecuencia

Ante un evento de frecuencia se requiere que los convertidores gestionen flujos de potencia para compensar las variaciones, pero como se observa en la Figura 1, la frecuencia no regresa al valor base a pesar de que el sistema tenga inercia, y esto se debe a que el desbalance de potencia requiere de una variación en la generación. Por este motivo, en toda red existen múltiples generadores que entran en funcionamiento de forma gradual según sean necesarios. Esto significa que ante un evento de frecuencia se requiere de dos tipos de soporte, uno que actúe de forma rápida, para controlar el RoCoF y la frecuencia Nadir, y otro que actúe de forma permanente para tratar de regresar la frecuencia a su valor de referencia. Esto es mostrado en la Figura 9.

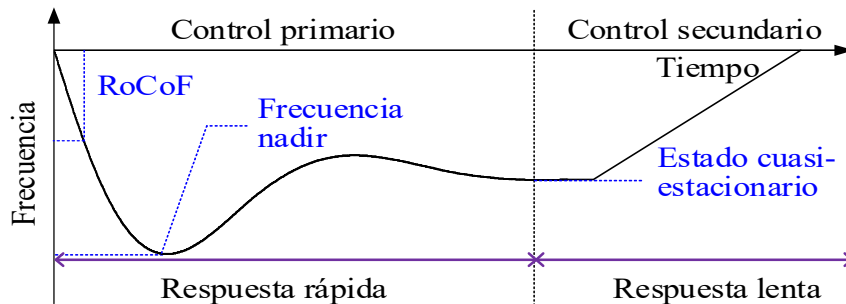


Figura 9. Etapa transitoria ante un evento de frecuencia en un sistema con soporte completo de potencia.

### 2.1.5 Implementación de soporte de frecuencia en un convertor estático

La implementación del soporte de frecuencia requiere de un sistema de almacenamiento y este concepto, por lo general, está asociado a un banco de baterías. No obstante, estas no son la mejor opción para la implementación de IV ya que esta implica variaciones de potencia constantes y rápidas, haciendo que la vida útil de las baterías disminuya, ya que estas tienen ciclos de carga y descarga que se deben hacer de forma lenta para poder alcanzar su tiempo de vida estimado. Por otro lado, si son adecuadas para la gestión secundaria ya que pueden suministrar energía de forma gradual y prolongada [20]. Esto implica que el sistema de almacenamiento requiere de otro componente que sea capaz de soportar múltiples ciclos de carga y descarga, además que los pueda hacer de forma rápida con un desgaste mínimo y un capacitor cumple con estos requerimientos, por lo que para la implementación de soporte de frecuencia en un convertor estático se requiere de un sistema de almacenamiento compuesto por un banco de capacitores, para el control primario, y un banco de baterías para el control secundario [42].

### 2.1.6 Implementación de soporte de frecuencia en un cargador de auto eléctrico

Los cargadores de VEs utilizan un convertor de 2 etapas, con características particulares como se muestra en la Figura 10.

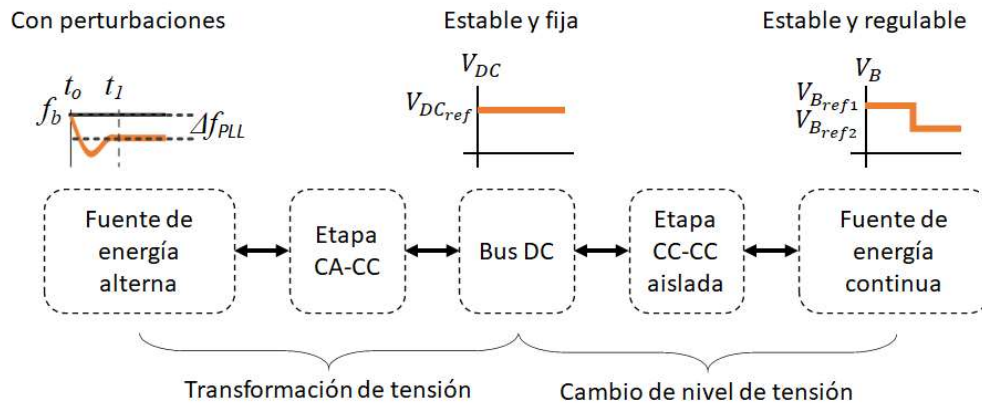


Figura 10. Estructura general de un CBVEs.

El cargador se conecta a la red, la cual puede presentar perturbaciones de frecuencia o de amplitud, y utiliza la primera etapa para estabilizar la tensión en el Bus de condensadores. Sin importar los cambios que se puedan presentar en la red, la tensión del bus permanece en su valor de referencia estable y fija y

mediante la siguiente etapa regula la tensión de salida en valores de referencia estables según el estado de carga de la batería.

Para un mayor detalle de los componentes que se utilizan para la implementación de un conversor, La Figura 11 muestra el circuito real de un conversor de 2 etapas con aislamiento galvánico.

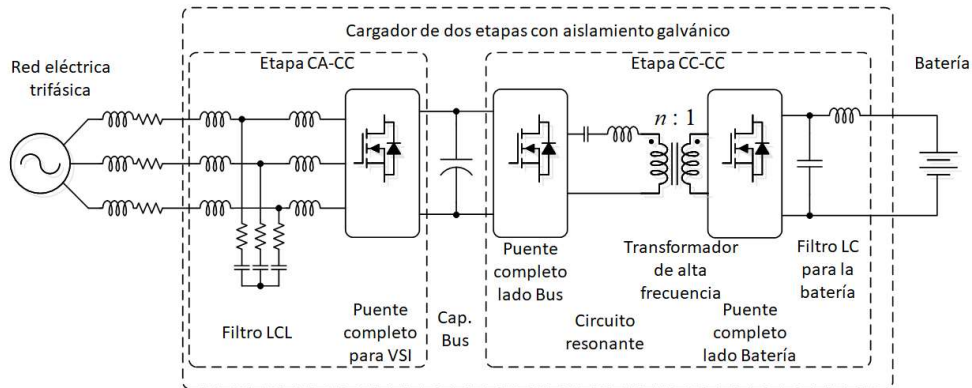


Figura 11. Diagrama circuital de un convertidor de 2 etapas con aislamiento galvánico.

La red eléctrica trifásica presenta una impedancia serie propia de las líneas de transmisión desde su punto de distribución hasta el punto de conexión del cargador. La etapa CA-CC comienza con un filtro LCL, el cual tiene la función de filtrar las componentes de alta frecuencia que se originan por el puente completo VSI. Este puente, utiliza una modulación conocida como SPWM que regula el ancho de pulso de forma sinusoidal entre el filtro y el bus CC como se muestra en la Figura 12.

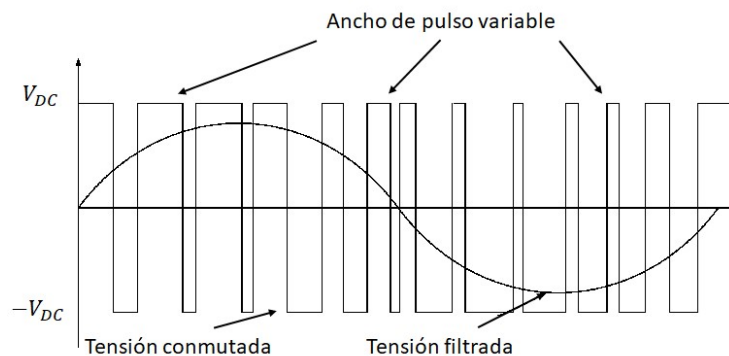


Figura 12. Modulación SPWM.

La Figura 12 muestra de forma sencilla la modulación de una tensión continua hasta obtener una señal alterna, pero es importante recalcar que esta modulación también permite la regulación en el sentido contrario, por lo que es ideal para su implementación en este tipo de convertidores de potencia.

La tensión del bus permanece estable y permite que en la etapa CC-CC se utilice una modulación conocida como PSM en la que el ancho de pulso permanece constante en ambos puentes, pero se regula el desfase entre ellos.

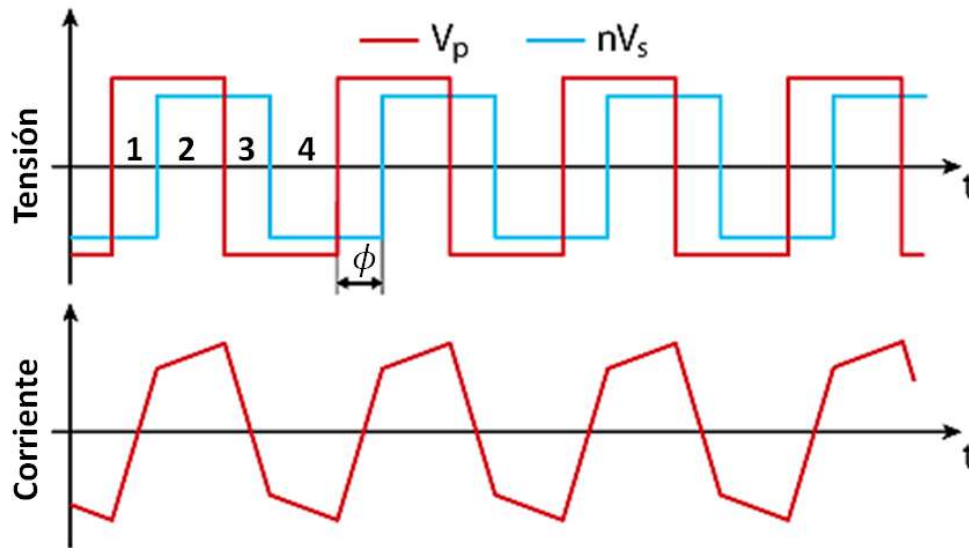


Figura 13. Modulación por desplazamiento de fase.

La Figura 13 muestra que la tensión continua del lado primario del transformador ( $V_p$ ) se encuentra modulada con un ancho de pulso de 50%, de igual forma la tensión continua del lado secundario ( $V_s$ ), la cual ya ha sido afectada por la relación de transformación ( $n$ ), también presenta un ancho de pulso del 50%, no obstante, se observa que estas señales se encuentran desfasadas un ángulo  $\phi$ . El circuito resonante conformado por el inductor y capacitor se diseña para que la impedancia equivalente sea inductiva, de manera que ante una diferencia de tensión positiva incrementa la intensidad de corriente como se muestra en el intervalo 1. Al disminuir la diferencia de tensión, pero mantenerse positiva, la intensidad de corriente se incrementa con una pendiente menor como se observa en el intervalo 2 y de forma análoga pero opuesta funciona en los intervalos 3 y 4.

De esta forma se puede controlar el flujo bidireccional de corriente a la vez que se provee de una capa de aislamiento galvánico con la introducción del

transformador, el cual además elimina la limitación de ganancia en tensión que presentan las estructuras de tipo Buck-Boost cuya relación de transformación estable es de solo un factor 2.

De esta forma el cargador puede gestionar el flujo de potencia entre la red y la batería sin problemas. Asimismo, esta estructura desacopla los controladores al asegurar una tensión conocida en el bus, cuyo valor de capacitancia puede incrementarse de manera directa al conectar en paralelo un banco de condensadores.

La integración de estos condensadores para una gestión rápida de potencia y la presencia de baterías por largos periodos de tiempo completan los requerimientos para la implementación de soporte completo ante eventos de frecuencia [11].

## 2.2 Antecedentes de la investigación

Para el desarrollo de este trabajo de investigación se han analizado múltiples referencias en las que se han identificado contribuciones en el camino de la implementación de inercia y servicios especiales a la red.

Como se indicó en la sección anterior, inicialmente los convertidores utilizados para la integración de fuentes renovables utilizaban un modo de funcionamiento GFoll y tenían como única función enviar a la red la potencia extraída de su fuente en particular. No obstante, el primer paso para la implementación de inercia requirió de un cambio en el modo de funcionamiento y diseño de los controladores. El trabajo presentado en [8] demuestra que mediante un modelamiento adecuado se puede brindar inercia al sistema y mejorar el control de la frecuencia al comparar la respuesta de 3 sistemas con estrategias de control diferente.

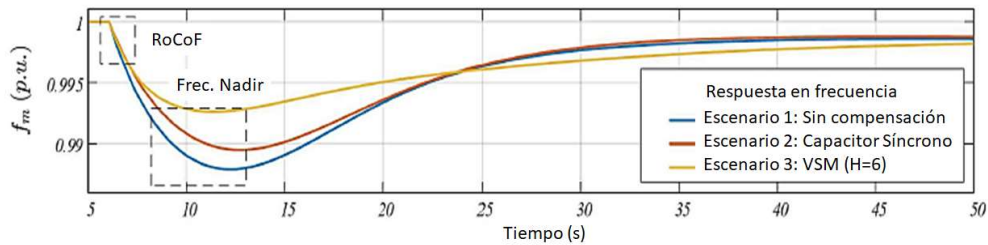


Figura 14. Respuesta ante desbalances de potencia en diferentes estructuras  
(Fuente: Adaptado de [8]).

La Figura 14 muestra que al emular el comportamiento de la VSM se puede reducir el RoCoF (Detalle A) y mejorar la frecuencia Nadir (Detalle B). No obstante, no se analiza la posibilidad de brindar servicios especiales a la red.

Esta línea de investigación se continuó y en el trabajo presentado en [43] se añade a la estrategia de control un doble lazo de tensión y corriente, de manera que se tiene mayor regulación sobre la forma de onda de la corriente.

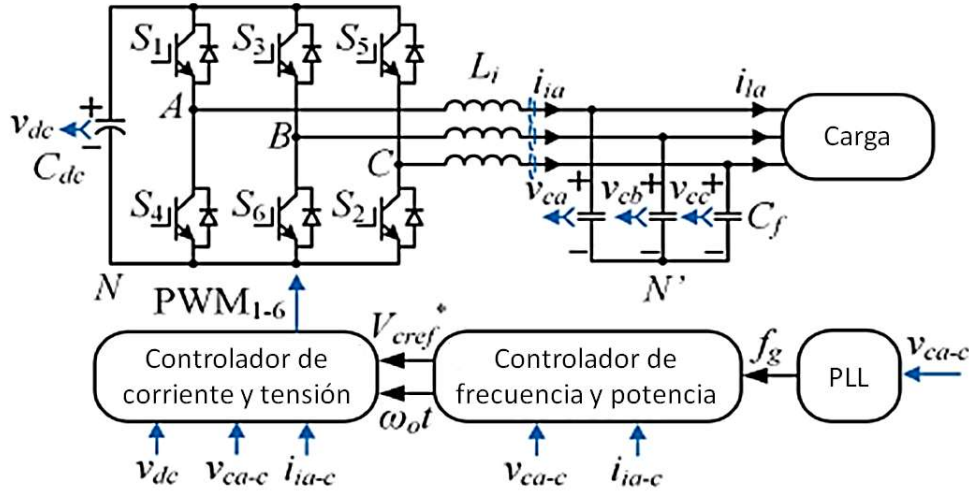


Figura 15. Esquema de control de sistema de gestión de tensión de referencia con base en variaciones de frecuencia (Fuente: Adaptado de [43]).

La Figura 15 muestra el diagrama de bloques de la estrategia de control en la que se observa que se integra un bloque PLL para medir las variaciones de frecuencia y generar nuevas referencias para los controladores de tensión y corriente. Al contar con estos lazos adicionales existe la posibilidad de brindar servicios adicionales, no obstante, el trabajo no profundiza en ese aspecto, no considera la etapa CC-CC y se ve limitado a resultados de simulación, así como dimensionamientos a pequeña escala (500W).

Hasta ese punto, el control de una VSM había mostrado múltiples beneficios, por lo que en el trabajo presentado en [6] se propone que todos los nuevos convertidores de potencia tengan este modo de funcionamiento.



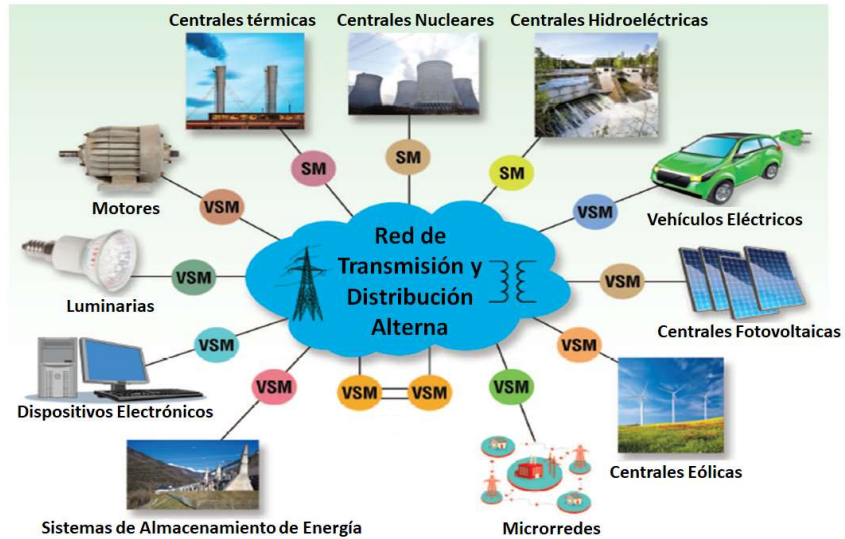


Figura 16. Integración de múltiples sistemas de generación y cargas implementando inercia virtual (Fuente: Adaptado de [6]).

La Figura 16 muestra que cualquier fuente de energía o carga podría ser conectada a la red mediante un convertidor que utilice la estrategia de control VSM, no obstante, el trabajo mencionado es principalmente teórico y no analiza la complejidad ni las limitaciones para la implementación práctica de esa estrategia de control.

Por este motivo, en el trabajo presentado en [32] se indica la necesidad de una adecuada gestión del flujo de potencia cuando se conectan múltiples VSM, como se muestra en la Figura 17. Asimismo, indica que existen aspectos que requieren un mayor análisis, entre estos se encuentra el lazo de seguimiento de fase (PLL), el cuál es sensible a perturbaciones de frecuencia.

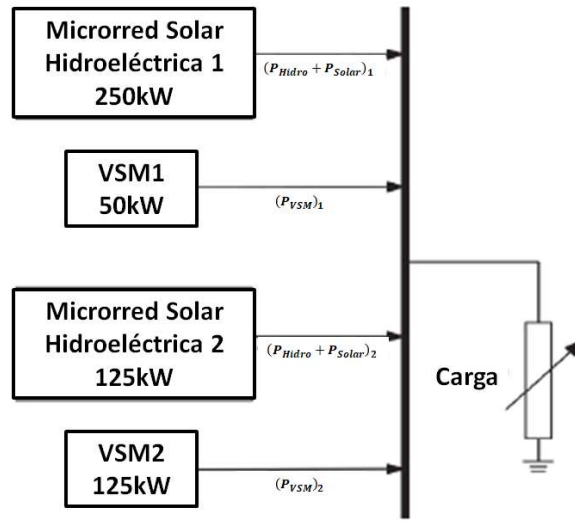


Figura 17. Conexión de múltiples generadores para la gestión de potencia variable (Fuente: Adaptado de [32]).

El trabajo expone que un convertor puede funcionar como fuente de tensión o como fuente de corriente y dependiendo de este modo de trabajo se pueden alcanzar diferentes funcionalidades. No obstante, se limita a las variaciones de potencia activa y reactiva sin considerar las componentes armónicas ni analizar el sistema de almacenamiento de energía.

Con todos estos estudios se han propuesto trabajos como [34], en el que se integran múltiples funcionalidades y se propone el uso de supercapacitores para la gestión rápida de potencia.

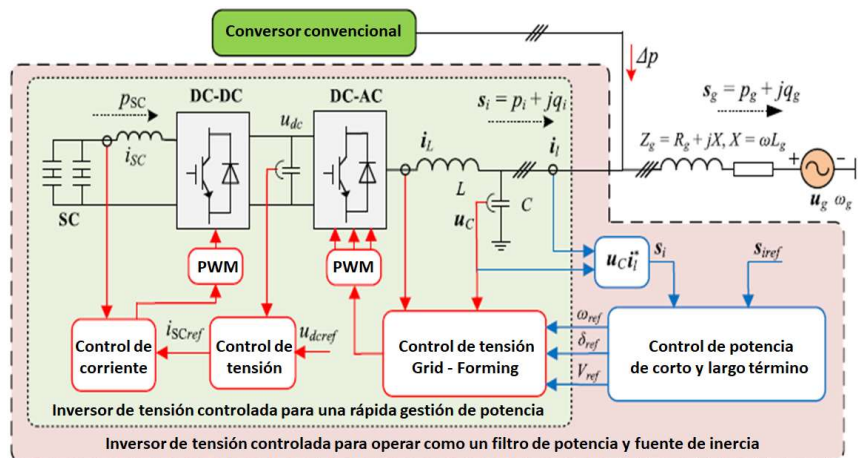


Figura 18. Diagrama de bloques circuital y de control para la implementación de inercia usando supercapacitores (Fuente: Adaptado de [34]).

La Figura 18 muestra el diagrama de bloques del sistema, el cual incluye lazos de control para la potencia activa y reactiva, los cuales se comportan como filtros y añaden inercia al sistema, asimismo contempla una etapa CC-CC para la integración de los supercapacitores. No obstante, la estrategia propuesta implica un hardware adicional al existente. Asimismo, este hardware funcionaría solo durante los eventos de frecuencia, lo que implica un porcentaje de utilización mínimo y dificulta su implementación práctica por limitantes económicas.

Trabajos como el mostrado en [33] indican que para la regulación de la frecuencia en los sistemas renovables existen técnicas basadas en sistemas de almacenamiento de energía (ESS) y técnicas de gestión de carga. La Figura 19 muestra un diagrama de ramificaciones asociadas a la gestión de potencia para la implementación de inercia en este tipo sistemas. Las técnicas basadas en ESS utilizan baterías o supercapacitores, aunque ninguna utiliza ambos sistemas, mientras que las de gestión de carga sugieren no extraer el máximo de potencia de los sistemas de generación para disponer de un margen en caso sea necesario, no obstante, esto implicaría un desaprovechamiento de la energía.

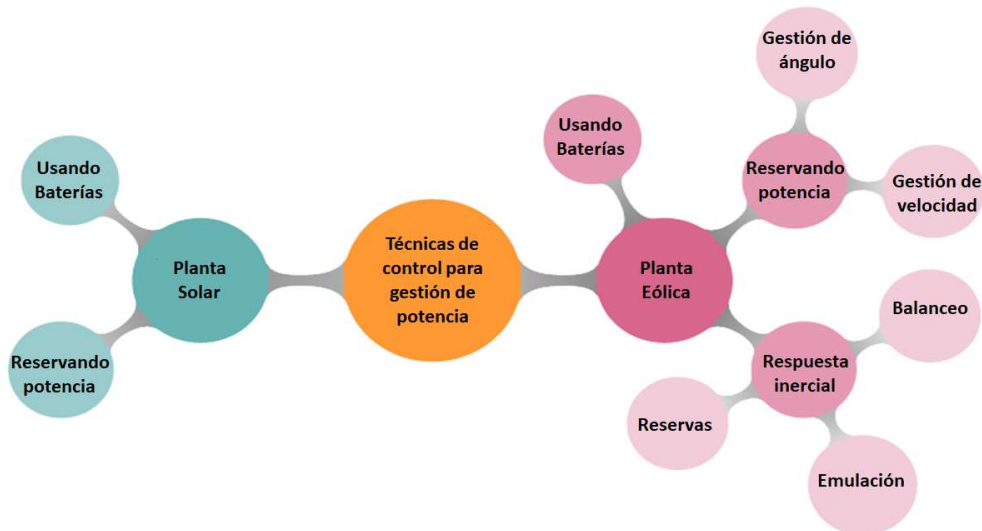


Figura 19. Múltiples técnicas para la implementación de inercia virtual en sistemas de generación renovable (Fuente: Adaptado de [33]).

A nivel económico invertir en sistemas de almacenamiento o incrementar la capacidad de la planta solar implica una inversión similar, no obstante, la planta solar requiere de mayor espacio que un sistema de almacenamiento, asimismo, los sistemas de almacenamiento brindan la posibilidad de corregir otras fallas en

la red, por lo que la opción más factible es la de utilizar sistemas de almacenamiento

En este punto del análisis se visualiza una nueva limitación en la implementación de estas funcionalidades y es la necesidad de hardware adicional o el cambio de los convertidores por nuevas estructuras, por lo que los siguientes estudios parten de la premisa de utilizar el hardware existente y se analiza la posibilidad de implementar la inercia y servicios especiales en el modo de funcionamiento GFoll.

Como se indicó en los capítulos anteriores, la estructura de dos etapas es la más utilizada en los convertidores existentes y esta contempla la conexión de una fuente de energía y de un bus intermedio. La gestión de dos fuentes de energía es propuesta en trabajos como [20]. La Figura 20 muestra la estructura de un convertidor de 2 etapas con un sistema de almacenamiento híbrido, compuesto por baterías y supercapacitores.

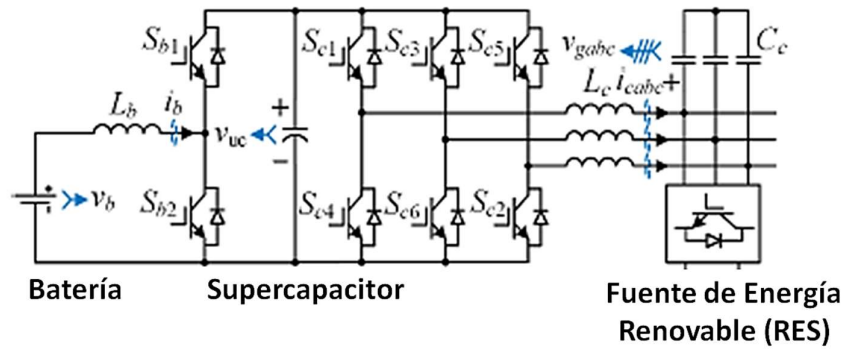


Figura 20. Conversor de 2 etapas con sistema de almacenamiento híbrido  
(Fuente: Adaptado de [20]).

La propuesta ofrece la respuesta esperada, no obstante, se utiliza un convertidor Boost, el cual presenta limitaciones en su relación de transformación y falta de aislamiento galvánico. Asimismo, no toma en cuenta el costo de utilizar un banco de supercapacitores en el bus CC.

Tomando esto en cuenta este último punto, en el trabajo mostrado en [10] se propone un procedimiento de diseño que modela el convertidor como una fuente de corriente, de manera que se evitan los problemas de conexión de fuentes de tensión. Asimismo, propone el uso del Capacitor electrolítico, presente en la mayoría de los convertidores, como gestor de potencia e implementa de esta forma inercia virtual.

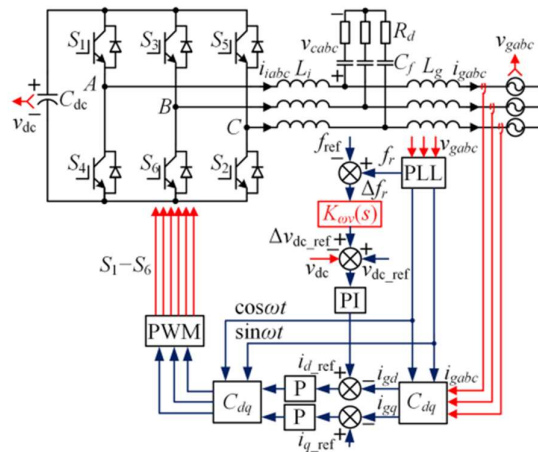


Figura 21. Diagrama de bloques circuital y de control para la implementación de inercia usando el capacitor del bus CC (Fuente: [10]).

La Figura 21 muestra el diagrama de bloques circuital y de control implementando. No obstante, solo se muestra la etapa CC-CA ya que el artículo solo analiza esta etapa, asimismo, no toma en cuenta las limitaciones prácticas de los convertidores como la máxima corriente que pueden soportar o sobredimensiona el convertidor haciéndolo inviable económicamente.

Finalmente, es importante mencionar que la mayoría de estudios se centran en la implementación de inercia en convertidores conectados a una fuente de energía, no obstante, ninguno analiza la posibilidad de implementar esas funcionalidades a nivel de distribución como podría ser en los CBVEs.

### 2.3 Definición de Términos

THD: Distorsión armónica total. Indica la relación porcentual entre la amplitud de la señal principal y las amplitudes de las otras componentes. Mientras menor sea este indicador, la señal presentará una forma de onda más sinusoidal.

FP: Factor de potencia, Indica el coseno del ángulo de desfase entre la tensión y la corriente. Puede ser un valor positivo o negativo, pero mientras más se acerque a 1, menores serán las pérdidas por efecto Joule.

Efecto Joule: Hace referencia a las pérdidas de energía que se dan en forma de calor cuando la corriente fluye por los conductores eléctricos. Mientras mayor sea la corriente, mayores pérdidas.

---

**BW:** Ancho de banda. Por lo general hace referencia al rango de frecuencias que permite pasar un filtro sin atenuar demasiado su amplitud. En el diseño de controladores, hace referencia a la velocidad de la respuesta del controlador.

**Carga no lineal:** Aquella que demanda una corriente cuya forma no es sinusoidal.

**Armónico:** Componente de una señal con una frecuencia múltiplo de la frecuencia base.

**Diagrama de Bode:** Representación gráfica de la ganancia en magnitud y desfase entre una señal de entrada y una señal de salida para un rango de frecuencias.

**Potencia activa:** Potencia que realiza trabajo real.

**Potencia reactiva:** Potencia que se mantiene oscilante entre elementos pasivos.

**Elementos pasivos:** Componentes electrónicos que solo consumen potencia sin realizarle ningún tipo de modificación en su forma.

**V2G:** Vehicle to grid. Es un enfoque de funcionamiento en el que se envía energía desde la batería del vehículo hacia la red y adicionalmente se pueden brindar servicios que ayuden a mejorar la calidad de la tensión de la red.

**HIL:** Hardware In the Loop. Son equipos que permiten emular el comportamiento de un circuito real, es decir que se les puede configurar tensión o corriente límites y si estos se superan el equipo envía un aviso y se detiene el sistema evitando de esa forma que se dañen componentes reales.

**HESS:** Hybrid Energy Storage System. Sistema de almacenamiento de energía híbrido compuesto por baterías y capacitores o supercapacitores.

**Grid Forming:** Estrategia de control que busca controlar la tensión del convertidor en el punto de conexión con la red.

**Grid Following:** Estrategia de control que busca controlar el flujo de potencia entre el convertidor y la red en el punto de conexión.

**ZVS:** Conmutación en voltaje cero. Cuando se realiza la conmutación de encendido a apagado en un mosfet, este proceso no es instantáneo por lo que al existir un flujo de corriente existirá una disipación de potencia igual al producto de la corriente por la tensión residual. Para reducir las pérdidas a un mínimo se debe controlar que la corriente esta retrasada con respecto a la tensión de manera que

en el momento de la conmutación la corriente tenga el sentido contrario y por tanto fluya por el diodo, asegurando que la tensión ya no depende de la fuente de alimentación sino del diodo que presenta una tensión cercana a cero.

## 2.4 Aportes de la investigación

De acuerdo con el estado de arte revisado, son muy pocos los estudios que han implementado inercia virtual bajo el enfoque V2G, y menos aun los que han analizado la posibilidad de usar la estructura del cargador para implementar inercia virtual junto con otras funcionalidades, tales como soporte de frecuencia, soporte de tensión y compensación de armónicos [11]-[14],[44]-[50]. Algunos estudios han sido desarrollados implementando inercia virtual en cargadores de batería bidireccionales [49][50], pero solo han sido validados a nivel de simulación. Por lo que, es necesario el desarrollo de estudios adicionales para la validación experimental. Por otro lado, es importante recalcar que la dinámica rápida requerida para la implementación de inercia virtual generaría daños a la batería del auto disminuyendo su tiempo de vida [20], lo cual es una limitante para aplicaciones prácticas, dado el alto costo de la batería del VE.

Con el objetivo de minimizar este impacto en la durabilidad de la batería, el manejo de un HESS para la implementación de inercia virtual y soporte de frecuencia de largo término fue propuesto en [42], cuyos autores proponen el uso de los capacitores del bus CC del convertidor para implementar la inercia virtual (soporte primario) y las baterías para implementar el soporte de frecuencia permanente (soporte secundario), como se muestra en la Figura 22.

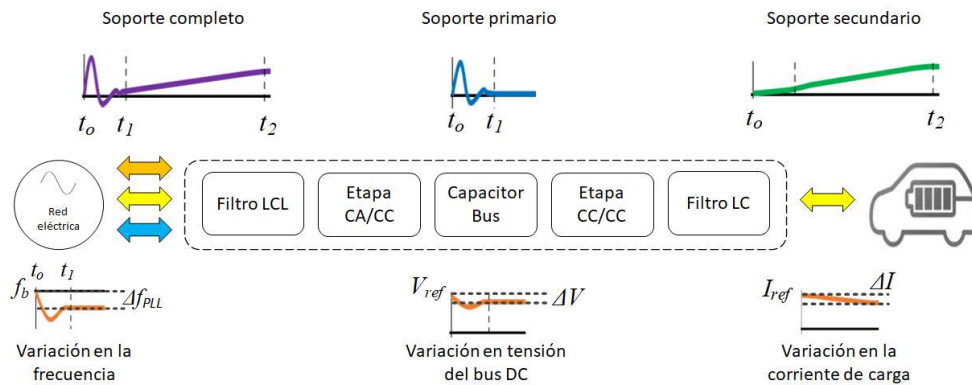


Figura 22. Diagrama de bloques del soporte completo de frecuencia utilizando un HESS.

---

El HESS es controlado usando un conversor de 2 etapas no aisladas y una estrategia de control GForm. Sin embargo, el estándar en los cargadores de vehículos eléctricos requiere el uso de estructura de dos etapas como se muestra en la Figura 10, con un conversor CC-CC aislado (por normas de seguridad) y un inversor de voltaje (VSI) [51] [52]. Asimismo, al no estar pensado como un generador de energía, el cargador tiene una estrategia de control de tipo GFoll.

En este contexto, este trabajo propone un nuevo algoritmo de control que permite la implementación de un soporte completo de frecuencia, soporte de tensión mediante compensación de potencia reactiva y corrección de armónicos en CBVEs. El algoritmo es implementado en un convertidor DC-AC bidireccional y aislado, con estructura de dos etapas, como se muestra en la Figura 10, el cual gestiona la energía de dos elementos de almacenamiento: un banco de capacitores del bus CC, y la batería del vehículo eléctrico. La inercia virtual, compensación reactiva y corrección armónica se implementa en la etapa dc-ac mediante un VSI y los capacitores de bus CC como elemento de almacenamiento. Mientras que el soporte de frecuencia secundario es implementado en la etapa CC-CC mediante un DABRS, que gestiona la dinámica de descarga/ carga del banco de baterías del VE. De esta forma, la dinámica rápida de la potencia es suministrada por el banco de capacitores del bus CC, mientras que la dinámica lenta de la potencia es suministrada por el banco de baterías del VE. Esto permite tener mínimo impacto en la durabilidad de la batería.



---

### **CAPÍTULO III. DESARROLLO DEL TRABAJO DE INVESTIGACIÓN**

#### **3.1 Análisis de la implementación de inercia en un convertor estático y sus limitaciones**

##### **3.1.1 Inercia virtual en un convertor mediante capacitores en bus CC.**

La implementación de inercia virtual mediante la estrategia GFoll fue introducida en [10], donde se relaciona la energía almacenada por los generadores síncronos con la almacenada por los condensadores que conforman el bus CC en los convertidores estáticos.

La inercia hace referencia a la relación que existe entre la energía que es capaz de gestionar el sistema con respecto a su potencia nominal. En este sentido, la inercia de los generadores síncronos se expresa en (7)

$$H_{SG} = \frac{J\omega^2}{2P_b} \quad (7)$$

Donde  $J$  y  $\omega$  son el momento de inercia y la velocidad angular del rotor respectivamente. Asimismo,  $P_b$  es la potencia base del generador. Por otro lado, la inercia asociada a un condensador es expresada en (8)

$$H_C = \frac{C_{DC}V_{ref}^2}{2P_o} \quad (8)$$

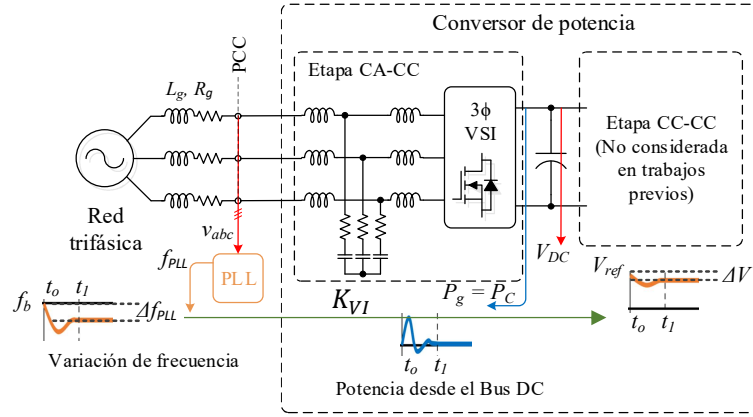
Donde  $C_{DC}$  y  $V_{ref}$  son la capacitancia y la tensión respectivamente. Asimismo,  $P_o$  es la potencia nominal del convertor. Finalmente, la inercia del condensador y la inercia del convertor son relacionados mediante una ganancia  $K_\omega$ , como se muestra en (9)

$$H_{VI} = K_\omega H_C \quad (9)$$

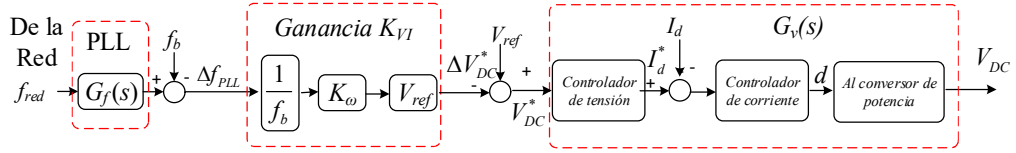
La inercia virtual en un convertor es implementada variando la energía almacenada en bus CC mediante una relación entre la variación de frecuencia medida ( $\Delta f_{PLL}$ ), y la variación en la tensión de referencia ( $\Delta V_{DC}$ ). Estas variaciones son relacionadas por una ganancia proporcional como se muestra en (10).

$$\Delta V_{DC} = K_{VI} \Delta f_{PLL} \quad (10)$$

Esta estrategia es mostrada en la Figura 23(a), donde se observa que la etapa CC-CC no es considerada para el análisis. Asimismo, en la Figura 23(b) se muestra la estrategia de control a nivel de bloques.



a) Inercia virtual implementada en un convertidor de potencia de 2 etapas.



b) Estrategia de control.

Figura 23. Inercia virtual implementada bajo enfoque tradicional grid-following.

La estrategia de control utiliza un lazo de corriente interno, un lazo de tensión intermedio y finaliza con un lazo de frecuencia externo. Los controladores que se pueden emplear en cada lazo son diversos, pero deben asegurar estabilidad en el control de flujo de potencia. Finalmente, bajo el enfoque propuesto en [10] la potencia ( $\Delta P_{DC}$ ) que puede gestionar el convertidor es mostrado en (11).

$$\Delta P_{DC}(s) \approx \frac{2H_C P_o K_\omega}{f_b} \underbrace{s \Delta f_{PLL}(s)}_{RoCoF} \quad (11)$$

Donde la ganancia de inercia normalizada  $K_\omega$  relaciona la tensión ( $V_{ref}$ ) y frecuencia ( $f_b$ ) de referencia con sus máximas variaciones como se muestra en (12).

$$K_\omega = \frac{\left( \frac{\Delta V_{DC, max}}{V_{ref}} \right)}{\left( \frac{\Delta f_{max}}{f_b} \right)} \quad (12)$$

---

### 3.1.2 Demostración de la relación entre la energía almacenada en el capacitor y la constante de inercia que puede alcanzar un conversor.

Para la implementación de inercia virtual en los convertidores estáticos se sigue la estrategia de usar la energía que pueden gestionar los condensadores para suministrar o extraer potencia según sea necesario. Para esto es importante recordar que la energía almacenada en un condensador depende del valor de capacitancia (C) y de la tensión entre sus bornes (V) como se muestra en (13).

$$E_C = \frac{CV_{(t)}^2}{2} \quad (13)$$

La capacitancia es un valor definido por las características físicas del elemento, pero la tensión es un parámetro que se puede modificar durante su uso, entonces se puede calcular la potencia que puede suministrar un condensador ante un cambio de tensión mediante (14).

$$P_C = \frac{dE_C}{dt} = CV_{ref} \frac{dV_{(t)}}{dt} \quad (14)$$

De esta expresión se evidencia que la potencia que puede suministrar el capacitor no depende de forma directa de la variación de tensión, sino de la velocidad con la que esta varía, no obstante, este parámetro es importante ya que el componente físico tiene limitaciones por las que se debe definir un rango de variación permitido  $\Delta V$ .

Asimismo, se sabe que mientras mayor sea el desbalance de potencia activa, mayor será la variación de frecuencia, entonces se debe definir un rango permitido para la variación de frecuencia  $\Delta f$ .

Estos dos rangos se relacionan mediante una variable que denominamos ganancia de inercia virtual  $K_{VI}$ , definida en (10). Para integrar la ganancia  $K_{VI}$ , se modifica (14) mediante derivación en cadena para obtener (15).

$$P_C = CV_{ref} \frac{dV_{(t)}}{dt} = CV_{ref} \frac{dV_{(t)}}{df} \frac{df_{(t)}}{dt} \quad (15)$$

Al calcular la derivada se debe entender que la tensión y la frecuencia son variables que dependen de un valor de referencia y de una función de transferencia asociada a la tensión ( $G_v$ ) y a la frecuencia ( $G_f$ ) respectivamente como se muestra en (16).

$$P_C = CV_{ref} \left( \frac{\Delta V}{\Delta f} * G_v \right) (G_f * RoCoF) \quad (16)$$

Al reemplazar, se obtiene que la potencia que suministra el condensador está directamente relacionada con la derivada de la frecuencia (RoCoF) como se expresa en (17).

$$P_C = CV_{ref}K_{VI}G_vG_fRoCoF \quad (17)$$

Esta potencia es la que pueden gestionar los condensadores ante una variación de frecuencia, pero para poder definir la constante de inercia asociada al convertidor se debe evaluar la potencia extra que puede gestionar el convertidor con respecto a su potencia nominal como se expresa en (18).

$$\Delta p = \frac{P_C}{P_o} = \frac{CV_{ref}K_{VI}G_vG_fRoCoF}{P_o} \quad (18)$$

En (18) se agrupan las variables de manera que se pueda hacer referencia a la inercia del condensador ( $H_C$ ) y a la ganancia de inercia normalizada ( $K_\omega$ ) como se muestra en (19)

$$\Delta p = \frac{P_C}{P_o} = 2 \left( \frac{CV_{ref}^2}{2P_o} \right) \left( K_{VI} \frac{f_b}{V_{ref}} \right) G_vG_f \left( \frac{RoCoF}{f_b} \right) \quad (19)$$

Finalmente, reemplazamos los valores y se obtiene la expresión final de la potencia que puede gestionar el convertidor, que es igual a la mostrada en (11), con la diferencia de que en (20) si se consideran los efectos de las funciones de transferencia asociadas a cada variable.

$$\Delta p = 2H_CK_\omega G_vG_f \frac{df_{pu}}{dt} \quad (20)$$

Con este análisis se demuestra que la expresión de potencia usada en [10] no puede usarse de forma directa ya que esta considera que las funciones de transferencia asociadas son unitarias y esto depende del procedimiento de diseño que cada fabricante siga.

### 3.1.3 Sobrecarga del convertidor al implementar inercia

Implementar inercia implica gestionar una determinada cantidad de potencia bajo cualquier condición de trabajo. Esto implica que, si el sistema se encuentra trabajando a su potencia nominal y ocurre un evento de frecuencia, el convertidor tendrá que enviar o extraer potencia por encima de sus valores base por lo que se requiere un margen de sobrecarga tolerable por los componentes para evitar fallas.

Todo conversor de potencia considera dentro de su diseño márgenes de seguridad y tolerancia a la sobrecarga por breves periodos de tiempo, por lo que este requerimiento queda cubierto. No obstante, se debe tener en cuenta que el sobredimensionamiento acostumbrado se encuentra entre un 10 y 20%, ya que de lo contrario se incurriría en sobrecostos.

En [10], se propone la implementación de inercia en un conversor con el objetivo de alcanzar valores de inercia equivalentes a los de los sistemas de generación rotativa. Es decir, alcanzar valores de inercia  $H=5$  en promedio. Tomando este valor con referencia, se propone un ejemplo práctico para el cálculo de la sobrecarga que soportaría un conversor considerando una frecuencia base de 60Hz con una variación de 0.2Hz, una potencia nominal de 2.5kW y una tensión de referencia de 425V para el bus con una variación de 25V.

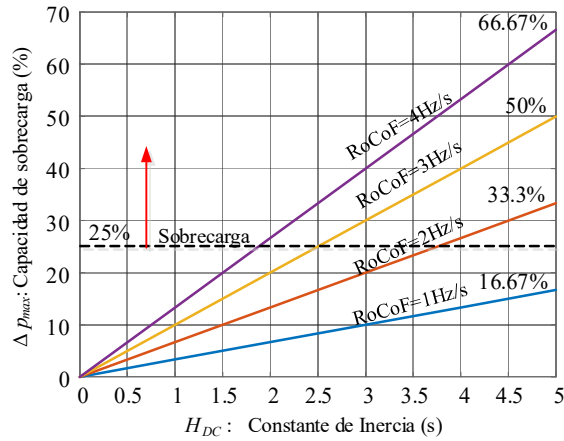


Figura 24. Sobre carga requerida para alcanzar una constante de inercia de acuerdo con el RoCoF.

La Figura 24 muestra gráficamente el porcentaje de sobrecarga necesario para diferentes valores de RoCoF y H. Asimismo, se observa que para un valor de inercia  $H=5$ , de presentarse una perturbación de frecuencia con un  $RoCoF=2 \text{ Hz/s}$  se requeriría un porcentaje de sobrecarga de 33%, lo cual es económicamente inviable por el amplio rango de desuso que presentaría el conversor.

Finalmente es importante mencionar que las perturbaciones de frecuencia pueden presentar valores de RoCoF incluso mayores a  $3 \text{ Hz/s}$ , por lo que, al proponer el criterio de diseño, no se debe priorizar el valor de la constante de inercia (H) sino que este debe ser una consecuencia de analizar el máximo soporte que puede brindar un conversor bajo sus condiciones de diseño preestablecidas.

### 3.1.4 Efecto del lazo de tensión en la potencia

Dependiendo del modo de funcionamiento del conversor, la tensión del bus CC es controlada por una de las etapas para lograr el desacople de potencia y que el control de una etapa no interfiera con la otra. Para esto se requiere que la velocidad del lazo de control de tensión sea rápida de manera que la otra etapa la vea como una fuente estable.

Bajo esta consideración, es posible considerar que la relación entre el valor de referencia y el valor real es unitaria. En este trabajo de investigación, se propone un diseño basado en anchos de banda que asegura que el lazo de tensión sea más rápido que las perturbaciones de frecuencia.

### 3.1.5 Efecto del PLL en la medición del RoCoF

La frecuencia es calculada por el bloque PLL, el cual es un sistema de segundo orden cuya función principal es el cálculo de fase instantánea. Esta función se cumple con un margen de error despreciable por la velocidad del lazo de control, no obstante, el cálculo de la frecuencia presenta retardos y sobrepicos que deben ser considerados para determinar la potencia real que será suministrada y de esta manera evitar una falla por sobrecarga.

Con el objetivo de determinar numéricamente la influencia de la dinámica del PLL sobre la respuesta de la potencia, la Figura 25 muestra el diagrama de bloques del controlador para la estimación de frecuencia.

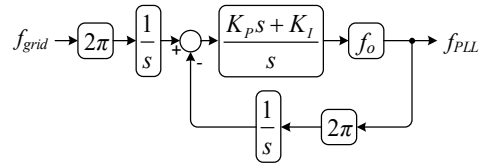


Figura 25. Diagrama de bloques del controlador para la estimación de frecuencia en el PLL.

De acuerdo con el diagrama de la Figura 25 las funciones de transferencia en lazo abierto ( $G_{fOL}$ ) y en lazo cerrado ( $G_{fCL}$ ) para la estimación de frecuencia se expresan en (21) y (22) respectivamente.

$$G_{fOL}(s) = \frac{\omega_o K_P s + \omega_o K_I}{s^2} \quad (21)$$

$$G_{fCL}(s) = \frac{\omega_o K_P s + \omega_o K_I}{s^2 + \omega_o K_P s + \omega_o K_I} \quad (22)$$

En [53] se propone una estrategia de diseño para el controlador PI del PLL que inicia por la selección del ancho de banda  $\omega_{bw}$ , el cual establece una relación entre la ganancia proporcional ( $K_p$ ) y la ganancia integral ( $K_i$ ) como se muestra en (23).

$$K_i = K_p \frac{\omega_{bw}}{10} \quad (23)$$

La ganancia  $K_p$  es calculada al evaluar la función de transferencia en la frecuencia e igualar el módulo a la unidad. Obteniéndose los valores expresados en (24).

$$|G_{fOL}(s)| = 1 \rightarrow K_p \approx \frac{\omega_{bw}}{\omega_o} \quad (24)$$

Reemplazando (23) y (24) en (22) se obtiene la función de transferencia de la frecuencia en función del ancho de banda expresada en (25).

$$G_f(s) = \frac{f_{PLL}}{f_{grid}} = \frac{\omega_o K_p s + \omega_o K_i}{s^2 + \omega_o K_p s + \omega_o K_i} = \frac{\omega_{bw} s + 0.1 \omega_{bw}^2}{s^2 + \omega_{bw} s + 0.1 \omega_{bw}^2} \quad (25)$$

La entrada de esta función de transferencia es la frecuencia de la red, la cual es simulada mediante una rampa, por lo que para el análisis es representada mediante una doble integral en el dominio de la frecuencia ( $f_{red} = \frac{1}{s^2}$ ). Entonces la frecuencia estimada por el PLL ( $f_{PLL}$ ) es mostrada en (26).

$$f_{PLL}(s) = \frac{\omega_{bw} s + 0.1 \omega_{bw}^2}{s^2 + \omega_{bw} s + 0.1 \omega_{bw}^2} \frac{1}{s^2} \quad (26)$$

La potencia que se gestiona para la implementación de inercia virtual no depende de la lectura de la frecuencia de forma directa, sino de la medición del RoCoF, que es la derivada de la frecuencia como se muestra en (27).

$$RoCoF(s) = s f_{PLL}(s) = \frac{\omega_{bw} s + 0.1 \omega_{bw}^2}{s^2 + \omega_{bw} s + 0.1 \omega_{bw}^2} \frac{1}{s} \quad (27)$$

Con (27) se procede a calcular el máximo valor del RoCoF medido, obteniéndose  $RoCoF_{max} = 1.07$ . Esto significa que existe un sobrepico en la medición de un 7% y este es independiente del ancho de banda que se utilice ya que este solo tiene efecto sobre el tiempo en el cual se alcanza el sobrepico.

Para validar los resultados obtenidos por el análisis, se ha analizado la respuesta del PLL con respecto a entradas con RoCoF de 1, 2 y 3 Hz/s, los cuales han sido medidos utilizando anchos de banda de 10, 30 y 70 Hz. Los resultados de la medición de frecuencia son mostrados en la Figura 26(a), mientras que los resultados de la estimación de RoCoF son mostrados en la Figura 26(b).

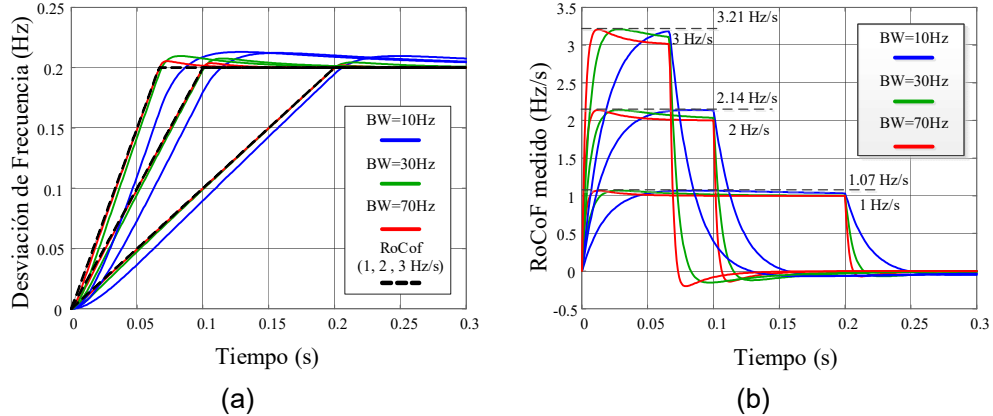


Figura 26. Influencia de la dinámica del PLL en la medición de (a) la frecuencia, (b) el RoCoF.

De la Figura 26(a) se confirma que un ancho de banda mayor asegura un seguimiento más adecuado de la frecuencia ya que presenta menor sobrepico y menor tiempo de establecimiento. Por otro lado, la Figura 26(b) permite validar el cálculo realizado al mostrar que el máximo RoCoF medido presenta un sobrepico de 7% con respecto al valor teórico en todos los casos, ya que se obtienen los valores máximos 1.07, 2.14 y 3.21 Hz/s, cuando las pendientes eran constantes de 1, 2 y 3 Hz/s respectivamente.

De estos resultados se concluye que la dinámica del PLL tiene un efecto sobre la medición del RoCoF y, en consecuencia, sobre la máxima potencia que debe gestionar el convertidor.

### 3.2 Propuestas de diseño para la mejora en el proceso de implementación de inercia

La estrategia de control propuesta es mostrada en la Figura 27. Esta se implementa en un convertidor con estructura de 2 etapas compuesta por un inversor de voltaje (VSI) trifásico para la conexión con la red y un doble puente activo resonante serie (DABSR) para la conexión con la batería. En el lado de CA, se utiliza una modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM) para el control de corriente de la red, mientras que en el lado de CC se utiliza modulación por desplazamiento de fase (PSM) donde  $\phi$  es el ángulo de desfase entre las tensiones moduladas y permite el control de corriente de la batería [50].

La estrategia de control propuesta implementa múltiples funcionalidades como inercia virtual, soporte de frecuencia de largo término, soporte de potencia reactiva, y compensación de armónicos gestionando el SAH. Con este objetivo, 6



controladores han sido diseñados y mostrados en la Figura 27. Control de corriente de la red, control de corriente de la batería, control de tensión del Bus, control de inercia virtual, control de potencia activa y reactiva, y controlador droop. Adicionalmente, en el diagrama se muestra el PLL y un bloque computacional para el cálculo de la potencia activa y reactiva.

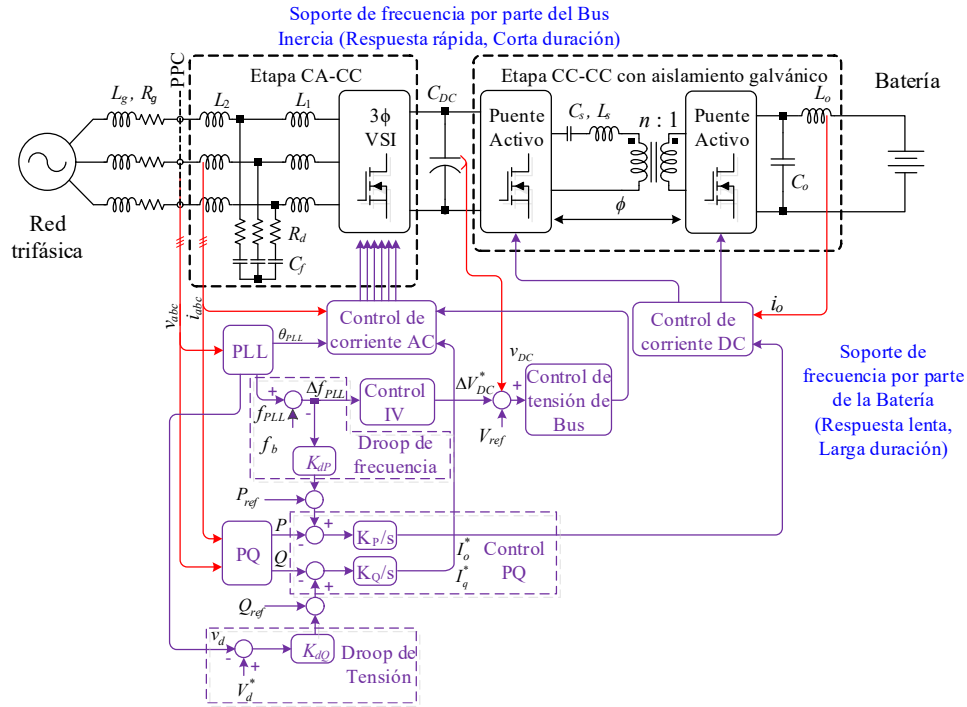


Figura 27. Diagrama de bloques de la estrategia de control para brindar soporte a la red en un CBVE.

Dado que la implementación de inercia virtual requiere de una respuesta rápida que afecta al tiempo de vida de la batería, un sistema de almacenamiento híbrido (SAH) compuesto por la batería del VE y los condensadores del bus CC es gestionado por el CBVE.

La estrategia de control inicia por la estimación de la frecuencia en el bloque PLL. Ante una variación de frecuencia ( $\Delta f_{PLL}$ ), el conversor entrega potencia según se muestra en (28).

$$P_g = P_C + P_{EV} \quad (28)$$

Esta estrategia permite desacoplar la respuesta dinámica de la potencia activa, lográndose un soporte completo ( $P_g$ ) ante variaciones de frecuencia como se muestra en la Figura 28. El soporte primario ( $P_C$ ), inercia virtual, es provisto por los

condensadores mediante los controladores de inercia virtual, tensión del Bus y de corriente de la red, mientras que el soporte secundario ( $P_{EV}$ ), de largo término y dinámica lenta, es suministrado por la batería mediante los controladores de potencia activa y reactiva, droop y de corriente de la batería. De esta manera la implementación de inercia no impacta en la vida útil de la batería [42].

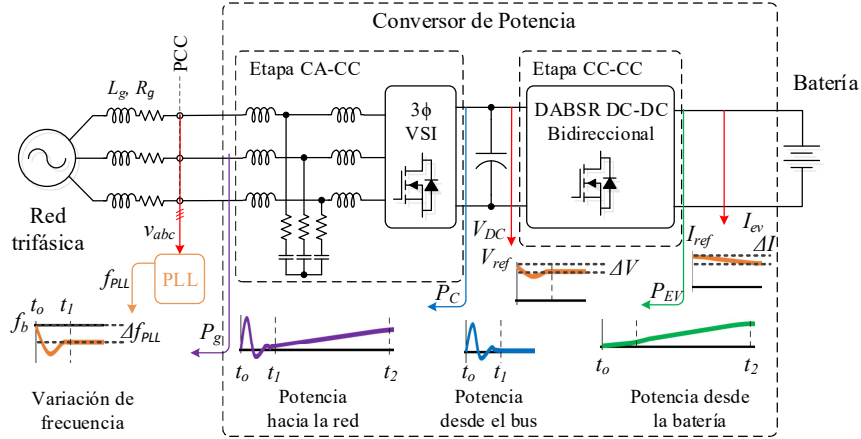


Figura 28. Diagrama de bloques de la gestión de potencia desde el SAH.

Para un mayor entendimiento del procedimiento de diseño y los criterios que se han utilizado para la selección de los anchos de banda, se han clasificado los controladores como rápido, de velocidad media y lento. La respuesta rápida es requerida por el lazo interno de corriente de red con una escala de pocos milisegundos. La respuesta de velocidad media corresponde a los controladores de tensión de bus, inercia y corriente de batería con una escala de tiempo de decenas de milisegundos. Finalmente, la respuesta lenta es corresponde a los controles de potencia activa y reactiva, así como el controlador droop con una escala de tiempo de segundos.

### 3.2.1 Controlador de respuesta rápida: Controlador de corriente de red

El control de corriente de red es un factor fundamental en la estabilidad del sistema en la metodología grid-following ya que el convertidor es visto por la red como una fuente de corriente. La estrategia de control clásica para este lazo interno es utilizar un controlador proporcional integral (PI) en el marco de referencia rotativo  $dq$  con un ancho de banda entre 10 y 25 veces más rápido que el control de tensión externo (Bus DC) [54]. No obstante, este marco de referencia es altamente afectado por las componentes armónicas, cuya presencia es común a nivel de distribución.

Con el objetivo de superar esta limitación y ofrecer, no solo robustez, sino también, compensación de armónicos, un controlador proporcional resonante (PR) con supresión selectiva multinivel en el marco de referencia estática  $\alpha\beta$  es adoptado como se desarrolla en [55].

Dado que las referencias de corriente provienen de lazos en el marco de referencia  $dq$  (Bus DC y potencia reactiva), un bloque de transformación  $dq - \alpha\beta$  es requerido. Finalmente, el diagrama de bloques asociado al control de corriente de red es mostrado en la Figura 29, donde las señales externas han sido marcadas de color morado y la compensación de armónicos de hasta noveno orden han sido consideradas. Por simplicidad solo la componente  $\alpha$  ha sido detallada, pero la componente  $\beta$  utiliza exactamente los mismos bloques agrupados con el nombre Controlador Proporcional Resonante (CPR).

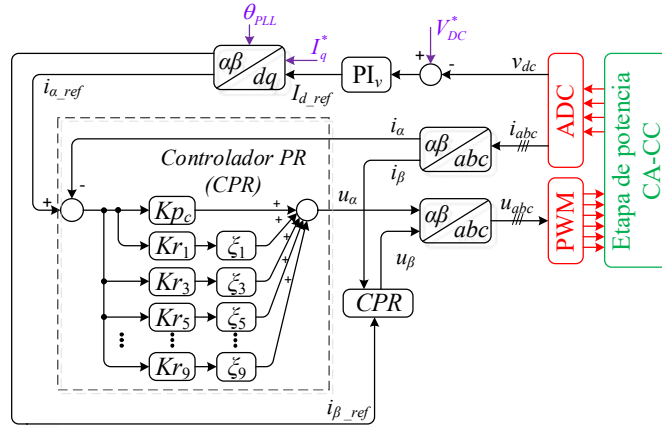


Figura 29. Diagrama de bloques del controlador de corriente de red.

Considerando un filtro LCL en el marco de referencia  $\alpha\beta$  la función de transferencia que relaciona la tensión de salida del VSI y la corriente de red se muestra en (29), la cual es válida para ambas componentes [56].

$$G_{iv} = \frac{i_{\alpha}(s)}{v_{\alpha}(s)} = \frac{R_d C_f s + 1}{C_f L_1 L_2 s^3 + R_d C_f (L_1 + L_2) s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (29)$$

Donde  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C_f$  y  $R_d$  son la inductancia del lado del VSI, la inductancia del lado de la red, el condensador del VSI y la resistencia de amortiguamiento respectivamente.

Por otro lado, la función de transferencia de un controlador resonante multinivel ( $G_{PR}$ ) es definido en (31).

$$G_{PR}(s) = Kp_c + \sum_{j=1}^n \frac{Kr_j s}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (30)$$

Donde  $K_p$  es la ganancia proporcional,  $K_{r_j}$  ( $j=1,3,5,7,9$ ) son las ganancias de las componentes resonantes y BW es el ancho de banda del controlador. Esta componente es importante ya que de lo contrario se tendría ganancia infinita a la frecuencia de resonancia y su implementación no sería posible. Asimismo, durante el proceso de discretización existe un corrimiento en frecuencia que se incrementa al crecer el orden de armónico, por lo que se deben proponer anchos de banda diferentes para cada componente.

Este controlador toma como entrada el error existente en la corriente de la red, la cual tiene como referencia una señal solo con la frecuencia fundamental, por lo que la referencia captada por todos los bloques resonantes es cero [55][56]. De esta manera el controlador elimina las componentes armónicas de la corriente, reduciendo el THD de la red.

### 3.2.2 Controladores de respuesta de velocidad media

#### 3.2.2.1 Controlador de tensión de Bus

En la estrategia grid-following, la etapa CA-CC controla la tensión del bus utilizando la corriente de la red. Dado que el control tiene como objetivo regular la tensión en valores de referencia constantes, la estrategia de control utiliza la componente directa de la corriente  $i_d$ . Bajo este enfoque, función de transferencia que relaciona la corriente y la tensión se muestra en (30).

$$G_{vi}(s) = \frac{v_{DC}(s)}{i_d(s)} = d_d \frac{1}{C_{DC}s} \approx m \frac{1}{C_{DC}s} \quad (31)$$

Donde  $m$  es el índice de modulación que se puede calcular con base en la comparación de potencias en ambos extremos.

En el diagrama de bloques de la Figura 27, se observa que la referencia para el lazo de control presenta dos componentes. Una tensión fija que depende del nivel de tensión que se requiere en la salida y una componente variable que proviene del lazo de inercia, por lo que, para asegurar la estabilidad del sistema, el lazo de inercia debe presentar una dinámica más lenta.

#### 3.2.2.2 Controlador de inercia

Como se demostró en la sección anterior, el diseño tradicional de un PLL presenta un sobrepico de 7% en la estimación del RoCoF. Con el objetivo de reducir este

sobrepico, se propone la adición de un filtro pasabajos (LPF) como se muestra en la Figura 30.

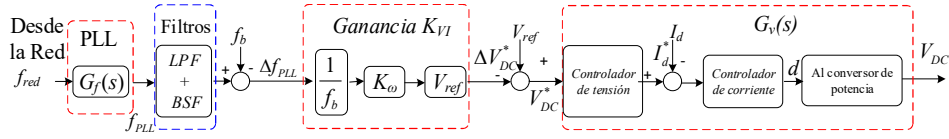


Figura 30. Diagrama de bloques del controlador de inercia propuesto.

El diagrama de la Figura 30 muestra también la presencia de un filtro rechazabanda (BSF). Este filtro adicional tiene el objetivo de eliminar perturbaciones con frecuencia fundamental presentes en la lectura de la frecuencia, las cuales son originadas durante el proceso de conversión analógico-digital por la existencia de diferencia en las tensiones de compensación (offset) utilizadas [57].

Para demostrar la efectividad de la adición de estos filtros, se han evaluado 3 escenarios diferentes. El primer escenario utiliza un ancho de banda de 10Hz sin filtro, es decir un sistema lento. El segundo escenario utiliza un ancho de banda de 60Hz sin filtro, es decir un sistema rápido. El tercer escenario utiliza un ancho de banda de 60Hz, pero adiciona el LPF, esto significa que la respuesta para la lectura de la fase será rápida mientras que la lectura de la frecuencia será lenta. La respuesta de los sistemas propuestos ante un RoCoF unitario son mostrados en la Figura 31.

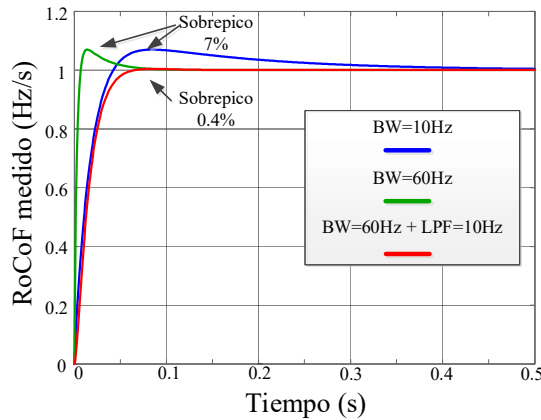


Figura 31. Estimación de RoCoF bajo diferentes escenarios de diseño del PLL.

Es importante notar que, sin importar el ancho de banda, si no se utiliza el filtro, la medición de RoCoF presenta un sobrepico de 7%. No obstante, al agregar el filtro,

el sobrepico se reduce al 0.4%. Este resultado puede ser demostrado aplicando el mismo procedimiento de la sección anterior sobre la expresión en (32) donde se ha tomado como base (25) y se le ha agregado el LFP con un ancho de banda de la sexta parte del lazo principal.

$$G_f(s) = \frac{f_{PLL}(s)}{f_{grid}(s)} = \frac{\omega_{bw}s + 0.1\omega_{bw}^2}{s^2 + \omega_{bw}s + 0.1\omega_{bw}^2} \left( \frac{\frac{\omega_{bw}}{6}}{s + \frac{\omega_{bw}}{6}} \right) \quad (32)$$

De esta manera es posible utilizar la expresión dada en (11) de forma exacta ya que el RoCoF máximo estimado es prácticamente igual al RoCoF real. Asimismo, este filtro permite limitar la respuesta del convertidor ante perturbaciones mucho más rápidas que, aunque no sean frecuentes, podrían presentarse

### 3.2.2.3 Controlador de corriente de batería

El circuito equivalente para el control de corriente de la batería ( $I_o$ ) es mostrado en la Figura 32(a), la cual muestra que el convertidor DABSR es modelado como una fuente de corriente  $\langle i_{ohf} \rangle$ .

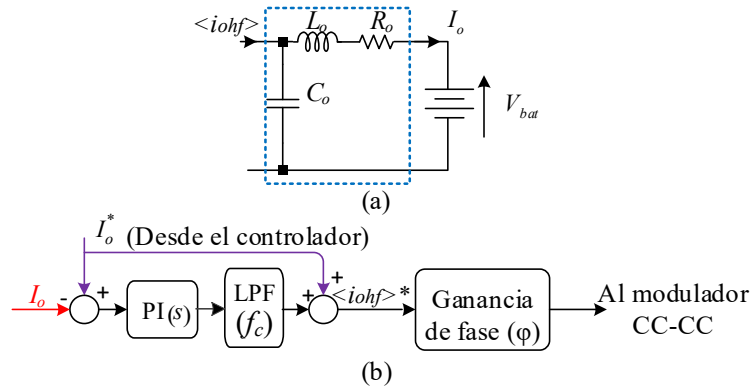


Figure 32. Controlador de corriente de batería: (a) Circuito equivalente, (b) Controlador PI en cascada con un LPF.

Esta fuente de corriente depende de los niveles de tensión que se utilicen en los extremos, asimismo depende de la frecuencia de conmutación y de la frecuencia de resonancia del inductor y condensador. Todos estos parámetros fijos generan una ganancia de transformación que permite regular el flujo de corriente utilizando el desfase entre las modulaciones de los puentes. En (33) se muestra la expresión para el cálculo de la corriente.

$$\langle i_{ohf} \rangle = \frac{8nV_{DC}}{\pi^2 Z \left( F - \frac{1}{F} \right)} \sin(\phi) ; Z = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} ; F = \frac{\omega_s}{\omega_r} ; \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (33)$$

Donde  $V_{DC}$  es la tensión del bus CC y  $n$  es la relación de tensiones entre la entrada y la salida.  $\omega_r$  es la frecuencia de resonancia y  $\omega_s$  es la frecuencia de conmutación. El factor  $F$  permite regular si la reactancia serie equivalente presenta un efecto inductivo o capacitivo. Esto es muy importante para lograr una alta eficiencia ya que se busca alcanzar la condición de funcionamiento llamada conmutación a voltaje cero (ZVS) [50].

De acuerdo con la Figura 32 (a), el modelo simplificado de la función de transferencia es dado por (34).

$$G_{io} = \frac{I_o(s)}{(i_{ohf})(s)} = \frac{\omega_{LC}^2}{s^2 + \frac{R_o}{L_o}s + \omega_{LC}^2} \quad ; \quad \omega_{LC} = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o}} \quad (34)$$

Donde  $L_o$  y  $C_o$  son el inductor y capacitor usados como filtro de conexión a la batería, mientras que  $R_o$  es la resistencia interna del inductor. Se observa que  $G_{io}$  es un sistema de segundo orden con un factor de amortiguamiento bastante pequeño y un gran pico de resonancia en la frecuencia  $\omega_{LC}$ . Entonces, el control de corriente propuesto se basa en un controlador Proporcional integral (PI) en cascada con un filtro pasabajas de primer orden como es mostrado en la Figura 32 (b). El filtro es ajustado a una frecuencia de corte  $\omega_c$  que debe ser, al menos, 100 veces menor para asegurar una adecuada atenuación del pico de resonancia. Con estas consideraciones, el controlador en lazo abierto puede ser aproximado como se muestra en (35).

$$G_{iOL} = PI(s)LPF(s)G_{io}(s) = k_p \left( \frac{s + \frac{1}{T_i}}{s} \right) \frac{\omega_c}{(s + \omega_c)} \quad (35)$$

Se procede a diseñar el controlador bajo un criterio de cancelación zero-polo, por lo que la constante de tiempo  $T_i$  se selecciona como la inversa de la frecuencia de corte  $\omega_c$ . De esta manera, el controlador en lazo cerrado queda expresado en (36).

$$G_{iCL} = \frac{G_{iOL}}{1 + G_{iOL}} = \frac{k_p \omega_c}{(s + k_p \omega_c)} \quad (36)$$

Con este procedimiento se consigue que la corriente se comporte como un sistema de primer orden, lo que asegura una transición lenta hasta alcanzar la referencia sin sobrepicos. Finalmente, en la Figura 32(b) se observa que se ha añadido una señal feedforward, la cual tiene como objetivo acelerarla etapa transitoria.

---

### 3.2.3 Controladores de respuesta lenta

#### 3.2.3.1 Controladores de potencia activa y reactiva

El flujo de potencia hacia la red puede ser calculado de múltiples formas. En la estrategia propuesta se utilizan constantemente las componentes  $dq$  de la tensión y corriente, por lo que la potencia es calculada usando este marco de referencia. Las ecuaciones son mostradas en (37) y (38).

$$p = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (37)$$

$$q = \frac{3}{2}(v_d i_q - v_q i_d) \quad (38)$$

Dado que el lazo de seguimiento de fase por parte del PLL presenta una dinámica rápida, la componente directa  $V_d$  puede ser asumida como una constante con el valor de la amplitud de la red ( $V_m$ ). Asimismo, la componente en cuadratura  $V_q$  puede ser considerada cero [58]. Reemplazando en (37) y (38), las funciones de transferencia resultantes de los lazos de potencia son mostradas en (39) y (43).

$$\frac{p}{i_d} = \frac{3}{2} V_m \quad (39)$$

$$\frac{q}{i_q} = \frac{3}{2} V_m \quad (40)$$

Dado que las funciones de transferencia de potencia activa y reactiva son constantes, un controlador puramente integral es propuesto en (41) para asegurar que la función de transferencia en lazo cerrado  $G_{pqcl}$ , mostrada en (42), presente comportamiento equivalente al de un sistema de primer orden.

$$G_{pq}(s) = \frac{3}{2} V_m \left( \frac{K_p}{s} \right) \quad (41)$$

$$G_{pqcl}(s) = \frac{G_{pq}(s)}{1 + G_{pq}(s)} = \frac{1.5 V_m K_p}{s + 1.5 V_m K_p} \quad (42)$$

De acuerdo con (42), los lazos de potencia presentan un ancho de banda igual a  $1.5 V_m K_p$ , lo que permite un fácil diseño.

#### 3.2.3.2 Controlador droop

Con el objetivo de compensar variaciones de amplitud y frecuencia se propone la integración de un controlador droop para que se puedan modificar las referencias de potencia.



Para el diseño de estos controladores se debe considerar el rango de variabilidad aceptable para cada una de las especificaciones de la red. Asimismo, se debe considerar el máximo sobredimensionamiento que puede tener un convertor. Con estos rangos establecidos, se definen las nuevas referencias de las potencias como se muestra en (40) y (44).

$$P^* = P_{ref} + K_{dP} \Delta f_{PLL} \quad (43)$$

$$Q^* = Q_{ref} + K_{dQ} (V_d^* - v_d) \quad (44)$$

### 3.3 Dimensionamiento de componentes y ganancias de los controladores

Con el objetivo de validar la estrategia propuesta, se requieren especificaciones técnicas sobre las cuales poder basar el diseño de los controladores. Para esto se propone un convertor con las especificaciones mostradas en la Tabla I.

**Tabla I.** Parámetros del prototipo de 2.5kW.

Parámetro	Variable	Valor
Potencia nominal	$P_o \pm \Delta P_{max}$	2.5 kW $\pm$ 500W
Frecuencia de red	$f_o \pm \Delta f$	60 Hz $\pm$ 0.2 Hz
Tensión de bus CC	$V_{DC} \pm \Delta V_{DC}$	425 V $\pm$ 25V
Tensión de red	$V_m \pm \Delta V$	179 $\pm$ 17 Vp fase-neutro
Tensión de batería	$V_b$	400 V
Freq. de conmutación CC-CC	$f_{SCC}$	100 kHz
Freq. de conmutación CC-CA	$f_{SCA}$	24 kHz
Filtro LCL	$L_1, L_2, C_f, R_d$	900 $\mu$ H, 250 $\mu$ H, 15 $\mu$ F, 2 $\Omega$
Tanque resonante	$C_r, L_r$	10.2 nF, 300 $\mu$ H
Relación de transformación	$n_t$	1.0625
Filtro de batería	$L_o, C_o, R_o$	300 $\mu$ H, 16 $\mu$ F, 0.2 $\Omega$

#### 3.3.1 Dimensionamiento de capacitor en el bus CC

Como se ha calculado en secciones anteriores, la potencia que es capaz de gestionar el convertor al implementar inercia, depende de la capacidad de sobrecarga con la que fue diseñado. Eso significa que esta potencia es limitada y dado que, la potencia proviene del capacitor, es necesario dimensionar este componente para evitar fallas por sobrecarga.

La potencia que gestiona el conversor ( $\Delta P_{DC}$ ) está dada por (11), entonces, esta potencia no debe superar la máxima potencia de sobrecarga permitida ( $\Delta P_{max}$ ). A partir de esta consideración se obtiene la expresión mostrada en (45).

$$\Delta P(s) \approx \frac{2H_C P_o K_\omega}{f_b} RoCoF_{max} \leq \Delta P_{max} \quad (45)$$

De (8) - (12) y (45), se obtiene la expresión (46) para calcular el máximo valor de capacitancia que se puede utilizar en el bus.

$$C_{DC} \leq \frac{f_b \Delta P_{max}}{K_\omega V_{ref}^2 RoCoF_{max}} \quad (46)$$

Entonces el procedimiento de diseño es el siguiente:

- Definir los parámetros de funcionamiento ( $\Delta P_{max}$ ,  $f_b$ ,  $\Delta f_{max}$ ,  $V_{ref}$ ,  $\Delta V_{max}$  y  $RoCoF_{max}$ ).
- Calcular la ganancia de inercia normalizada  $K_\omega$ , de acuerdo con (12).
- Reemplazar los valores en (46) para determinar el valor del condensador.
- Reemplazar los valores en (9) para determinar la constante de inercia (HDC) asociada al conversor.

Considerando las especificaciones de la Tabla I, el valor de la ganancia  $K_\omega$  es el mostrado en (47).

$$K_\omega = \frac{25V}{0.2Hz} \frac{60Hz}{425V} = 17.65 \quad (47)$$

Tomando en cuenta que el límite permitido de RoCoF es 3hz/s, y este sistema busca que este umbral no se supere, se realiza el diseño considerando que puede presentarse un  $RoCoF_{max}=3.2Hz/s$ . Estos valores se reemplazan en (46) y se obtiene que la máxima capacitancia permitida es 2.94mF. Finalmente, se propone el uso de una capacitancia de 2.9mF para que la potencia gestionada se encuentre dentro de los límites permitidos. Finalmente, la constante de inercia alcanzada es  $H_{DC} = 1.85$ .

### 3.3.2 Dimensionamiento de ganancias de los controladores

De los parámetros de la Tabla I, se identifica la frecuencia fundamental, en este caso 60Hz, y se procede a seleccionar los anchos de banda adecuados para cada controlador basados en el análisis de la sección anterior. Estos anchos de banda son mostrados en la Tabla II.

**Tabla II.** Anchos de banda de los controladores.

Rápido		Medio		Lento	
Corriente AC	PLL	Inercia Virtual	Bus DC	Corriente DC	P & Q
800Hz	60Hz	10Hz	30Hz	5Hz	1Hz

Para el dimensionamiento de las ganancias de control se procede a analizar las funciones de transferencia en lazo abierto. En cada diseño se muestran los diagramas de bode inicial (línea de color rojo) y final (línea de color azul) para validar el ancho de banda propuesto.

### 3.3.2.1 Corriente de red

Dado que se propone compensar armónicos hasta de orden 9, se debe asegurar que la frecuencia de corte del controlador sea mucho más rápida que 540Hz, por lo que se propone una frecuencia de corte de 800Hz. En la sección anterior se indicó que cada ancho de banda de los controladores resonantes debe ser diferente ya que el corrimiento de frecuencia al discretizar crece con el aumento de la frecuencia discretizada, por lo que se propone que el ancho de banda sea equivalente al 1% de la frecuencia analizada.

Analizando primero la frecuencia base se tiene la función de transferencia mostrada en (29).

En [53] se muestra un procedimiento de diseño sencillo pero efectivo en el que la ganancia  $K_p$  se calcula al invertir la magnitud de la función de transferencia evaluada en la frecuencia de corte. Asimismo, se muestra que la ganancia integral o resonante base ( $K_{r_1}$ ) puede calcularse multiplicando  $K_p$  por la frecuencia de corte dividida por un factor 10. Ambas expresiones se muestran en (48).

$$K_p = \frac{1}{|G_{iv}(\omega_c)|}, K_{r_1} = K_p \frac{\omega_{bw}}{10} \quad (48)$$

Reemplazando los valores de la Tabla I, se obtienen las ganancias  $K_p = 5.31$ ,  $K_{r_1} = 2668.7$ . Para las ganancias resonantes, se considera el valor de la ganancia resonante base dividido entre el orden del armónico.

Para la validación del diseño propuesto, la Figura 36 muestra que se generan picos de ganancia en las frecuencias resonantes y la frecuencia de corte es la seleccionada.

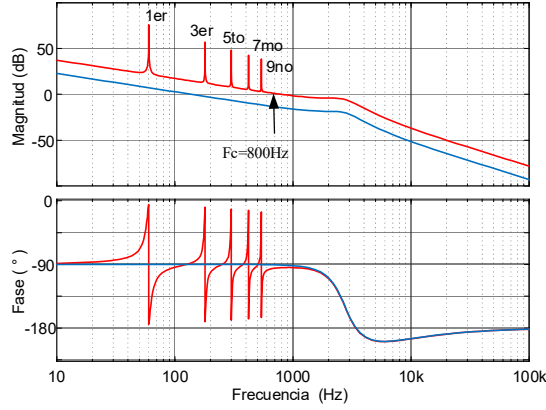


Figura 33. Diagrama de bode de la corriente de red sin y con el controlador resonante.

### 3.3.2.2 Tensión de bus CC

Como se mostró en la sección anterior, la función de transferencia que relaciona la componente directa de la red y la tensión del bus es una integral con una determinada ganancia que depende de la capacitancia y del índice de modulación, el cual depende a su vez de las tensiones de la red y del bus. En (49) se muestra como calcular este índice de modulación, para luego utilizar el procedimiento indicado en [53] para el dimensionamiento de las ganancias del controlador.

$$P_o = P_{DC} = \frac{3}{2} V_d I_d = v_c i_c \rightarrow \frac{v_c}{I_d} = \frac{3}{2} \frac{V_d}{V_{refSC}} \quad (49)$$

Reemplazando los valores y calculando la inversa de la magnitud para la frecuencia de corte indicada, se calcula la ganancia proporcional  $K_{pv} = 0.8652$ ,  $K_{iv} = 16.308$ . Para la validación del diseño propuesto, la Figura 34 muestra que la frecuencia de corte es la seleccionada.

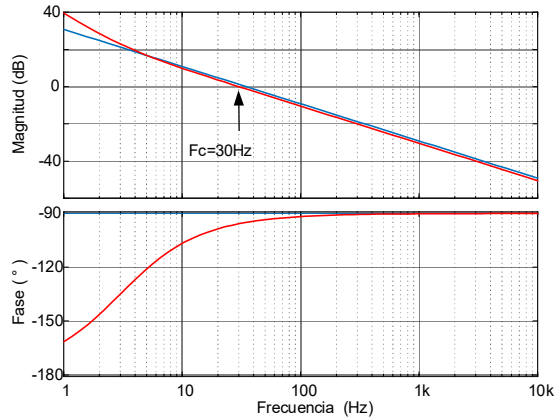


Figura 34. Diagrama de bode del lazo de tensión de Bus sin y con el controlador PI.

### 3.3.2.3 PLL e inercia

Análogo al caso de la tensión del bus, la función de transferencia del PLL es una integral donde la ganancia es la frecuencia angular base como se muestra en (50).

$$G_{PLL} = \frac{\omega_o}{s} \quad (50)$$

Por lo que, al reemplazar el valor de la frecuencia de corte, que en este caso es la misma frecuencia base, e invertir la magnitud se obtiene la ganancia proporcional  $K_{ppl}=1$ ,  $K_{ipl}=37.7$ .

Para la validación del diseño propuesto, en la Figura 35 se muestra que la frecuencia de corte es la seleccionada.

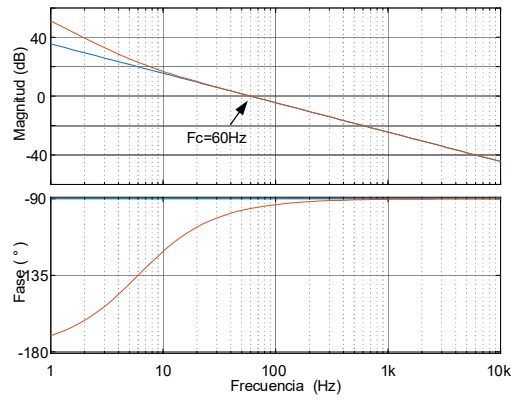


Figura 35. Diagrama de bode del PLL sin y con el controlador PI.

De este mismo lazo se extrae la frecuencia, pero se adiciona el filtro pasabajos, que se diseña para tener 10Hz de frecuencia de corte. Como se muestra en (51).

$$G_{LPF} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} = \frac{62.83}{s + 62.83} \quad (51)$$

### 3.3.2.4 Corriente de la batería

La función de transferencia del lazo de corriente sin controlador se comporta como una función lineal con solo una determinada ganancia. Por lo que se propone un controlador PI en cascada con un filtro de 5Hz que permita alcanzar el ancho de banda requerido. El diseño del controlador se ha realizado utilizando el criterio de cancelación zero-polo como se muestra en (52).

$$G_{PI} = \frac{(K_{Pbc}s + K_{Ibc})}{s} = \frac{s + 31.416}{s} \quad (52)$$

Obteniéndose los valores de  $K_{pbc}=1$ ,  $K_{ibc}= 31.416$  para las ganancias proporcional e integral respectivamente.

Para la validación del diseño propuesto, en la Figura 36 se muestra que la frecuencia de corte es la seleccionada.

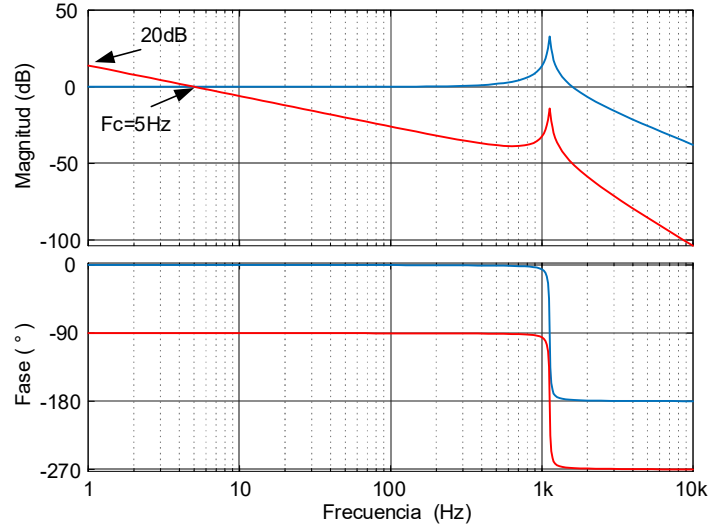


Figure 36. Diagrama de bode de la corriente de batería sin y con el controlador PI.

### 3.3.2.5 Droop

Para el cálculo de estas ganancias se debe considerar la sobrecarga tolerada, en este caso de un 20%. Dado que esta tolerancia se debe principalmente a la amplitud de corriente máxima que pueden soportar los componentes, la sobrecarga puede considerarse 500VA. Teniendo en cuenta un soporte equitativo entre potencia activa y reactiva de forma permanente se procede a calcular el valor de la potencia de soporte como es mostrado en (53).

$$(\Delta P_{ref} + 2500)^2 + \Delta Q_{ref}^2 \leq 3000^2 \rightarrow \Delta P_{ref} = \Delta Q_{ref} = 400 \quad (53)$$

Para efectos prácticos, dando un pequeño margen para la gestión de potencia por parte de la inercia, se proponen  $\Delta P_{ref} = \Delta Q_{ref} = 400$ . Se reemplazan estos valores y las variaciones permitidas en la Tabla I en (43) y (44), obteniéndose los valores mostrados en (54) and (55).

$$K_{dP} = \frac{\Delta P_{ref}}{\Delta f_{PLL}} = 2000 \quad (54)$$

$$K_{dQ} = \frac{\Delta Q_{ref}}{\Delta V_d} = 23.53 \quad (55)$$

### 3.3.2.6 Potencia activa y reactiva

Dado que la función de transferencia de estas potencias es igual a una constante, se propone un controlador de tipo integral que permita asegurar un ancho de banda de 1Hz como se muestra en (56).

$$\frac{KG_{PQ}}{s} = \frac{K*1.5V_d}{s} = \frac{2\pi}{s} \quad (56)$$

Al resolver se obtiene que la ganancia requerida en los lazos de potencia activa y reactiva es  $K=0.00234$ .

### 3.3.3 Estimación de la respuesta transitoria al implementar inercia virtual

En la sección anterior se ha mostrado el procedimiento de diseño y se han calculado todas las ganancias de los controladores. Estos son mostrados en la Tabla III.

**Tabla III.** Ganancia de los controladores propuestos.

Controlador	Ganancias
Corriente AC	$K_{pc}=5.31$ , $K_{ic}=2668.7$ , $K_{r3}=889$ , $K_{r5}=533$ , $K_{r7}=381$ , $K_{r9}=296$ ,
Corriente DC	$K_{pbc}=1$ , $K_{ibc}=31.416$
PLL	$K_{ppll}=1$ , $K_{ipll}=37.7$
Tensión de Bus	$K_{pv}=0.8652$ , $K_{iv}=16.308$
Inercia	$K_{VI}=125$
Droop	$K_{dP}=2000$ , $K_{dQ}=23.53$
P-Q	$K_p=0.0234$

Con estos diseños es posible estimar la respuesta transitoria de la potencia ante diferentes tipos de entradas. Mediante el software MatLab, se ha modelado el comportamiento ante diferentes escenarios, entre los que se encuentran entradas de tipo rampa y una entrada de tipo escalón, para mostrar que aun siendo un caso hipotético el controlador propuesto limita la potencia máxima que el convertidor puede gestionar.

En todos los casos se muestra la referencia de la perturbación en color negro y líneas entre cortadas, mientras que la frecuencia medida se muestra en color rojo y línea sólida. Por último, la potencia gestionada se muestra en color azul y línea sólida.

Para el primer caso se considera una variación de frecuencia con un RoCoF de -2Hz/s.

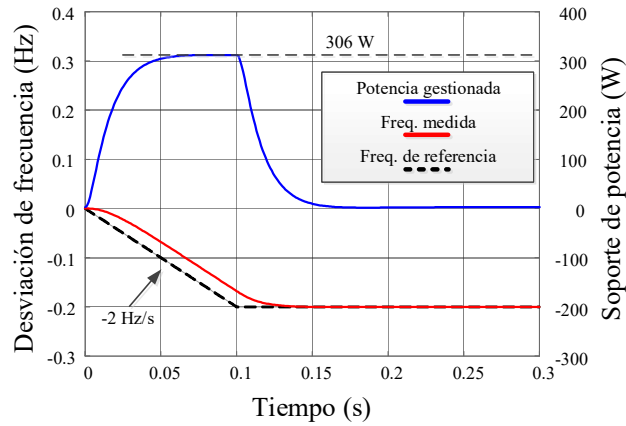


Figura 37. Estimación de respuesta ante un evento de frecuencia con RoCoF=-2Hz/s.

La Figura 37 muestra que, aunque la referencia de frecuencia presenta un RoCoF constante, la potencia gestionada se incrementa lentamente con efecto de filtro hasta alcanzar el valor esperado.

Para el segundo caso se considera una variación de frecuencia con un RoCoF de -3Hz/s.

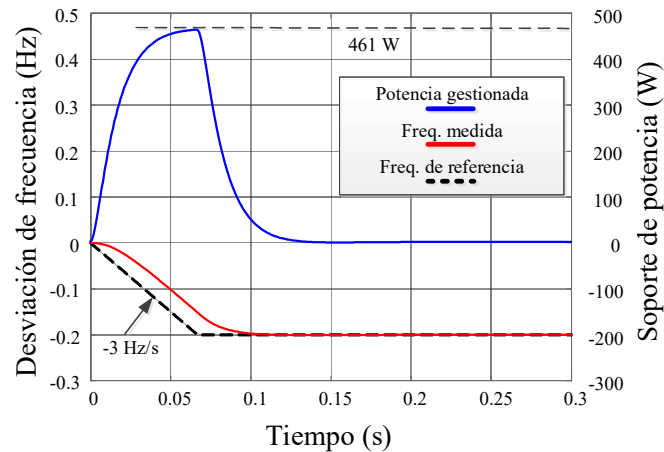


Figura 38. Estimación de respuesta ante un evento de frecuencia con RoCoF=-3Hz/s.

La Figura 38 muestra que cuando el RoCoF se incrementa en valor absoluto, el efecto del filtro es cada vez mayor. Por este motivo el valor esperado de potencia



solo es alcanzado durante un breve periodo a comparación del caso anterior donde casi la mitad del tiempo se gestionaba el máximo de potencia.

Para el tercer y último caso se considera una variación de frecuencia de tipo escalón con una variación de 0.2Hz.

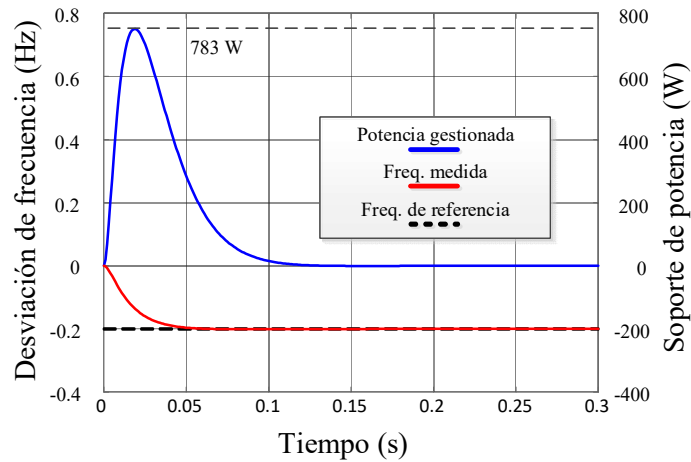


Figura 39. Estimación de respuesta ante un evento de frecuencia de tipo escalón de 0.2Hz.

La Figura 39 muestra que, aunque un escalón presenta un RoCoF teóricamente infinito, por el efecto del filtro este es limitado a aproximadamente 5Hz/s, alcanzándose de igual forma el valor máximo de potencia solo por un breve instante.

### 3.4 Resultados de simulación

El sistema propuesto ha sido simulado en el software PSIM para validar los controladores y verificar que los resultados sean equivalentes a los modelados.

Para mayor precisión, se han considerado bloques de hardware asociados a un DSP, lo que permite que se consideren velocidades de muestreo y retardos en las conmutaciones.

Para el desarrollo de las pruebas se han considerado diversos escenarios que permiten validar funcionalidades específicas.

La primera prueba permite validar la forma de onda de la corriente y con esto la efectividad de la compensación de armónicos.

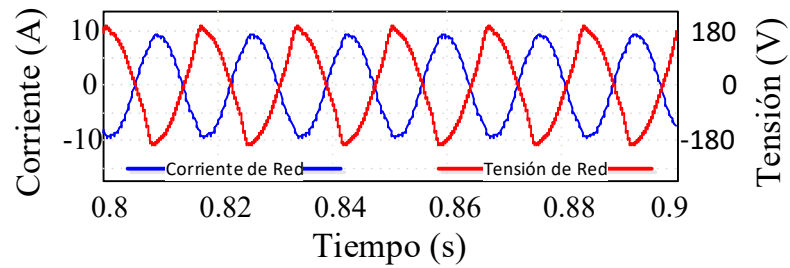


Figura 40. Formas de onda de la tensión y corriente al activarse la compensación de armónicos.

La Figura 40 muestra que la tensión presenta una forma de onda distorsionada por la presencia de armónicos hasta de orden 9, en este caso un THD=3%, no obstante, la corriente que se extrae de la red presenta una forma puramente sinusoidal con un THD de 0.05%, lo que permite verificar que el control de corriente de red elimina las componentes armónicas de la corriente de red casi en su totalidad si no existen armónicos de orden superior.

Las siguientes pruebas corresponden a las estimaciones de la sección anterior, es decir que se simula el comportamiento del sistema ante perturbaciones de frecuencia con RoCoF de -2Hz/s y -3Hz por segundo, así como un escalón de -0.2Hz.

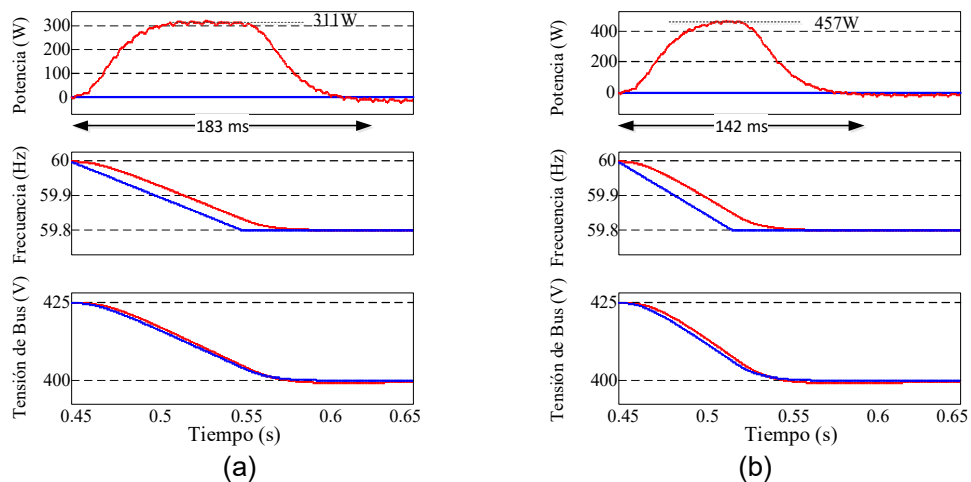


Figure 41. Formas de onda considerando eventos de frecuencia con RoCoF de (a) -2 Hz/s, (b) -3Hz/s, solo etapa DC-AC.

La Figura 41 muestra los resultados obtenidos en los casos de perturbación tipo rampa y se verifica que los resultados obtenidos en la simulación se corresponden con los estimados.

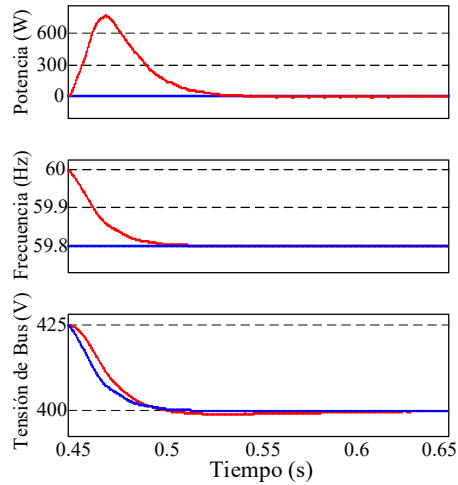


Figure 42. Formas de onda considerando eventos de frecuencia de tipo escalón de -0.2Hz, solo etapa DC-AC.

La Figura 42 muestra que, ante un escalón, el comportamiento de la frecuencia presenta un pico de potencia elevado, el cual supera el límite de sobrecarga, no obstante, es importante resaltar que este resultado se encuentra limitado por el efecto del filtro y que representa el peor escenario posible, por lo que ante perturbaciones reales la gestión de potencia se mantendrá dentro de las tolerancias de diseño.

Estos resultados se corresponden con los estimados en la sección anterior, no obstante, en ellos no se consideran los efectos de la etapa CC-CC, por lo que es necesario realizar las mismas pruebas, pero con las 2 etapas en funcionamiento primero a una potencia de referencia 0W y luego a una potencia intermedia de 1.2kW.

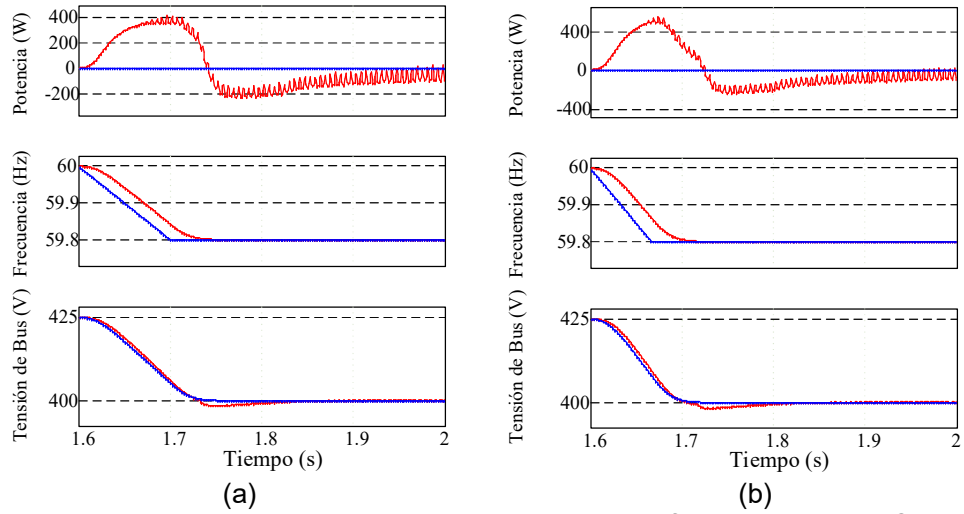


Figure 43. Formas de onda considerando eventos de frecuencia con RoCoF de (a) -2 Hz/s, (b) -3Hz/s, con referencia de potencia de 0W.

La Figura 43 muestra que al encender el control de la etapa CC-CC se genera un sobrepico en el retorno de la potencia a su valor de referencia. Esto se debe a que el lazo de control del bus CC es mucho más rápido que el lazo de corriente, por lo que, al generarse una variación en la tensión del Bus, la corriente tarde en estabilizarse.

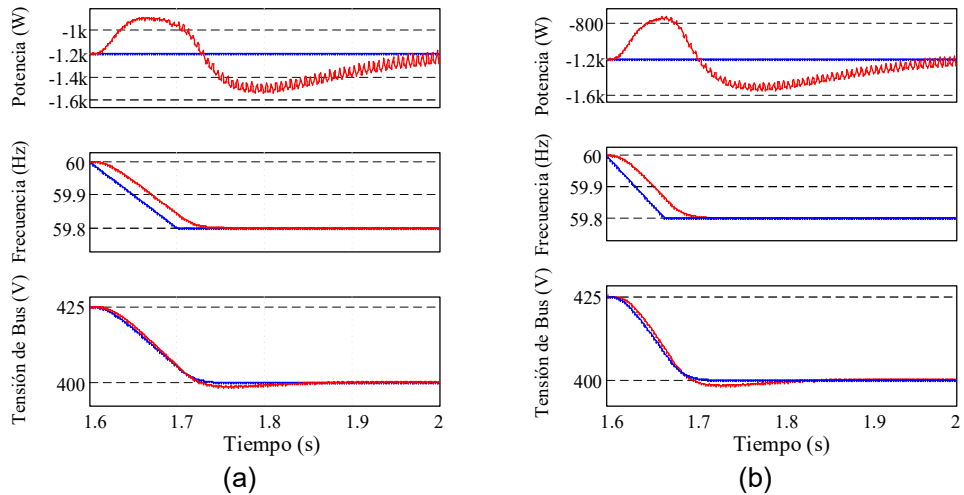


Figure 44. Formas de onda considerando eventos de frecuencia con RoCoF de (a) -2 Hz/s, (b) -3Hz/s, con referencia de potencia de 1200W.

La Figura 44 muestra que, aunque la potencia de referencia ha cambiado, la potencia presenta el sobrepico al retorno. Esto demuestra que este

---

comportamiento no depende de la potencia de referencia ni del evento de frecuencia, sino solo de la variación de la tensión del Bus.

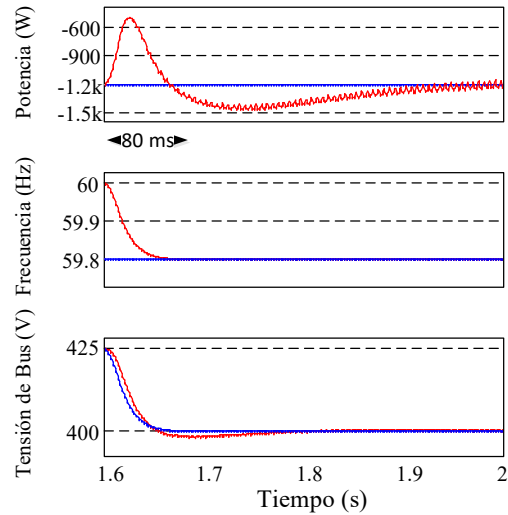


Figure 45. Formas de onda considerando un evento de frecuencia de tipo escalón de -0.2Hz, con referencia de potencia de 1200W.

La Figura 45 muestra que, aunque el evento sea un escalón se sigue manteniendo el sobrepico de potencia al retorno.

### 3.5 Resultados de pruebas experimentales

Para validar la respuesta de un sistema real ante la estrategia de control propuesta, se ha implementado un conversor siguiendo las especificaciones dadas en la Tabla I y utilizando los controladores de la Tabla III.

El convertidor CA-CC trifásico desarrollado, es un conversor de 2 etapas con aislamiento galvánico como el explicado en la Figura 11.

El prototipo desarrollado es mostrado en la Figura 46 señalando cada uno de sus módulos.

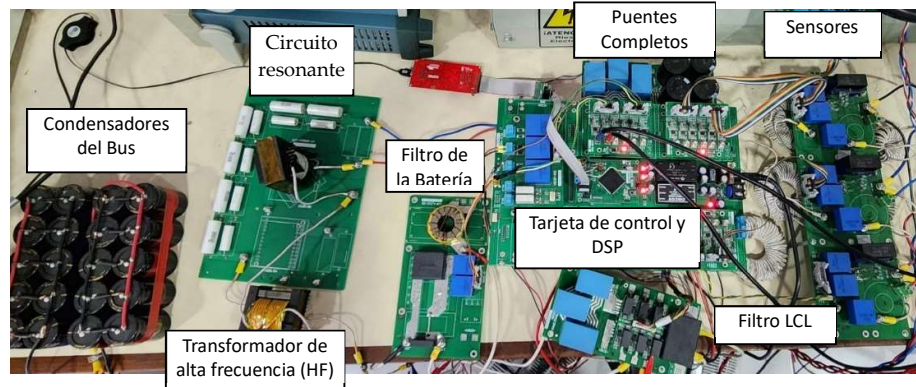


Figura 46. Módulos del prototipo desarrollado.

En este trabajo se ha utilizado una fuente alterna trifásica unidireccional Chroma 61700 para emular la red ya que permite generar variaciones de amplitud y de frecuencia de manera controlada. Mientras que por el otro extremo se ha utilizado una fuente continua bidireccional Keysight RP7900 para emular el comportamiento de la batería. Por último, el controlador utilizado es el TMS320F28379D DSP debido a la gran cantidad de entradas y salidas que se requieren tanto a nivel analógico como digital. La Figura 47 muestra el esquema de conexiones.



Figura 47. Esquema de conexiones entre las fuentes y prototipo desarrollado.

Las pruebas experimentales han sido desarrolladas de manera que todas las funcionalidades sean visibles por etapas. La secuencia de pruebas es la siguiente:

- Funcionamiento en estado estable (Compensación de armónicos)
- Flujo bidireccional de potencia activa y reactiva con referencias fijas.
- Respuesta primaria ante un evento de frecuencia
- Respuesta completa ante un evento de frecuencia
- Respuesta ante un evento de amplitud

### 3.5.1 Funcionamiento en estado estable

Para esta primera prueba, se ha utilizado la red del ambiente de laboratorio, la cual presenta distorsión al estar conectada a múltiples fuentes de generación solar y cargas no lineales. La Figura 48 muestra el análisis espectral de la tensión de red, la cual presenta un THD=3.19% con presencia de armónicos hasta de orden 13, no obstante, la principal componente armónica es de orden 5.

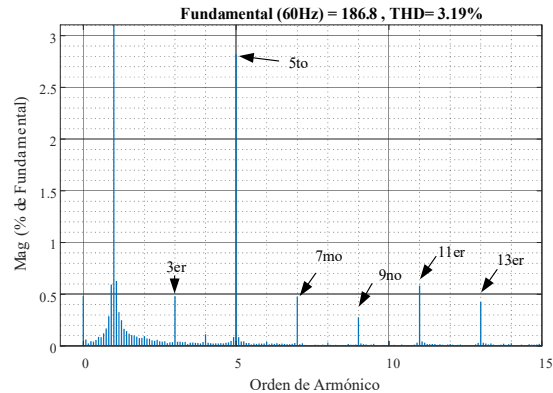


Figura 48. Análisis espectral de la tensión de red.

La prueba ha sido realizada considerando una potencia de 1.6kW (64% de la potencia nominal) con una corriente de 4.2Arms.

La Figura 49 muestra las formas de onda de la tensión de red en color azul, la corriente de red en color celeste y la tensión del bus de color verde. Se observa que la tensión del bus se mantiene estable, mientras que la tensión y corriente de red presentan una forma sinusoidal.

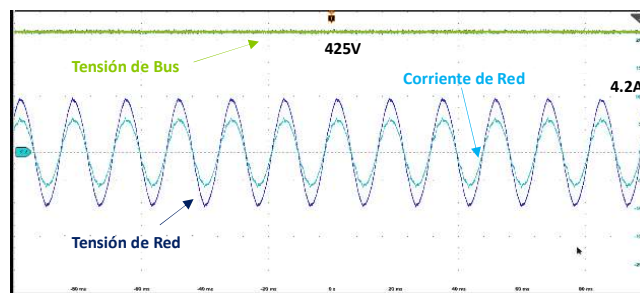


Figure 49. Compensación de armónicos a una potencia de 1.6kW.

El análisis espectral de la corriente de red es mostrado en la Figura 50. En la cual se observa que las componentes armónicas hasta el orden 9 han sido reducidas considerablemente hasta alcanzar un THD=1.46%. Cabe mencionar que, en caso de presentarse componentes armónicas de mayor orden, estas no serían atenuadas por el controlador.

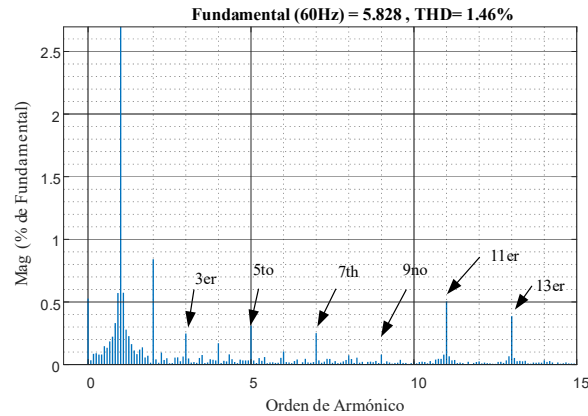


Figura 50. Espectro de frecuencia de la corriente de red tras la compensación de armónicos.

### 3.5.2 Flujo bidireccional de potencia activa y reactiva con referencias fijas

Para esta segunda prueba, se inicializa el sistema extrayendo 100W de la red. Esta potencia de referencia es necesaria para asegurar un pequeño flujo de potencia desde la fuente alterna. En este caso, el sistema está conectado a la red real, por lo que no sería necesario utilizar esta referencia inicial, pero para efectos prácticos no altera el objetivo de la prueba.

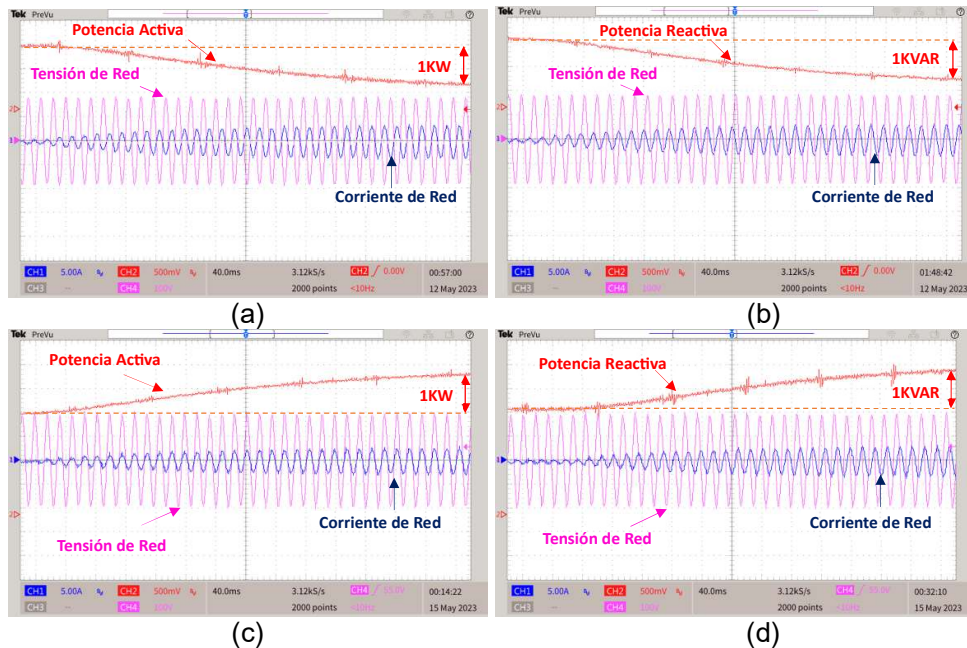


Figura 51. Control de potencia (a) activa desde la red, (b) reactiva desde la red, (c) activa hacia la red, (d) reactiva hacia la red.



Para la prueba se hacen cambios de referencia en los 4 ejes. La Figura 51(a) muestra la tensión y corriente de red, así como la potencia cuando se realiza un cambio en la referencia de potencia activa que se extrae de la red.

La Figura 51(b) muestra las formas de onda cuando se extrae potencia reactiva de la red. Asimismo, la Figura 51(c) muestra la respuesta del sistema cuando se inyecta potencia activa a la red, y, por último, la Figura 51(d) muestra la respuesta cuando se inyecta potencia reactiva a la red. En las 4 figuras anteriores se indica la tensión en color rosado, la corriente en color azul, y la potencia activa o reactiva según sea el caso, en color rojo.

Con el objetivo de mostrar el efecto que estos cambios de referencia tienen en la corriente de la batería.

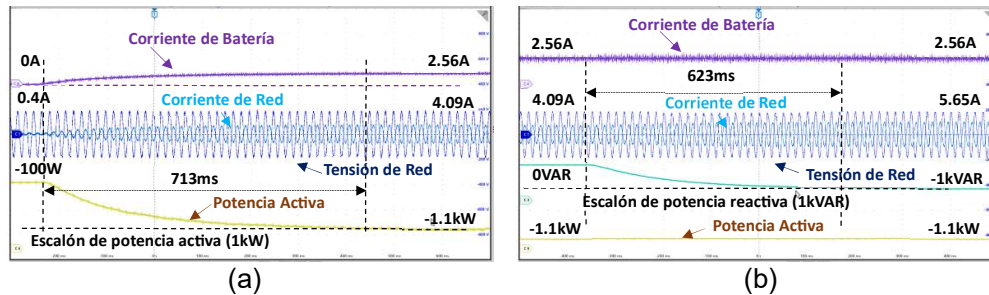


Figura 52. Respuesta del Sistema ante cambios en la referencia de (a) potencia activa, (b) potencia reactiva.

La Figura 52(a) muestra el cambio en la corriente al cambiar la referencia de potencia activa de -100W a -1.1kW. mientras que en la Figura 52(b), se muestra que el cambio de referencia reactiva de 0 a -1kVAR no tiene ningún efecto sobre la corriente de batería, pero si sobre la corriente que se extrae de la red.

### 3.5.3 Respuesta primaria ante un evento de frecuencia

Para esta segunda prueba, se inicializa el sistema extrayendo 1100W de la red. Esta potencia de referencia se encuentra cerca al punto medio de la potencia nominal y permite asegurar que ante variaciones grandes de potencia no se supere la potencia máxima tolerada ni tampoco se genere flujo inverso.

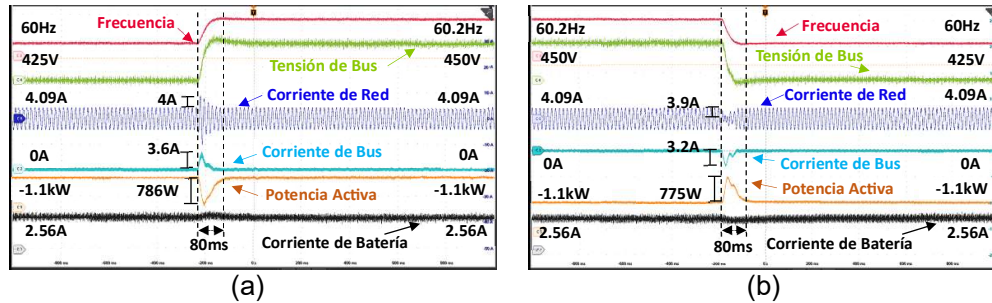


Figure 53. Formas de onda ante un escalón de (a) 0.2Hz, (b) -0.2Hz.

En la Figura 53(a) se muestra la respuesta del sistema ante una variación de frecuencia de 0.2Hz de tipo escalón. Como se demostró en las secciones anteriores, el control ofrece un efecto de filtro al disminuir el RoCoF, teóricamente infinito de un escalón, a un valor de 5.1Hz/s. Aun así, esta potencia es mucho mayor a la potencia extra que puede gestionar el conversor, por este motivo es que las condiciones de prueba no se realizan a la potencia nominal, sino a una potencia menor.

En la Figura 53(b) se muestra la respuesta del sistema ante una caída de frecuencia de -0.2Hz de tipo escalón. En ambos casos la frecuencia se muestra en color rojo, la tensión del bus se muestra de color verde, la corriente de red de color azul, la corriente del capacitor de color celeste, la potencia activa en color naranja y la corriente de la batería en color negro.

Estos resultados muestran picos en la corriente del bus que se utilizan para variar la tensión del mismo y de esa manera ofrecer un soporte de potencia activa sin afectar la carga de la batería. Asimismo, se muestra que el soporte primario se da en un tiempo 80ms como se validó en simulación.

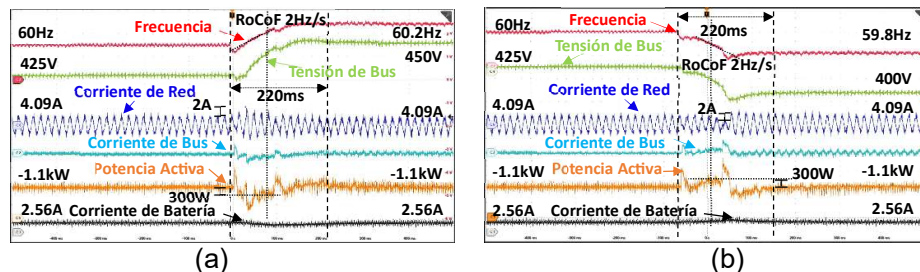


Figure 54. Waveforms for frequency variation of 0.2Hz with variable RoCoF.

En la Figura 54(a) se muestra la respuesta del sistema ante un evento de frecuencia que alcanza un valor final de 0.2Hz, pero que en el proceso presenta diferentes RoCoFs y esto se ve reflejado en la gestión de potencia que realiza el conversor. De igual forma la Figura 54(b) muestra un evento de frecuencia de

similares características pero que se estabiliza en -0.2Hz. Es importante resaltar que toda la energía extra durante estas perturbaciones variables es gestionada por los condensadores del bus CC, por ello las formas de onda de la corriente del bus y de la potencia activa concuerdan mientras que la corriente de la batería presenta variaciones mínimas.

### 3.5.4 Respuesta completa ante un evento de frecuencia

Se inicializa el sistema extrayendo 1100W de la red y se genera un evento de frecuencia de tipo escalón de 0.2Hz. La Figura 56(a) muestra las curvas de frecuencia en rojo, tensión del bus en verde, corriente de red en azul, corriente del bus en celeste, potencia activa en naranja y corriente de la batería en negro.

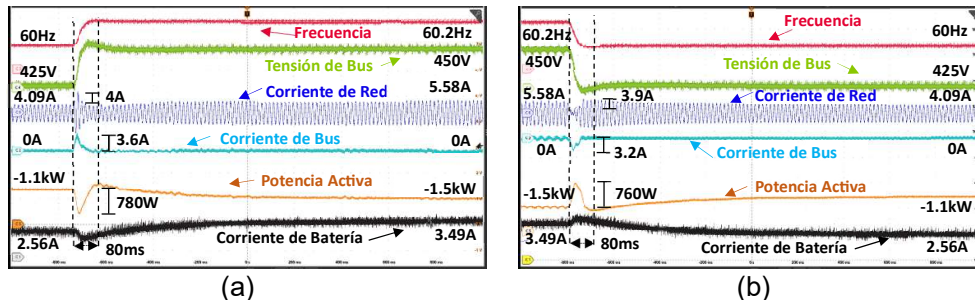


Figure 55. Respuesta del Sistema ante un evento de frecuencia de (a) 0.2Hz, (b) -0.2Hz, mientras la batería carga a 1.1kW.

Se observa que ante este incremento de frecuencia se genera un pico de potencia de 780W que es extraído de la red. Se observa un sobrepico en la corriente de los condensadores del bus que es utilizada para aumentar su tensión, lo que demuestra que la inercia es gestionada por esta fuente de almacenamiento. Mientras que la corriente de la batería se mantiene con variaciones mínimas. No obstante, al mantenerse esta variación de frecuencia, el soporte secundario entra en acción haciendo que el conversor cambie su referencia de potencia en 400W como se mostró en el diseño.

De forma análoga la Figura 55(b) muestra la respuesta del sistema ante un evento de tipo escalón de -0.2Hz con las mismas formas de onda y colores indicados en la figura anterior.

### 3.5.5 Respuesta ante un evento de amplitud

Se inicializa el sistema extrayendo 1100W de la red y se genera un evento de amplitud en forma de rampa con una variación total de 17V en un tiempo de 100ms. La Figura 55(a) muestra las curvas de amplitud en rojo, tensión del bus en

verde, corriente de red en azul, corriente del bus en celeste, potencia reactiva en naranja y corriente de batería en negro, ante un aumento de tensión.

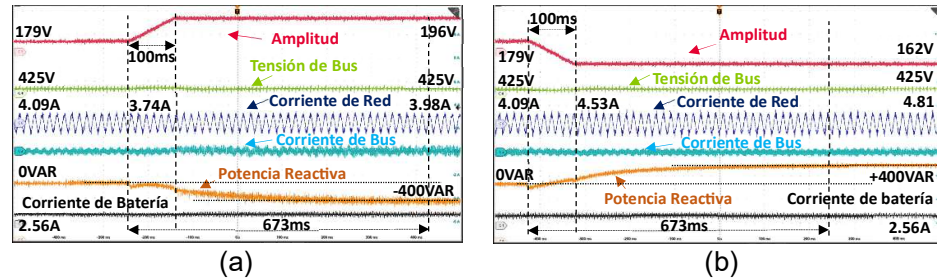


Figura 56. Respuesta del Sistema ante una variación en la amplitud de (a) 17V, (b) -17V, mientras la batería carga a 1100W.

Se observa que ante esta variación de amplitud el convertor extrae 400 VAR de la red de acuerdo al diseño realizado. Asimismo, se observa que el control de potencia activa hace que la corriente de red se disminuya para compensar el aumento de tensión y que esto no afecte el proceso de carga de la batería.

De forma análoga la Figura 56(b) muestra la respuesta del sistema ante un evento de caída de tensión en forma de rampa de 17V de amplitud con las mismas gráficas. En este caso se inyectan 400VAR a la red.

En ambos casos el tiempo de establecimiento de la potencia es de aproximadamente 700ms, lo cual es adecuado ya que se evitan los picos de corriente y el cambio se realiza de forma suave.

### 3.6 Discusión e interpretación de los Resultados

El cálculo de la distorsión armónica se realiza de forma porcentual, por lo que para mejorar el THD se debe reducir la cantidad de componentes armónicas o incrementar la componente fundamental. Dado que este sistema se integra a una red preexistente no puede afectar a las cargas que se encuentren conectadas, pero si puede asegurar que la corriente que extraiga sea puramente sinusoidal a la frecuencia fundamental. Asimismo, ha mostrado que es capaz de controlar el flujo de potencia activa de forma bidireccional

Un factor de potencia diferente de 1 indica la presencia de potencia reactiva. Comúnmente las cargas son de tipo inductivo (motores), por lo que se necesita conectar bancos de condensadores para tratar de balancear las reactancias, no obstante, las cargas pueden variar constantemente, por lo que para alcanzar la compensación reactiva se requiere que el sistema pueda gestionar de forma

---

exacta la potencia reactiva que se extrae o inyecta a la red. El sistema ha demostrado esta capacidad, así como mantener en fase la tensión y corriente en todas las otras pruebas, lo que significa que ha mantenido la potencia reactiva en 0VAR tal como se ha considerado en su referencia.

El soporte potencia activa ante variaciones de frecuencia consta de 2 partes. El soporte primario es una respuesta de acción rápida cuyo objetivo es reducir el desbalance y asegurar que el RoCoF y la frecuencia Nadir no salgan del rango de tolerancia. Por otro lado, el soporte secundario es una acción que debe variar de forma lenta ya que busca reducir el desbalance de forma permanente. Ambas funcionalidades han sido validadas en el sistema mediante la gestión del sistema de almacenamiento híbrido al ofrecer un flujo de potencia rápido desde los condensadores y un flujo que aumentaba gradualmente hasta estabilizarse proveniente de la batería.

El soporte de potencia reactiva ante variaciones de amplitud requiere de una acción gradual y permanente que gestione el flujo de potencia reactiva para disminuir la variación de amplitud. Esta funcionalidad ha sido validada en el sistema al ser capaz de inyectar o extraer potencia reactiva de forma permanente ante variaciones de amplitud.

### 3.7 Contrastación de la Hipótesis

Se ha validado que es posible implementar una técnica de control que gestione la energía de los capacitores electrolíticos del bus CC de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizados en los CBVEs, con el objetivo de suministrar inercia virtual a la red ante variaciones de frecuencia.

Se ha validado que es posible implementar una técnica de control que gestione la energía de la batería de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizado en los CBVEs, con el objetivo de suministrar soporte ante variaciones de frecuencia de largo término.

Se ha validado que es posible implementar una técnica de control que regule la componente principal y en cuadratura de la corriente de red de un conversor de dos etapas utilizados en los CBVEs, con el objetivo de suministrar compensación reactiva.

---

Se ha validado que es posible implementar una técnica de control que atenúe las componentes armónicas de la corriente de red de un conversor de dos etapas utilizados en los CBVEs, con el objetivo de suministrar compensación armónica.

---

## **CAPÍTULO IV. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

### **4.1 Conclusiones**

Este trabajo ha presentado una estrategia que permite controlar el funcionamiento de un CBVEs como un sistema de almacenamiento híbrido capaz de brindar soporte completo ante variaciones de frecuencia y de voltaje, mientras asegura bajos niveles de distorsión armónica y un alto factor de potencia. La estrategia de control ha sido implementada en un prototipo de 2.5kW de convertidor CA-CC utilizado para CBVEs.

En una primera etapa, se ha desarrollado y validado experimentalmente una estrategia de soporte de inercia “virtual”, controlando la carga/descarga de la energía almacenada en los capacitores del bus CC ante cambios de frecuencia. Además, se ha analizado el impacto del banco de condensadores del bus CC para implementar inercia virtual, asegurando que la potencia de soporte no supere los rangos de sobrecarga del conversor. Asimismo, se ha expuesto un procedimiento para el cálculo de la constante de inercia alcanzado por el conversor bajo la estrategia propuesta. Los resultados muestran una rápida respuesta dinámica ante cambios de frecuencia, lo que permitiría implementar sistemas de inercia “distribuida” haciendo uso de los CBVEs.

En una segunda etapa, se ha desarrollado y validado experimentalmente una estrategia de control que permite desacoplar el flujo de potencia ante eventos de frecuencia. La estrategia de control consiste en desacoplar la respuesta de potencia. La respuesta dinámica rápida, propia de la inercia virtual, es gestionada por el banco de capacitores del bus CC, lográndose el soporte primario. Por otro lado, la respuesta dinámica lenta, y de alta densidad energética, es gestionada por la batería del vehículo eléctrico de forma gradual y permanente para brindar soporte de largo término, lográndose el soporte secundario.

En una tercera etapa, se ha desarrollado y validado experimentalmente una estrategia que permite controlar la componente directa y en cuadratura de la corriente de red para gestionar el flujo de potencia reactiva. Asimismo, la estrategia de control desarrollada permite compensar las componentes armónicas de orden 3, 5, 7 y 9 para mejorar la forma de onda de la corriente de la red independientemente de la carga que se conecte y mejorar la calidad de energía en la red.

---

Con los resultados obtenidos, la estrategia de control desarrollada para CBVEs, es una de las estrategias de control más completas existentes en el estado de arte, dado que permite: el soporte de inercia virtual, el soporte de frecuencia a largo termino, el soporte de tensión por compensación de potencia reactiva y la compensación de armónicos para mejorar la calidad de energía en el punto de conexión de la red eléctrica.

#### 4.2 Trabajos Futuros

El trabajo desarrollado he permitido identificar una línea de investigación para los próximos años en los que se requiera de un conversor que brinde los mismos servicios especiales a la red, pero con la capacidad de funcionar también en modo aislado, por lo que se proponen los siguientes enfoques:

- Grid Forming: solo Baterías

Implementar una estructura de 2 etapas con aislamiento galvánico que sea capaz de regular los parámetros de la tensión con una estrategia VSM para implementar inercia virtual. Asimismo, añadir un lazo de corriente que permita controlar su desfase y forma de onda para implementar compensación reactiva y armónica.

En este estudio se propone que la etapa CC-CC controle la tensión del bus CC y se mantenga estable, mientras que la etapa CC-CA controle la tensión y corriente de salida. Asimismo, la potencia será gestionada por la etapa alterna y toda la potencia será provista por las baterías. De lograrse se tendría el aporte de haber implementado múltiples funcionalidades, como en el presente trabajo de investigación, con la ventaja del funcionamiento aislado, pero a cambio se estaría afectando la vida útil de la batería.

- Grid Forming: bus CC + Baterías

En el siguiente estudio se buscará desacoplar el control de potencia haciendo que el bus CC modifique su nivel de tensión para gestionar flujos rápidos de potencia. Se analizarán los lazos de control necesarios para lograr que la etapa CC-CC no perciba los cambios rápidos de frecuencia y de esa manera no se vea afectada la vida útil de la batería. Para esto se requerirá que la modulación de la etapa CC-CA sea modificada y por breves periodos de tiempo tome el control de la tensión del bus. De lograrse se habrían implementado las mismas funcionalidades del presente trabajo de investigación con la ventaja del funcionamiento aislado sin afectar la vida útil de la batería.



---

### 4.3 Recomendaciones

Durante el desarrollo de este trabajo se han encontrado múltiples dificultades que han consumido tiempo y recursos, por lo que con el objetivo de acelerar futuros trabajos se brindan las siguientes recomendaciones:

- En el área de ingeniería la mayor biblioteca que se puede utilizar se encuentra en la IEEE Xplore, no obstante, no todos los trabajos permiten un acceso libre, por lo que se recomienda adquirir una cuenta para poder acceder a los trabajos más recientes.
- Dedicar un tiempo para establecer una secuencia lógica en la redacción del volumen ya que de lo contrario al final se tendrá que dedicar mucho más tiempo en la integración de los múltiples textos desarrollados de forma aislada.
- Las pruebas experimentales muchas veces presentan fallas al inicio y en este tipo de sistemas no hay tiempo para apagar las fuentes y el resultado es que todo se queme. Por ello se recomienda el uso de interfaces HIL para la validación de los algoritmos de control antes de pasar a las pruebas reales.
- Finalmente, se recomienda tratar de mantener todos los módulos limpios y ordenados utilizando cables que permitan conexiones seguras, estables y firmes para evitar fallas del sistema y accidentes de los operarios.

---

## REFERENCIAS

- 1 F. Zhang *et al.*, "Advantages and challenges of DC microgrid for commercial building a case study from Xiamen university DC microgrid," *2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, Atlanta, GA, 2015, pp. 355-358
- 2 X. Zhu, S. Premrudeepreechacharn, C. Sorndit, T. Meenual, T. Kasirawat and N. Tantichayakorn, "Design and Development of a Microgrid Project at Rural Area," *2019 IEEE PES GTD Grand International Conference and Exposition Asia (GTD Asia)*, Bangkok, Thailand, 2019, pp. 877-882
- 3 J. Hofer, B. Svetozarevic and A. Schlueter, "Hybrid AC/DC building microgrid for solar PV and battery storage integration," *2017 IEEE Second International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, Nuremburg, 2017, pp. 188-191
- 4 Y. Hu, Y. Du, W. Xiao, S. Finney and W. Cao, "DC-link voltage control strategy for reducing capacitance and total harmonic distortion in single-phase grid-connected photovoltaic inverters," in *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 8, pp. 1386-1393, 8 2015
- 5 Fehmi Görkem Üçtuğ, Adisa Azapagic, "Environmental impacts of small-scale hybrid energy systems: Coupling solar photovoltaics and lithium-ion batteries", *Science of The Total Environment*, vol. 643, 2018, pp. 1579-1589
- 6 Q. Zhong, "Virtual Synchronous Machines: A unified interface for grid integration," in *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 3, no. 4, pp. 18-27, Dec. 2016
- 7 F. Nejabatkhah and Y. W. Li, "Overview of Power Management Strategies of Hybrid AC/DC Microgrid," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 7072-7089, Dec. 2015
- 8 R. Heydari, M. Savaghebi and F. Blaabjerg, "Fast Frequency Control of Low-Inertia Hybrid Grid Utilizing Extended Virtual Synchronous Machine," *2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, Tehran, Iran, 2020, pp. 1-5
- 9 S. A. Khajehoddin, M. Karimi-Ghartemani and M. Ebrahimi, "Grid-Supporting Inverters With Improved Dynamics," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 5, pp. 3655-3667, May 2019.

- 
- 10 Fang, J.; Li, H.; Tang, Y.; Blaabjerg, F. Distributed Power System Virtual Inertia Implemented by Grid-Connected Power Converters. *IEEE Trans Power Electron* 2018, 33, 8488–8499, doi:10.1109/TPEL.2017.2785218.
  - 11 Hu, Q.; Bu, S.; Terzija, V. A Distributed P and Q Provision-Based Voltage Regulation Scheme by Incentivized EV Fleet Charging for Resistive Distribution Networks. *IEEE Trans. Transp. Electrifi.* 2021, 7, 2376–2389.
  - 12 D. Aggeler et al., "Ultra-fast DC-charge infrastructures for EV-mobility and future smart grids", *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe)*, 2010.
  - 13 J. Anzola *et al.*, "Partial Power Processing Based Charging Unit for Electric Vehicle Extreme Fast Charging Stations," *2020 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Gijon, Spain, 2020, pp. 1-6
  - 14 Restrepo, M.; Morris, J.; Kazerani, M.; Cañizares, C.A. Modeling and Testing of a Bidirectional Smart Charger for Distribution System EV Integration. *IEEE Trans. Smart Grid* **2018**, 9, 152–162.
  - 15 R. Pawełek, P. Kelm and I. Wasiak, "Experimental analysis of DC electric vehicles charging station operation and its impact on the supplying grid," *2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*, Florence, Italy, 2014, pp. 1-4.
  - 16 Bishoy Basta, Walid G. Morsi, "Probabilistic Assessment of the Impact of Integrating Large-Scale High-Power Fast Charging Stations on the Power Quality in the Distribution Systems", *2020 IEEE Electric Power and Energy Conference (EPEC)*, pp.1-6, 2020.
  - 17 Indranil Banerjee, Mayank Mukesh, Shivam Prakash Gautam, Vikas Kumar, "Simulation Study of 10 kW Electric Vehicle Charging Station", *2021 IEEE 2nd International Conference on Applied Electromagnetics, Signal Processing, & Communication (AESPC)*, pp.1-5, 2021.
  - 18 I. M. Nafi, S. Tabassum, Q. R. Hassan and F. Abid, "Effect of Electric Vehicle Fast Charging Station on Residential Distribution Network in Bangladesh," *2021 5th International Conference on Electrical Engineering and Information Communication Technology (ICEEICT)*, Dhaka, Bangladesh, 2021, pp. 1-5
  - 19 Omar N. Nezamuddin, Clayton L. Nicholas, Euzeli Cipriano dos Santos, "The Problem of Electric Vehicle Charging: State-of-the-Art and an Innovative

---

Solution", IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, vol.23, no.5, pp.4663-4673, 2022.

20 J. Fang, H. Li, Y. Tang and F. Blaabjerg, "On the Inertia of Future More-Electronics Power Systems," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 4, pp. 2130-2146, Dec. 2019

21 Martin Hofmann, Markus Schäfer and Ansgar Ackva, "Bi-directional charging system for electric vehicles: A V2G concept for charging and discharging electric vehicles", *2014 4th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, pp. 1-5, 2014.

22 Ghislain Lambert, Samuel Lavoie, Eric Lecourtois, Angelo GIUMENTO, Marin Lagace, Jean-Luc Dupre, Louis-Andre Patault, Nacer Boudjerida, Karim Zaghib, Eric Perreault, Philippe Venne. "Bidirectional charging system for an electric vehicle", patente CA2946204A1, 2015.  
<https://patents.google.com/patent/CA2946204A1/en>

23 F. Li, F. Ji, H. Guo, H. Li and Z. Wang, "Research on integrated bidirectional control of EV charging station for V2G," *2017 2nd International Conference on Power and Renewable Energy (ICPRE)*, Chengdu, China, 2017, pp. 833-838.

24 S. Paudyal, O. Ceylan, B. P. Bhattarai and K. S. Myers, "Optimal coordinated EV charging with reactive power support in constrained distribution grids," *2017 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, Chicago, IL, USA, 2017, pp. 1-5.

25 R. Rana and B. Nybakk Torsæter, "Coordinated Voltage Support with Reactive Power from High-power Charging Stations for EVs," *2021 IEEE Madrid PowerTech*, Madrid, Spain, 2021, pp. 1-6.

26 R. C. Nacu and D. Fodorean, "Harmonics Mitigation in DC Based Charging Stations for EVs," *2021 10th International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*, Istanbul, Turkey, 2021, pp. 226-230.

27 V. Jain, Seema and B. Singh, "Three Phase Grid Connected PV Based EV Charging Station with Capability of Compensation of Reactive Power," *2021 IEEE 4th International Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GUCON)*, Kuala Lumpur, Malaysia, 2021, pp. 1-6.

28 Zhou Tingqiao (周挺巧), "Electric vehicle inertial charger", patente CN2924889Y, 2006, <https://patents.google.com/patent/CN2924889Y/en>

- 
- 29 L. Huang et al., "A Virtual Synchronous Control for Voltage-Source Converters Utilizing Dynamics of DC-Link Capacitor to Realize Self-Synchronization," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 4, pp. 1565-1577, Dec. 2017.
30. Denholm, Paul, Trieu Mai, Rick Wallace Kenyon, Ben Kroposki, and Mark O'Malley, "Inertia and the Power Grid: A Guide Without the Spin" Golden, CO: National Renewable Energy Laboratory. NREL/TP-6120-73856, May 2020
31. David Santos Martín, "Máquinas eléctricas de corriente alterna - Cap 3. Máquina Sincrona", Universidad Carlos III de Madrid Dept. Ingeniería eléctrica, España.
- 32 P. Adhikari, S. Prajapati, I. Tamrakar, U. Tamrakar and R. Tonkoski, "Parallel operation of virtual synchronous machines with frequency droop control," *2017 7th International Conference on Power Systems (ICPS)*, Pune, 2017, pp. 116-120
- 33 Ana Fernández-Guillamón, Emilio Gómez-Lázaro, Eduard Muljadi, Ángel Molina-García, "Power systems with high renewable energy sources: A review of inertia and frequency control strategies over time", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Volume 115, 2019,
- 34 X. Quan et al., "Photovoltaic Synchronous Generator: Architecture and Control Strategy for a Grid-Forming PV Energy System," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 936-948, June 2020
35. Tamrakar, U.; Shrestha, D.; Maharjan, M.; Bhattarai, B.P.; Hansen, T.M.; Tonkoski, R. Virtual Inertia: Current Trends and Future Directions. *Applied Sciences (Switzerland)* 2017, 7.
36. Hussein, M.M.; Senjyu, T.; Orabi, M.; Wahab, M.A.A.; Hamada, M.M. Control of a Stand-Alone Variable Speed Wind Energy Supply System. *Applied Sciences (Switzerland)* 2013, 3, 437–456, doi:10.3390/app3020437.
37. Yan, R.; Saha, T.K.; Modi, N.; Masood, N. al; Mosadeghy, M. The Combined Effects of High Penetration of Wind and PV on Power System Frequency Response. *Appl Energy* 2015, 145, 320–330.

- 
38. Poolla, B.K.; Bolognani, S.; Dorfler, F. Optimal Placement of Virtual Inertia in Power Grids. *IEEE Trans Automat Contr* 2017, 62, 6209–6220, doi:10.1109/tac.2017.2703302.
  39. Kundur, P. *Power System Stability and Control*; McGraw-Hill Education, 1994.
  40. D'Arco, S.; Suul, J.A.; Fosso, O.B. A Virtual Synchronous Machine Implementation for Distributed Control of Power Converters in SmartGrids. *Electric Power Systems Research* 2015, 122, 180–197.
  41. Wei Du, Francis K. Tuffner, Kevin P. Schneider, Robert H. Lasseter, Jing Xie and Zhe Che Modeling of Grid-Forming and Grid-Following Inverters for Dynamic Simulation of Large-Scale Distribution Systems. *IEEE TRANS. ON POWER DELIVERY*, VOL. 36, NO. 4, pp. 2035 -2045, AUGUST 2021.
  42. J. Fang, Y. Tang, H. Li, and X. Li, "A battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for implementing the power management of virtual synchronous generators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 4, pp. 2820–2824, Apr. 2018
  43. J. Fang, X. Li, Y. Tang and H. Li, "Design of virtual synchronous generators with enhanced frequency regulation and reduced voltage distortions," *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, San Antonio, TX, 2018, pp. 1412-1419
  44. Sharma, A.; Sharma, S. Review of Power Electronics in Vehicle-to-Grid Systems. *J Energy Storage* 2019, 21, 337–361, doi: 10.1016/j.est.2018.11.022.
  45. Kisacikoglu, M.C.; Kesler, M.; Tolbert, L.M. Single-Phase On-Board Bidirectional PEV Charger for V2G Reactive Power Operation. *IEEE Trans Smart Grid* 2015, 6, 767–775, doi:10.1109/TSG.2014.2360685.
  46. Kuljeet Kaur, Mukesh Singh and Neeraj Kumar. Multiobjective Optimization for Frequency Support Using Electric Vehicles: An Aggregator-Based Hierarchical Control Mechanism. *IEEE SYSTEMS JOURNAL*, VOL. 13, NO. 1, pp. 771-782, MARCH 2019.
  47. SID-ALI AMAMRA and JAMES MARCO. Vehicle-to-Grid Aggregator to Support Power Grid and Reduce Electric Vehicle Charging Cost. *IEEE Access*, VOL. 7, pp. 178528 - 178538, Dec. 2019.

- 
48. Suul, J.A.; D'Arco, S.; Guidi, G. Virtual Synchronous Machine-Based Control of a Single-Phase Bi-Directional Battery Charger for Providing Vehicle-to-Grid Services. *IEEE Trans Ind Appl* 2016, 52, 3234–3244, doi:10.1109/TIA.2016.2550588.
49. Kazemtarghi, A.; Dey, S.; Mallik, A. Optimal Utilization of Bidirectional EVs For Grid Frequency Support in Power Systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, VOL. 38, NO. 2, pp.998-1010, APRIL 2023, doi:10.1109/TPWRD.2022.3203654
50. Damian Sal y Rosas and Alvaro Zarate. Single-Phase Grid-Forming Strategy with Power Decoupling Implementation for Electrolytic-Capacitor-Free EV Smart Battery Charger. In *Open Journal Energies*, 2023, vol. 16, issue 2, 1-24.
51. JIAQI YUAN, LEA DORN-GOMBA, ALAN DORNELES CALLEGARO, JOHN REIMERS AND ALI EMADI, "A Review of Bidirectional On-Board Chargers for Electric Vehicles", in *IEEE Access Journal*, Vol.9, pp. 51501 – 51518, 2021.
52. Hans Wouters and Wilmar Martinez, "Bidirectional On-Board Chargers for Electric Vehicles: State-of-the-Art and Future Trends", in *IEEE Trans. Power Electronics*, Early presentation, 2023.
53. Holmes, D. G., Lipo, T. A., McGrath, B. P., & Kong, W. Y. (2009). Optimized Design of Stationary Frame Three Phase AC Current Regulators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(11), 2417–2426.
54. Qiao Peng, Jingyang Fang, Yongheng Yang, Tianqi Liu and Frede Blaabjerg. Maximum Virtual Inertia From DC-Link Capacitors Considering System Stability at Voltage Control Timescale. *IEEE. IEEE JOURNAL ON EMERGING AND SELECTED TOPICS IN CIRCUITS AND SYSTEMS*, VOL. 11, NO. 1, pp.79-89, MARCH 2021
55. Peña, J.C.U.; Sampaio, L.P.; de Brito, M.A.G.; Canesin, C.A. Robust Control of Three-Phase VSI with LCL Filter for Distributed Generation Power Quality Improvement. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems* 2020, 31, 1051–1062, doi:10.1007/s40313-020-00610-y.
56. Peña, J.C.U.; Sampaio, L.P.; de Brito, M.A.G.; Canesin, C.A. RLC Passive Damped LCL Single-Phase Voltage Source Inverter with Capability to Operate in Grid-Connected and Islanded Modes: Design and Control Strategy. *Electrical Engineering* 2020, 102, 2509–2519, doi:10.1007/s00202-020-01045-z.

- 
57. Golestan, S.; Guerrero, J.M.; Vasquez, J.C.; Abusorrah, A.M.; Al-Turki, Y. Modeling, Tuning, and Performance Comparison of Second-Order-Generalized-Integrator-Based FLLs. *IEEE Trans. Power Electron.* 2018, 33, 10229–10239.
58. Inga E. Carlos H. “Diseño E Implementación De Un Sistema De Sincronismo Para Una Red Trifásica Con Distorsión Y Desbalance. B.S. thesis. College of Eng. Electric and Electronic. Engenering National University, 2013.



---

## ***ANEXOS***

## Anexo I. MATRIZ DE CONSISTENCIA

Título: Concepción e Implementación de Servicios Especiales de soporte de frecuencia, tensión e inercia virtual a la red eléctrica, en estaciones de recarga bidireccionales de vehículos eléctricos					
Problema de estudio	Problemas	Objetivos	Hipótesis	Variables y dimensiones	Diseño Metodológico
La participación de las fuentes renovables en la generación eléctrica ha reducido la inercia natural de los generadores rotativos, asimismo, las cargas inductivas y no lineales han afectado la calidad energía. Finalmente, los convertidores actuales utilizan algoritmos de control que no se enfocan en solucionar esta problemática.	Problema General	Objetivo General	Hipótesis General	Variable Independiente	Tipo de investigación: Aplicada
	¿Cómo se podría implementar servicios especiales ante perturbaciones de frecuencia, amplitud de tensión y/o presencia de armónicos, controlando el flujo de potencia entre la batería, el bus de CC y la red de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizado en CBVEs?.	Diseñar y validar experimentalmente una técnica de control que suministre servicios especiales ante perturbaciones de frecuencia, amplitud y/o presencia de armónicos, gestionando el flujo de potencia entre la batería, el bus CC y la red de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizados en los CBVEs.	Es posible implementar una técnica de control que gestione el flujo de potencia entre la batería, el bus CC y la red de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizados en los CBVEs, con el objetivo de suministrar servicios especiales ante perturbaciones de frecuencia, amplitud y/o presencia de armónicos.	Técnicas de control	Nivel de investigación: Aplicativo
				Dimensiones	Método: Experimental
	Problemas Específico:	Objetivos Específico:	Hipótesis Específicas:	Ancho de banda de los controladores	Diseño: cuantitativo
	¿Cómo se podría gestionar la energía de los capacitores electrolíticos del bus CC de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizado en CBVEs para proporcionar inercia virtual a la red en respuesta a las variaciones de frecuencia?	Diseñar y validar experimentalmente una técnica de control que gestione la energía de los capacitores electrolíticos del bus CC de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizados en los CBVEs, para suministrar inercia virtual a la red ante variaciones de frecuencia.	Es posible implementar una técnica de control que gestione la energía de los capacitores electrolíticos del bus CC de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizados en los CBVEs, con el objetivo de suministrar inercia virtual a la red ante variaciones de frecuencia.	Variable Dependiente 1	
	¿Cómo se podría gestionar la energía de la batería de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizado en CBVEs para soportar las variaciones de frecuencia de largo término?	Diseñar y validar experimentalmente una técnica de control que gestione la energía de la batería de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizado en los CBVEs,	Es posible implementar una técnica de control que gestione la energía de la batería de un convertidor CA-CC de dos etapas utilizado en los CBVEs, con el objetivo de suministrar	Gestión de potencia	Población y muestra: no aplica
	¿Cómo se podría regular la componente principal y en			Dimensiones	Técnicas e instrumentos de recolección de datos:
				Tiempo de respuesta según la fuente	La recolección de datos se hace de forma experimental mediante softwares de simulación y pruebas de laboratorio.
				Cantidad de potencia suministrada por cada fuente	Técnicas e instrumentos
				Variable Dependiente 2	

	<p>cuadratura de la corriente de red de un convertor de dos etapas utilizados en los CBVEs para suministrar compensación reactiva?</p> <p>¿Cómo se podría atenuar las componentes armónicas de la corriente de red de un convertor de dos etapas utilizados en los CBVEs, con el objetivo de suministrar compensación armónica?</p>	<p>para suministrar soporte ante variaciones de frecuencia de largo término.</p> <p>Diseñar y validar experimentalmente una técnica de control que regule la componente principal y en cuadratura de la corriente de red de un convertor de dos etapas utilizados en los CBVEs, para suministrar compensación reactiva.</p> <p>Diseñar y validar experimentalmente una técnica de control que atenúe las componentes armónicas de la corriente de red de un convertor de dos etapas utilizados en los CBVEs, para suministrar compensación armónica</p>	<p>soporte ante variaciones de frecuencia de largo término.</p> <p>Es posible implementar una técnica de control que regule la componente principal y en cuadratura de la corriente de red de un convertor de dos etapas utilizados en los CBVEs, con el objetivo de suministrar compensación reactiva.</p> <p>Es posible implementar una técnica de control que atenúe las componentes armónicas de la corriente de red de un convertor de dos etapas utilizados en los CBVEs, con el objetivo de suministrar compensación armónica</p>	<p>Servicios adicionales</p> <p>Dimensiones</p> <p>Factor de potencia</p> <p>THD</p>	<p>de análisis y procesamiento de datos: Los datos se analizan de forma cuantitativa mediante softwares matemáticos.</p>
--	---	---	--	--	--

## Anexo II. MATRIZ DE OPERACIONALIZACIÓN DE VARIABLES

Variable	Definición conceptual	Definición operacional	Operacionalización		Escala de medición
Técnicas de control	Las técnicas de control son estrategias que permiten regular el comportamiento de un sistema en un determinado tiempo.	Una estrategia de diseño es el ancho de banda ya que permite establecer ordenes de velocidad de respuesta.	dimensiones	indicadores	1Hz – 1kHz
			Ancho de banda	BW del lazo 1 BW del lazo 2 BW del lazo 3 BW del lazo 4 BW del lazo 5	
Gestión de potencia	La potencia es energía que se transmite por unidad de tiempo.	Un menor tiempo de respuesta implica un pico de potencia mayor ya que la energía disponible por lo general se mantiene.	Tiempo de respuesta	Tiempo del capacitor Tiempo de la batería	1ms – 1s 1s – 10s
			Potencia suministrada	Potencia del capacitor Potencia de la batería	0 – 1000W 0 – 1000VAR
Servicios adicionales	Los servicios adicionales son aquellos que buscan que la forma de onda de la tensión y corriente sea sinusoidal y se mantengan en fase para evitar sobrecorrientes.	El desfasaje entre la tensión y corriente genera potencia reactiva, la cual debe ser reducida y la presencia de perturbaciones en la forma de onda está asociada a armónicos.	Compensación reactiva	Factor de potencia	0 – 1
			Corrección armónica	THD	0 – 100%