

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD
CATÓLICA DEL PERÚ**

ESCUELA DE POSGRADO



**DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL
PARA UN CONVERTIDOR DC-AC TRIFASICO
UTILIZANDO UNA ESTRATEGIA TIPO GRID
FORMING CON LIMITACIÓN DE CORRIENTE**

**Tesis para obtener el grado académico de Maestro en
Ingeniería de Control y Automatización que presenta:**

Arturo Francisco Jara Falla

Asesor:

Julio Cesar Tafur Sotelo

Lima, 2023

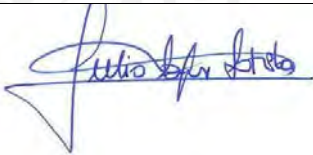
Informe de Similitud

Yo, Julio César Tafur Sotelo, docente de la Escuela de Posgrado de la Pontificia Universidad Católica del Perú, asesor de la tesis de investigación titulado “Desarrollo de un Sistema de Control para un Convertidor DC-AC Trifásico Utilizando una Estrategia Tipo Grid Forming con Limitación de Corriente”, del autor Arturo Francisco Jara Falla, dejo constancia de lo siguiente:

- El mencionado documento tiene un índice de puntuación de similitud de 13%. Así lo consigna el reporte de similitud emitido por el software *Turnitin* el 03/10/2023.
- He revisado con detalle dicho reporte y la Tesis o Trabajo de Suficiencia Profesional, y no se advierte indicios de plagio.
- Las citas a otros autores y sus respectivas referencias cumplen con las pautas académicas.

Lugar y fecha:

Lima, 03 de octubre del 2023

Apellidos y nombres del asesor: Tafur Sotelo, Julio César	
DNI: 06470028	
ORCID: 0000-0003-3415-1969	
	Firma

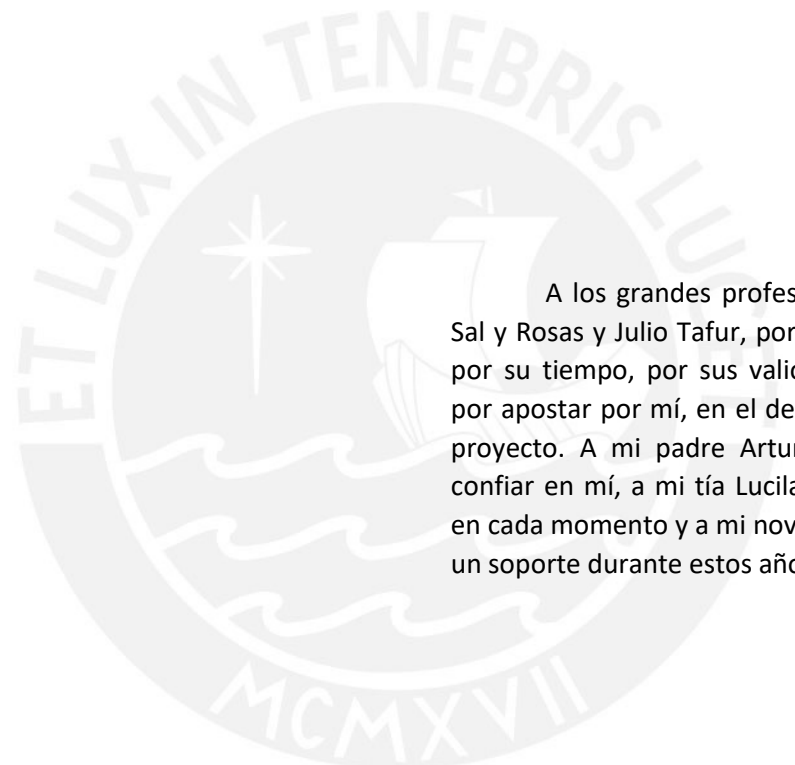
Dedicatoria



A mi madre Patricia y a mi abuela Isabel, por siempre cuidar de mí y observar mi camino.

Agradecimientos

Este trabajo fue financiado por CONCYTEC-PROCIENCIA dentro de la convocatoria de proyectos “Manufactura Avanzada de Estaciones de recarga rápida de vehículos eléctricos basada en Sistemas Fotovoltaicos Inteligentes” [Contrato N° 007-2021].



A los grandes profesionales Damián Sal y Rosas y Julio Tafur, por su gran apoyo, por su tiempo, por sus valiosos consejos y por apostar por mí, en el desarrollo de este proyecto. A mi padre Arturo por siempre confiar en mí, a mi tía Lucila por apoyarme en cada momento y a mi novia Diana por ser un soporte durante estos años.

RESUMEN

Actualmente, en respuesta a la necesidad de vehículos eléctricos que utilicen una fuente de energía diferente a la gasolina o petróleo, debido al agotamiento, se han creado vehículos capaces de funcionar con energía eléctrica almacenada en una batería interna. El dispositivo interno encargado del proceso del control de carga de la batería eléctrica es un convertidor electrónico DC-AC, pues la batería necesita una corriente continua para recargarse.

A razón de esta interacción entre el vehículo eléctrico y la red eléctrica, se han planteado diferentes estrategias de control que permitan el intercambio de potencia entre la batería y la red eléctrica, para asegurar el funcionamiento correcto de la red durante el proceso de recarga o en caso de fallas en la red eléctrica. A este tipo de estrategias se le denominan comúnmente “Vehicle-to-Grid” (V2G).

Este trabajo de tesis plantea una estrategia de control V2G denominada “Grid Forming”, la cual permite controlar el intercambio de potencia entre la red eléctrica y la batería emulando el comportamiento dinámico de una maquina síncrona. No obstante, dado que la estrategia de control se implementa en un convertidor electrónico de potencia, este es dimensionado para que trabaje a potencia nominal y no para corrientes de cortos circuitos, dado que esto incrementaría considerablemente el costo del convertidor o podría acarrear daños irreparables en su estructura.

Es debido a la problemática anteriormente planteada, que esta tesis busca evaluar e implementar una nueva estrategia de control V2G de tipo “Grid Forming”, que permita al vehículo dar soporte a la red y recibir energía de la misma a través del control del voltaje y frecuencia y, proponer un método más sencillo de limitación de corriente en caso de fallas en la red eléctrica. Además, se analiza el impacto de los armónicos a bajas frecuencias en la transferencia de energía entre la red y el vehículo.

Palabras Clave: Convertidor DC-AC, Control Grid Forming, Armónicos, Limitación de corriente

ÍNDICE

Tabla de contenido

Dedicatoria.....	3
Agradecimientos.....	4
RESUMEN.....	5
Lista de Figuras.....	8
Capítulo 1. Visión general de la tesis.....	9
1.1. Introducción.....	9
1.1.1. Estado del Arte.....	10
1.1.1.1. Grid Forming.....	10
1.1.1.2. Tipos de Control <i>Grid Forming</i>	11
1.1.1.3. Control de Potencia Activa y Reactiva.....	11
1.1.1.4. Limitación de Corriente.....	12
1.1.1.5. Estabilidad de la estrategia de Control tipo <i>Grid Forming</i>	12
1.1.1.6. Armónicos en la red.....	13
1.2. Problemática.....	13
1.3. Justificación.....	16
1.4. Objetivos.....	16
1.4.1. Objetivo general.....	16
1.4.2. Objetivos específicos.....	17
Capítulo 2. Marco Teórico.....	18
2.1. Transformaciones de Sistemas de Referencia.....	18
2.1.1. Transformación <i>abc</i> – <i>aQ</i>	19
2.1.2. Transformación <i>abc</i> – <i>dq</i>	20
2.1.3. Transformación entre ejes de referencia.....	22
2.2. Algoritmo de control PID.....	22
2.2.1. Acción de control proporcional.....	23
2.2.2. Acción de control integral.....	23
2.2.3. Acción de control proporcional integral.....	23
2.2.4. Acción de control proporcional derivativa.....	23
2.2.5. Acción de control proporcional integral derivativa.....	24
2.3. Modo de funcionamiento vehículo conectado a la red.....	24
2.3.1. Capacidad de inyección de Potencia Activa y Potencia Reactiva.....	25
2.4. Estrategia de control Grid Forming.....	26
2.4.3. Estrategia de control.....	28

2.4.4	Respuesta ante fallos en la red, tipo caída de tensión.....	32
2.4.5	Limitación de corriente.....	33
2.4.6	Distorsión armónica.....	33
Capítulo 3. Desarrollo del control Grid Forming aplicado al vehículo eléctrico.....		36
3.1	Cálculo de la potencia.....	36
3.1.1	Transformación de la señal trifásica abc al sistema dq	36
3.1.2	Cálculo de la Potencia Activa y Potencia Reactiva instantáneas.....	37
3.2	Control de Potencia Activa.....	38
3.2.1	Modelo del sistema.....	38
3.2.2	Control del sistema.....	39
3.2.3	Implementación del control.....	41
3.2.4	Sistema real e Impedancia Virtual.....	47
3.3	Control de Potencia Reactiva.....	50
3.3.1	Diseño del controlador PI para el control de Potencia Reactiva.....	51
3.3.2	Control de Potencia Reactiva con caída de voltaje por Inductancia Virtual ..	52
3.4	Fallos en la red.....	52
3.4.1	Caída de Voltaje.....	52
3.4.2	Armónicos en la red.....	53
Capítulo 4. Limitación de corriente y eliminación de armónicos.....		54
4.1	Limitación de corriente.....	55
4.1.1	Diseño del controlador PI para el control de corriente.....	57
4.1.2	Variación del valor de referencia de Potencia Activa y Potencia Reactiva ante fallas	60
4.2	Limitación de corriente con armónicos presentes en la red.....	63
4.2.1	Controlador Proporcional Resonante.....	65
4.2.2	Implementación del limitador de corriente con un controlador PR.....	66
5.	Conclusiones.....	69
6.	ANEXOS.....	71
	Anexo A: Cálculo de Potencia Activa en un sistema de referencia dq	72
	Anexo B: Cálculo de Potencia Reactiva.....	74
	Anexo C: Calculo de los parámetros del controlador PI sintonizado por eliminación de polos.....	76
7.	Bibliografía.....	78

Lista de Figuras

FIGURA 1.1. SISTEMA EN ESTUDIO: RECARGA BIDIRECCIONAL DEL VEHÍCULO ELÉCTRICO.....	13
FIGURA 1.2. TIPO DE FALLA DE CAÍDA DE TENSIÓN EN LA RED ELÉCTRICA.....	14
FIGURA 1.3. PRUEBA DE CAÍDA DE VOLTAJE EN EL PUNTO DE CONEXIÓN PCC CON PRESENCIA DE ARMÓNICOS EN LA RED.	15
FIGURA 2.1. DESCOMPOSICIÓN VECTOR GIRATORIO \vec{v} EN EL SISTEMA DE REFERENCIA A-B-C, (KENNEL, 2012).	18
FIGURA 2.2. DESCOMPOSICIÓN DEL VECTOR \vec{v} AL SISTEMA DE REFERENCIA A-B, (KENNEL, 2012).....	19
FIGURA 2.3. DESCOMPOSICIÓN DEL VECTOR \vec{v} AL SISTEMA DE REFERENCIA D – Q, (KENNEL, 2012).	21
FIGURA 2.4. ESQUEMA GENERAL DE UN SISTEMA DE CONTROL, (OGATA, 1998).	22
FIGURA 2.5. ESQUEMA DE INTERACCIÓN DE UN VEHÍCULO ELÉCTRICO CON LA RED.	24
FIGURA 2.6. ESQUEMA ELÉCTRICO REDUCIDO DEL VEHÍCULO ELÉCTRICO CONECTADO A LA RED.	25
FIGURA 2.7. MODO DE INYECCIÓN DE POTENCIA ACTIVA Y POTENCIA REACTIVA.	25
FIGURA 2.8. CONVERTIDOR CONECTADO A LA RED ELÉCTRICA.	27
FIGURA 2.9. DIAGRAMA DE CONTROL TIPO GRID FORMING MODO DE SOPORTE DE RED, (TAUL ET AL., 2020).	28
FIGURA 2.10. DIAGRAMA DE CONTROL TIPO GRID FORMING MODO DE CARGA DE VEHÍCULO ELÉCTRICO, (TAUL ET AL., 2020).....	28
FIGURA 2.11. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL PLC CON UN CONTROLADOR PI, (TAUL ET AL., 2020).	29
FIGURA 2.12. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RPC CON UN CONTROLADOR PI, (TAUL ET AL., 2020).....	31
FIGURA 2.13. SEÑAL SINUSOIDAL SIN ARMÓNICOS CON FRECUENCIA FUNDAMENTAL DE 60 HZ.	34
FIGURA 2.14. SEÑAL SINUSOIDAL CON ARMÓNICOS CON FRECUENCIA FUNDAMENTAL DE 60 HZ.....	34
FIGURA 3.1. MODELO SIMPLIFICADO DEL SISTEMA.	38
FIGURA 3.2. MODELO DE CONTROL DE POTENCIA ACTIVA, (QORIA ET AL., 2020).	39
FIGURA 3.3. PRUEBAS DE CONTROL CON VARIACIÓN EN EL TIEMPO DE RESPUESTA.....	42
FIGURA 3.4. PRUEBAS DE CONTROL CON VARIACIÓN EN LA CARGA CONECTADA AL SISTEMA.	44
FIGURA 3.5. PRUEBAS DE CONTROL CON VARIACIONES NEGATIVAS EN LA FRECUENCIA DE LA RED.	45
FIGURA 3.6. PRUEBAS DE CONTROL CON VARIACIONES POSITIVAS EN LA FRECUENCIA DE LA RED.....	46
FIGURA 3.7. RESPUESTA DEL SISTEMA CON UN $X_c = 0.02$	47
FIGURA 3.8. MODELO SIMPLIFICADO DEL SISTEMA CON INERCIA VIRTUAL.	48
FIGURA 3.9. PRUEBAS DE CONTROL CON VARIACIONES EN LA COMPENSACIÓN OFRECIDA POR LA INDUCTANCIA VIRTUAL X_v	49
FIGURA 3.10. MODELO DE CONTROL DE POTENCIA REACTIVA, (QORIA ET AL., 2020).....	51
FIGURA 3.11. PRUEBAS DE CONTROL DE POTENCIA REACTIVA.....	52
FIGURA 3.12. PRUEBA DE CAÍDA DE TENSIÓN EN LA RED.	53
FIGURA 3.13. PRUEBAS DE CONTROL DE POTENCIA ACTIVA Y POTENCIA REACTIVA CON ARMÓNICOS EN LA RED.....	53
FIGURA 4.1. CORRIENTE SIN LIMITADOR EN UN SISTEMA DE REFERENCIA AB DURANTE LA FALLA POR CAÍDA DE VOLTAJE. 54	
FIGURA 4.2. VEHÍCULO ELÉCTRICO CONECTADO A LA RED.	55
FIGURA 4.3. ESQUEMA GENERAL DEL LIMITADOR DE CORRIENTE.	57
FIGURA 4.4. PRUEBAS DE CONTROL CON VARIACIÓN EN EL ANCHO DE BANDA DEL PI DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE. 59	
FIGURA 4.5. PRUEBAS DE CONTROL CON VARIACIÓN EN EL ANCHO DE BANDA DEL PI DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE CON VARIACIÓN DE LAS POTENCIAS DE REFERENCIA.	62
FIGURA 4.6. CORRIENTE CON LIMITADOR EN UN SISTEMA DE REFERENCIA AB.	63
FIGURA 4.7. PRUEBAS DE CONTROL CON ARMÓNICOS EN LA RED.	65
FIGURA 4.8. ESQUEMA DE LIMITACIÓN DE CORRIENTE CON CONTROLADOR PR.....	66
FIGURA 4.9. PRUEBAS DE CONTROL CON ARMÓNICOS EN LA RED CON LIMITADOR DE CORRIENTE CON CONTROL PR.	67

Capítulo 1. Visión general de la tesis

1.1. Introducción.

En los últimos años se ha optado por la utilización de medios de transporte y sistemas de generación más amigables con el medio ambiente para hacer frente al problema del cambio climático, tales como sistemas de generación eólica y solar fotovoltaica (Qoria, Rokrok, Bruyere, François, & Guillaud, 2020) y medios de transporte como vehículos eléctricos. Sin embargo, la integración de estos sistemas a la red eléctrica está generando problemas de estabilidad a nivel de frecuencia y voltaje lo cual está motivando el desarrollo de nuevas estrategias de control.

Por otro lado, en las instalaciones diseñadas para fuentes de energía renovables como paneles solares se requieren convertidores electrónicos DC-AC que permitan convertir la corriente continua generada por el panel fotovoltaica a una corriente alterna (Qoria et al., 2020). Estos sistemas se diferencian de los sistemas de generación de máquinas síncronas, lo cual generan una corriente alterna directamente AC. Además, las máquinas síncronas se sincronizan fácilmente con la red eléctrica (Taul, Wang, Davari, & Blaabjerg, 2020) y tienen una alta capacidad de resiliencia ante fallas en la red eléctrica. La resiliencia ante fallas de la red radica en la capacidad de suministro de altas corrientes de fallas, pudiendo llegar a suministrar una corriente de cortocircuito de hasta 6 - 8 p.u. con respecto a la corriente nominal (Qoria et al., 2020) ante fallos de tipo caídas de tensión en la red. Sin embargo, los convertidores electrónicos son dimensionamientos para que operen dentro de su potencia nominal, por lo que no tienen la capacidad de entregar corrientes de cortocircuito mucho más altas que su corriente nominal (Taul et al., 2020). Dada esta limitación, se deben implementar estrategias de control especiales para evitar daños irreparables en el convertidor electrónico ante fallas en la red tipo caídas de tensión.

Una de las estrategias de control de mayor utilización en los convertidores electrónicos conectados a la red eléctrica son de tipo fuente de corriente, que hacen uso del algoritmo *Phase-Locked Loop* (PLL) que permite sincronizar la corriente inyectada con respecto a la tensión de la red eléctrica. Sin embargo, este método presenta diferentes limitaciones, entre las cuales se encuentra la incapacidad de modo de funcionamiento autónomo (modo de funcionamiento aislado completamente de la red eléctrica) e inestabilidad ante redes débiles (Qoria et al., 2020).

En respuesta a esta problemática, actualmente se vienen desarrollando nuevas estrategias de control denominadas *Grid Forming*, que controlan el inversor como una fuente de tensión y permiten emular el comportamiento dinámico de un generador síncrono a través de un convertidor electrónico. Sin embargo, estas estrategias de control requieren un análisis más profundo con respecto a su respuesta ante fallas en la red, tales como caídas de tensión con el fin de limitar la corriente de funcionamiento del convertidor para evitar fallas críticas (Taul et al., 2020), además de analizar el efecto de la presencia de armónicos para garantizar la calidad de la energía.

Este trabajo de tesis estudia una estrategia de control de tipo *Grid Forming* para un convertidor DC/AC y aplicado a vehículos eléctricos, pero focalizado a dos fallas particulares: caídas de tensión y presencia de armónicos. Los resultados muestran que la estrategia de control desarrollada permite limitar la corriente de red del convertidor ante fallas de caídas de tensión y es robusta ante presencia de armónicos en la red.

1.1.1. Estado del Arte.

1.1.1.1. Grid Forming.

Este concepto fue introducido por primera vez en el uso de las micredes, como un innovador método para los convertidores de fuente de voltaje destinados a actuar como fuente de alimentación, con un voltaje y frecuencia constante en el momento de la desconexión (Amenedo, Gomez, Alonso-Martinez, & De Armas, 2021). No obstante, la aplicación de un control Grid Forming en los convertidores electrónicos, ha alcanzado una mayor implicación, debido a que estos permiten la integración de fuentes de energía renovables como base de los sistemas eléctricos, con el objetivo de tener un comportamiento dinámico similar a los generadores síncronos (Amenedo et al., 2021).

Los sistemas eléctricos basados en máquinas síncronas, permiten un mejor par de sincronización, amortiguación e inercia del sistema en caso de fallas por perturbaciones, a diferencia de los generadores que se diseñan en base a la electrónica de potencia, los cuales no son capaces de brindar inercia ni par de sincronización como en el caso anterior, además de no poder soportar el suministrar corrientes de cortocircuito por encima de su capacidad máxima (Taul et al., 2020).

Una de las características más importantes de las máquinas síncronas respecto a la inercia, es el hecho de que su masa giratoria brinda energía que en combinación con la fuente de voltaje respectiva, permite contrarrestar perturbaciones de ángulo, amplitud y frecuencia del voltaje (ENTSO-E, Wind Europe, Solar Power Europe, 2019). Por lo mismo, se pretende emular estos sistemas, incluyendo la capacidad de entregar energía constante a la red (Rathnayake et al., 2021).

Se busca que el cargador interno del vehículo eléctrico emule el comportamiento de un generador síncrono, incluyendo sus características mecánicas, lo cual permite resistir la frecuencia de la red y resistencias virtuales, que se utilizan en la distribución e intercambio de energía con la red, la primera es emulada a través de la inercia virtual y amortiguación, la segunda por la impedancia de estator virtual (Taul et al., 2020).

El convertidor con un control *Grid Forming* es, en resumen, una fuente de tensión controlada capaz de brindar una tensión alterna de forma autónoma, lo cual implica que el control del mismo contenga dos lazos de control para el voltaje y la frecuencia (Zhang et al., 2021). Es así que el convertidor en cuestión, es representado como una fuente de tensión que posee una baja impedancia en serie con la misma, lo cual en caso de no tener carga proporciona una referencia para las demás unidades (Rosso et al., 2021).

Para un correcto desempeño del sistema es importante considerar que un intercambio de potencia entre la red y el equipo, requiere tener en consideración a ambas partes, siendo que el correcto funcionamiento depende de ambos, por lo que es fundamental una correcta parametrización de las características inerciales necesarias del convertidor, para que este pueda brindar la energía requerida por el sistema, considerando los requisitos de *hardware* y los límites operativos esperados (Amenedo et al., 2021).

1.1.1.2. Tipos de Control *Grid Forming*.

Considerando las diferentes estructuras en las que se puede introducir este convertidor, existen diferentes categorías, las cuales se pueden dividir en tres:

- El control VF (Voltage - Frequency)
Este control está diseñado para mantener constantes la amplitud del voltaje de salida, además de la frecuencia, esto mediante un lazo cerrado que normalmente se utiliza en redes eléctricas pasivas, no obstante debido a sus características, el mismo no puede compartir energía, además de no poseer un correcto funcionamiento en redes eléctricas (Zhang et al., 2021).
- El control GFM (Grid Forming Model)
Este control presenta como características principales; la capacidad de compartir energía, dar soporte a la red y auto sincronizarse (Zhang et al., 2021).
- El convertidor VOC (Voltage Output Control)
Este convertidor posee la capacidad de generar un voltaje sinusoidal independiente a través de una emulación dinámica, para lo cual no requiere mediciones de frecuencia o voltaje para realizar una sincronización, haciéndolo más rápido que en los casos anteriores (Zhang et al., 2021).

1.1.1.3. Control de Potencia Activa y Reactiva.

En primera instancia, es importante aclarar el hecho de que la capacidad de un sistema de potencia para mantener constantes magnitudes como el voltaje, incluso bajo condiciones perturbadas, depende del comportamiento dinámico de las fuentes, las cuales se pueden presentar en términos de inyección de Potencia Activa y Reactiva (ENTSO-E, Wind Europe, Solar Power Europe, 2019).

Para el caso de la presente tesis, el controlador de Potencia Reactiva, permite controlar la amplitud de voltaje de la máquina virtual, que junto al ángulo de fase, hallado con la frecuencia angular virtual, permite generar la fuerza electromotriz de la máquina emulada (Taul et al., 2020). Siendo que el sistema presenta dos lazos exteriores para poder obtener la referencias de P y Q en base a las desviaciones en la tensión y frecuencia de la red, respectivamente (Taul et al., 2020).

Durante el proceso de intercambio de Potencia Activa y Potencia Reactiva de la red con el convertidor, se espera que exista un control en la inyección o extracción de ambas, según un caso real de funcionamiento, respetando los parámetros de trabajo establecidos previo al funcionamiento del sistema, ya que esto permitirá que exista un ajuste de Potencia Activa y Potencia Reactiva reales para una correcta regulación de voltaje y frecuencia (Rosso et al., 2021).

Para un correcto intercambio de energía durante un evento, se deben tener en cuenta las características admitidas por el *hardware*, en términos de capacidad para brindar corriente adicional, además de la capacidad de entrega de Potencia Activa y Potencia Reactiva, ya que de no poder cubrirse el margen requerido, el sistema debe tomar una postura de protección para evitar un daño, negando el intercambio de potencia que dio inicio al evento (ENTSO-E, Wind Europe, Solar Power Europe, 2019).

1.1.1.4. Limitación de Corriente.

En caso de grandes perturbaciones, el convertidor tendrá problemas de sobre corriente, ya que al solo estar emulando a una maquina síncrona, no cuenta con las características físicas para soportar este estado, por lo cual es imprescindible una limitación de corriente para fallas de cortocircuito o caída de voltaje, mediante la inclusión de un bloque limitador.

Para esto existen dos métodos principales de limitación; el primero es un limitador de saturación instantáneo, el cual posee rangos de funcionamiento autónomo y rangos máximos para entregar una corriente de referencia (Zhang et al., 2021).

El segundo método consiste en un limitador de corriente que reduce las referencias de corrientes para así mantener las corrientes de salida debajo del límite, puede lograrse estableciendo un límite para la referencia de corriente durante el evento de falla (Taul et al., 2020).

Sin embargo, en ambos casos, al superar el umbral permitido, se generará un cambio en la corriente de las tres fases, lo cual implicará que dos fases estables se vean afectadas, generando fallas de asimetría, provocando sobretensiones (Zhang et al., 2021). Además, durante estas situaciones, se pueden generar problemas de inestabilidad transitoria, debido a que la corriente saturada hará que el convertidor trabaje como una fuente de corriente constante, lo cual afectará la curva de ángulo de potencia y podría implicar problemas de inestabilidad (Zhang et al., 2021).

Existen también métodos de limitación de corriente basados en voltaje, que prescinde del concepto de resistencia virtual, obteniendo una relación entre la máxima corriente de salida y la máxima corriente de salida del conversor, limitando el voltaje de salida por debajo de su valor máximo, condicionando la corriente de salida (Rathnayake et al., 2021).

1.1.1.5. Estabilidad de la estrategia de Control tipo *Grid Forming*.

Este término se encuentra estrechamente relacionado con la capacidad de un sistema de potencia de mantener ante condiciones normales y perturbadas, sus magnitudes de voltaje, para lo cual es necesario analizar el comportamiento dinámico de las fuentes ante casos en los que se presenten perturbaciones, considerando la inyección de potencia activa y reactiva (ENTSO-E, Wind Europe, Solar Power Europe, 2019).

El conversor con un controlador *Grid Forming*, es propenso a perder el sincronismo con la red, debido a que una diferencia entre la fase del convertidor y los voltajes de red puede generar cambios en la Potencia Reactiva, por lo tanto es necesario que el control posea un amortiguamiento más robusto ante diferentes tipos de condiciones (Taul et al., 2020). Una posibilidad es cambiar la estructura a una de seguimiento de red durante el evento, sin embargo esto genera la pérdida de las propiedades robustas del control por *Grid Forming*, es por esto que se considera el sistema como una isla, sin considerar eventos externos al sistema, tales como lazos de potencia y controladores en inestabilidad ajenos al sistema (Taul et al., 2020).

La integración de este convertidor, da un mayor refuerzo a la red, debido a su regulación de voltaje, por lo cual este método se utiliza para superar la posible inestabilidad generada por la integración a redes débiles que presentan una pequeña señal, ya que cuenta con la capacidad de volver de forma automática al estado operativo inicial sin oscilaciones o desfases ante pequeñas perturbaciones (Amenedo et al., 2021).

1.1.1.6. Armónicos en la red.

Los armónicos de red, se consideran frecuencias generadas a partir de la frecuencia fundamental, como múltiplos de la misma, cuya amplitud total decrece a medida que aumenta el valor del múltiplo, estas frecuencias se han vuelto un problema, ya que mientras la red sea más débil, se presentará mayor sensibilidad entre las corrientes que se inyecten desde el convertidor (Taul et al., 2020). Además, actualmente es más común la inclusión de componentes que representan cargas con un comportamiento no lineal, los cuales presentan un consumo no sinusoidal, mismos que contaminan las ondas de corriente y voltaje de la red, alterando su forma sinusoidal con la adición de armónicos (González et al., 2006).

1.2. Problemática.

En la figura 1.1. se muestra el esquema general de un sistema de recarga de un vehículo eléctrico trifásico de 22kW conectado a un domicilio.

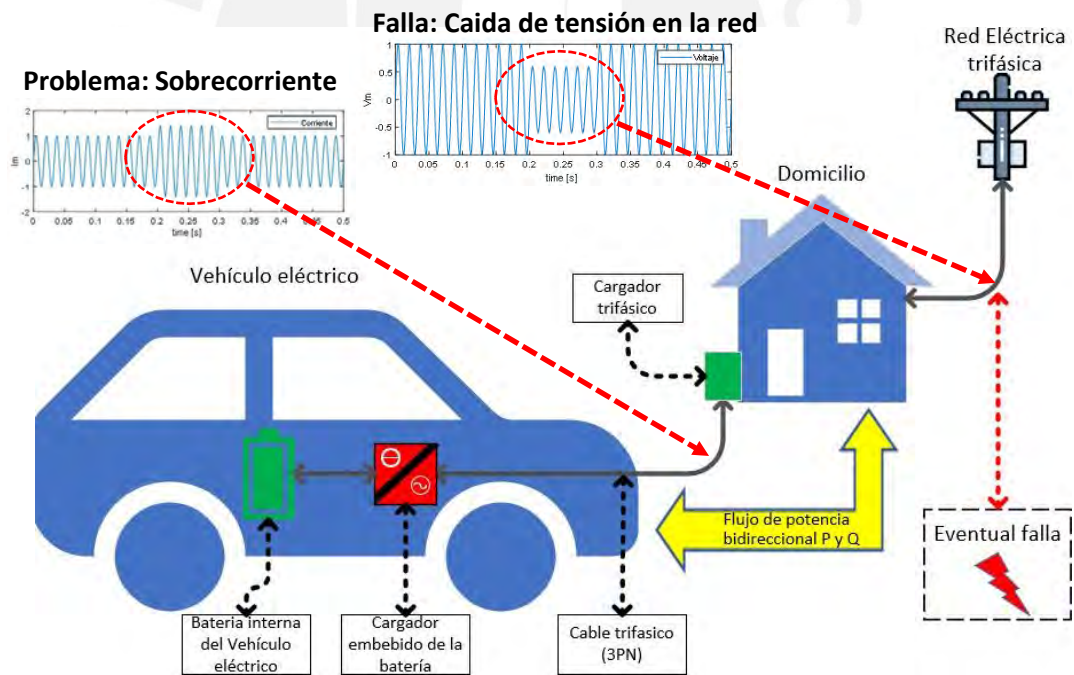


Figura 1.1. Sistema en estudio: recarga bidireccional del vehículo eléctrico

En la figura se observa que el sistema este compuesto por los siguientes bloques:

- Batería interna del Vehículo eléctrico: encargada de almacenar energía para el funcionamiento autónomo e inalámbrico de todos los sistemas del vehículo eléctrico.

- Cargador embebido de la batería: compuesto por un convertidor DC-AC el cual permite controlar el flujo de potencia bidireccional de la potencia activa (P) y la potencia reactiva (Q) para la carga y/o descarga de la batería.
- Cable trifásico (3PN): encargado del transporte de la energía eléctrica. Las conexiones están compuestas por tres polos y un neutro.
- Cargador trifásico AC: Cargador encargado de interconectar el cargador embebido del vehículo eléctrico a la red eléctrica a través de una conexión trifásica.

Así pues, el estudio de este trabajo se centra en las problemáticas producidas durante el proceso de carga o descarga de la batería del vehículo eléctrico ante eventuales fallas en la red eléctrica de tipo caída de tensión tal como se muestra en la figura 1.2., para una tensión de la red normalizada (Taul et al., 2020).

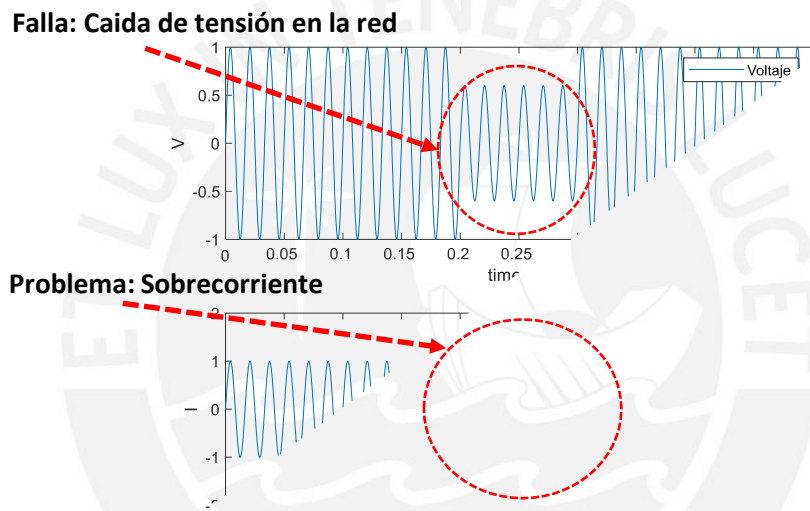


Figura 1.2. Tipo de falla de caída de tensión en la red eléctrica

Nótese en la figura 1.2. que el tipo de falla analizada es una caída de tensión simétrica de la señal V en la red (entre los 0.2 y 0.3 segundos de la figura). Así, entre las problemáticas estudiadas se encontrará el impacto en la corriente I de la red, donde se produce una sobrecorriente (de casi un 50% del valor nominal según la figura), lo cual puede provocar una falla en los MOSFET o los inductores del convertidor electrónico del cargador embebido.

La solución de este problema puede ser de dos tipos:

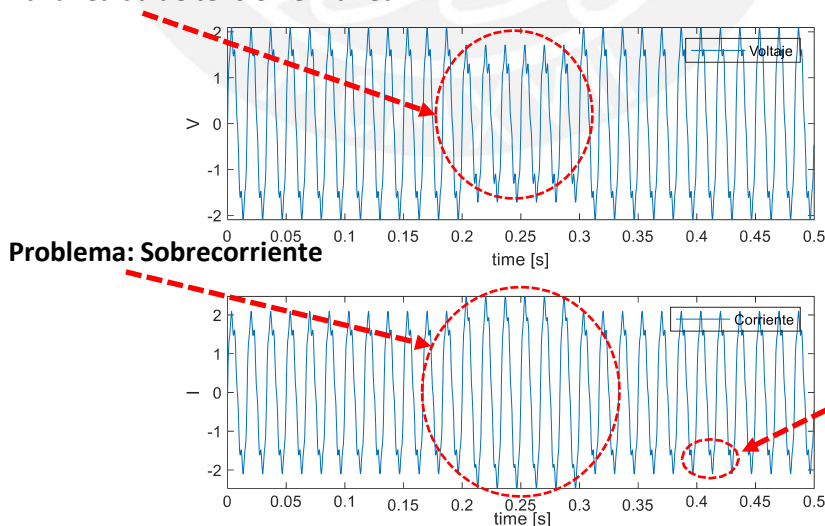
- Sobredimensionamiento de los elementos del convertidor, lo cual incrementa el costo, razón la que esta solución no es utilizada a nivel industrial.
- Implementación de estrategias de control que limiten la corriente, solución que consideramos acertada y, que será analizada y desarrollada en el presente trabajo de tesis.

La estrategia de control que será analizada y utilizada en este trabajo de tesis para el cargador del vehículo eléctrico conectado a la batería interna, observado en la figura 1.1., es de tipo Grid Forming, este control consiste básicamente en convertir el cargador del vehículo en una fuente de tensión, que permita variar los valores de Potencia Activa y Potencia Reactiva solicitados por la red o por el vehículo eléctrico, a través del control de la amplitud de voltaje de salida y su frecuencia, esto dependerá de la situación particular que se esté dando. Es durante este intercambio de potencia, que nace la posibilidad de que ocurra una incidencia o falla, en este caso una falla por caída de voltaje, la cual tendrá un efecto directo en la corriente del sistema, puesto que, al existir un intercambio de potencia, y esta obtenerse a través del producto entre el voltaje V y la corriente I , de existir una caída en el valor de voltaje, será necesario el aumento del valor de la corriente para mantener constante dicha potencia, lo que provocará sobre corrientes en el sistema.

En principio, en un caso ideal, los valores de voltaje y corriente se mantendrían debajo del límite máximo soportado por el inversor (menor que 1 p.u.). Sin embargo, en un caso real, como se muestra en el simulado en la Figura 1.2. durante un fallo en la red por caída de voltaje, se produce una sobrecorriente que rebasa este valor máximo, para mantener los requerimientos de potencia solicitados. Por ello, es necesario el desarrollo de una estrategia de control con limitación de corriente para las aplicaciones tipo “*Vehicle to Grid*” o “vehículo a la red” en español.

Por otra parte, en la simulación que se visualiza en la figura 1.2., es considerado un caso ideal en el que el voltaje y corriente no presentan armónicos, siendo señales con componentes en 60 Hz. No obstante, en un caso real como el simulado en la figura 1.3., se generan armónicos en frecuencias múltiplos impares de la frecuencia natural, tales como 180 Hz, 300 Hz, 420 Hz, 540 Hz, etc (Taul et al., 2020).

Falla: Caída de tensión en la red



Problema: Distorsion generada por la presencia de armónicos

Problema: Sobrecorriente

Figura 1.3. Prueba de caída de voltaje en el punto de conexión PCC con presencia de armónicos en la red.

En la simulación de la figura 1.3., la presencia de estas componentes en bajas frecuencias induce a inyectar armónicos a la red, lo cual afecta considerablemente la calidad de energía en la red.

Por lo expuesto, este trabajo de tesis se enfocará en la solución de ambas problemáticas, considerando:

- Limitar la corriente de la red en caso de caídas de tensión en la red, utilizando una estrategia de control *Grid Forming* con limitación de corriente.
- Eliminar los armónicos inyectados a la red eléctrica ante presencia de armónicos en las tensiones de red.

1.3. Justificación.

Debido a la mencionada interacción entre el vehículo eléctrico y la red eléctrica, surge la necesidad de desarrollar un método que optimice el intercambio de potencia entre estos dos. Como se puede evidenciar en la práctica, la red puede brindar soporte al vehículo en caso de descarga. Por otro lado, al variar las cargas conectadas a la red eléctrica, existe una alta variación de frecuencia, que puede ocasionar daños a la red, debido a esto se utiliza una estrategia de control *Grid Forming* en el convertidor interno del vehículo eléctrico, la cual permite inyectar o absorber potencia en el caso de variación de frecuencia, permitiendo que la fuente de corriente, cuyo diseño en muchos casos no cuenta con sistemas mecánicos, emule el comportamiento de una máquina síncrona, la cual genera energía por rotación de eje, misma rotación que se encuentra sincronizada con la frecuencia de la red eléctrica.

Operando del modo mencionado, se mantiene la potencia en el punto deseado, sin embargo, ante fallas y caídas de voltaje, el sistema debe inyectar una gran cantidad de corriente a la red para estabilizarse en la potencia requerida, a diferencia de las máquinas síncronas que resisten hasta 6 a 7 p.u. de sobrecorriente. El sistema emulado por este tipo de control solo es capaz de soportar 1 p.u. de sobrecorriente, lo cual provocará una falla en los interruptores y, en algunos casos, un daño irreparable del sistema (Taul et al., 2020). A razón de la problemática expuesta, se considera que se debe implementar un método adicional al control para limitar la corriente en el convertidor ante estas fallas y caídas de voltaje.

De igual manera, en un caso real, se conoce que la señal eléctrica presentara armónicos, siendo estos característicos de una red débil, afectando la calidad de la energía intercambiada por el vehículo eléctrico y la red, por lo que al control *Grid Forming* con limitación de corriente se le deberá adicionar un método para la eliminación de armónicos que garantice la calidad de la energía brindada.

1.4. Objetivos.

1.4.1. Objetivo general.

Desarrollo de una estrategia de control para un convertidor DC-AC trifásico utilizando un controlador *Grid Forming* con limitación de corriente y eliminación de armónicos de baja frecuencia, aplicados a sistemas de recarga de vehículos eléctricos.

1.4.2. Objetivos específicos.

- Diseñar una estrategia de control *Grid Forming* para un inversor trifásico, que permita el control de la Potencia Activa y Potencia Reactiva, así como el suministro de inercia a la red eléctrica para aplicaciones tipo "*Vehicle to Grid*".
- Implementar una estrategia control con limitación de corriente, para la protección del inversor trifásico, en caso de fallas del tipo de caídas de tensión en la red eléctrica.
- Desarrollo de un algoritmo robusto ante los armónicos de baja frecuencia presentes en la corriente cuando la red sea débil.
- Evaluar y validar, mediante un proceso de Simulación las estrategias de control implementadas, así como la estrategia de limitación de corriente y compensación de armónicos.



Capítulo 2. Marco Teórico

Dentro del contenido de este capítulo, se presentarán conceptos básicos previos, además de las diferentes técnicas y métodos que se utilizarán en el desarrollo del sistema propuesto; se detallará más ampliamente la forma de funcionamiento de un vehículo eléctrico conectado a la red, el control Grid Forming, las consecuencias de un fallo de red por caída de voltaje y los efectos en el control de los armónicos presentes en la red.

2.1. Transformaciones de Sistemas de Referencia.

La necesidad de modelar las señales eléctricas de una manera más sencilla y adaptable, ha vuelto necesario el desarrollo de los métodos de Clarke y Park, con la finalidad de reducir la complejidad matemática al trabajar con sistemas trifásicos (Kennel, 2012).

En primer lugar, es necesario analizar la composición de la señal trifásica completa, la cual se encuentra compuesta de tres señales trifásicas sinusoidales, denominadas V_a , V_b , y V_c , estas quedan definidas a partir del módulo del vector giratorio \vec{v} , el cual gira a una frecuencia fundamental ω .

En la figura 2.1. se observa el sistema estático de tres ejes a 120° (abc), donde se descompone el vector \vec{v} que posee un ángulo Θ con respecto al eje a , con el fin de proyectar el mismo bajo diferentes sistemas de referencia.

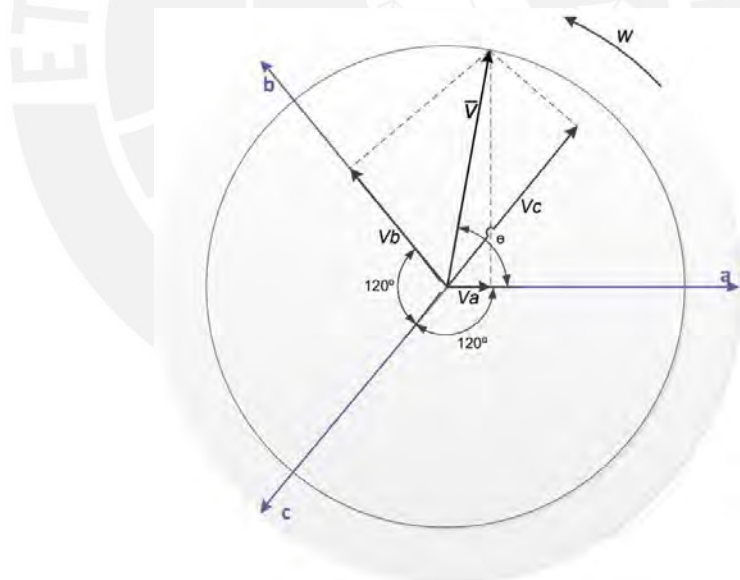


Figura 2.1. Descomposición vector giratorio \vec{v} en el sistema de referencia a-b-c, (Kennel, 2012).

De forma matemática, cada vector generado, se interpreta de la forma descrita en la ecuación (1).

$$V_{abc} = \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (1)$$

2.1.1. Transformación $abc - \alpha\beta$.

Esta transformación también conocida como la transformación de Clarke, permite transformar las variables de un sistema trifásico a un sistema bifásico ortogonal, que además es estacionario, llamado $\alpha\beta$, con el objetivo de reducir el número total de variables y el esfuerzo que se debe desarrollar al trabajar con las mismas en el análisis de máquinas eléctricas (Kennel, 2012).

En este caso siendo \vec{v} un vector bidimensional giratorio, puede ser representado por la expresión de la ecuación (2), donde se puede ver que el mismo de forma descompuesta, presenta una parte real y una parte imaginaria.

$$\vec{v} = |\vec{v}|e^{j(\theta)} = |\vec{v}|e^{j(k\omega t + \theta_0)} = \text{Re}\{\vec{v}\} + j\text{Im}\{\vec{v}\} = v_\alpha + v_\beta \quad (2)$$

Nótese que aparece una variable k , la cual representa el orden del armónico en un sistema trifásico distorsionado. En la figura 2.2. se observa la descomposición de manera grafica.

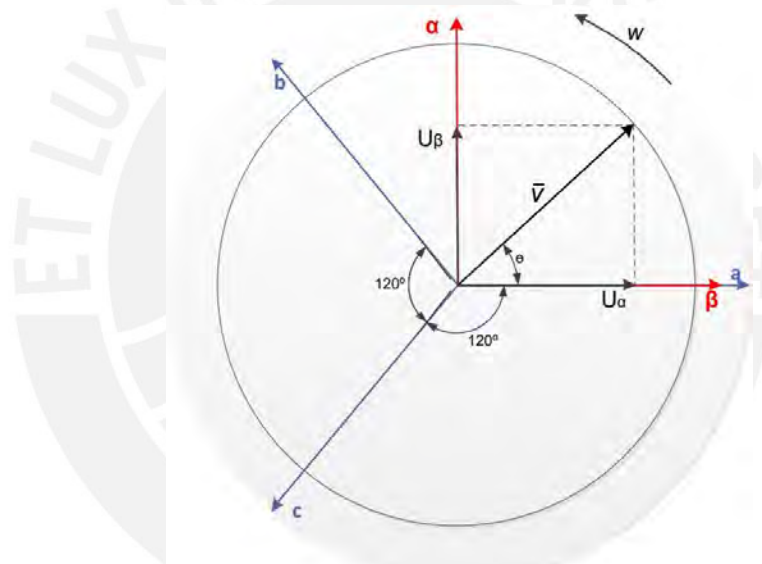


Figura 2.2.Descomposición del vector \vec{v} al sistema de referencia $\alpha - \beta$, (Kennel, 2012).

En primer lugar, matemáticamente, se define una componente de secuencia cero denominada U_γ , para formular la ecuación (3), que representa la transformación del sistema de referencia abc al sistema de referencia $\alpha\beta$.

$$[U_{\alpha\beta\gamma}] = T_c [V_{abc}] \quad (3)$$

Dónde:

$$T_c = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \mathbf{1} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}$$

Para regresar al sistema de referencia abc , se hace uso de la transformación

inversa, la cual se presenta en la ecuación (4).

$$[V_{abc}] = T_{\alpha\beta 0}^{-1}[U_{\alpha\beta\gamma}] \quad (4)$$

Dónde:

$$T_c^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & \sqrt{3} & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & 1 \end{pmatrix}$$

De ser necesario el uso de esta transformación, no se considera el componente U_γ , por lo tanto, la matriz de transformación de Clarke Simplificada (T_{cs}) sería de la siguiente forma:

$$T_{cs} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{pmatrix}$$

De tal manera que la expresión que define de manera explícita la transformación se observa en la ecuación (5) y (6).

$$[U_{\alpha\beta}] = T_{cs}[V_{abc}] \quad (5)$$

$$\begin{pmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{pmatrix} = T_{cs} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} \quad (6)$$

2.1.2. Transformación $abc - dq$.

Esta transformación, también conocida como la transformación de Park, se utiliza para transformar el sistema de referencia trifásico a un sistema de referencia bifásico ortogonal giratorio, permitiendo ver magnitudes físicas sinusoidales las cuales varían en el tiempo de manera constante, siempre y cuando la frecuencia de rotación de los ejes d y q sea igual a la frecuencia del sistema trifásico (Kennel, 2012), en la figura 2.3. se puede observar gráficamente la transformación de un sistema de referencia abc , a un sistema de referencia dq .

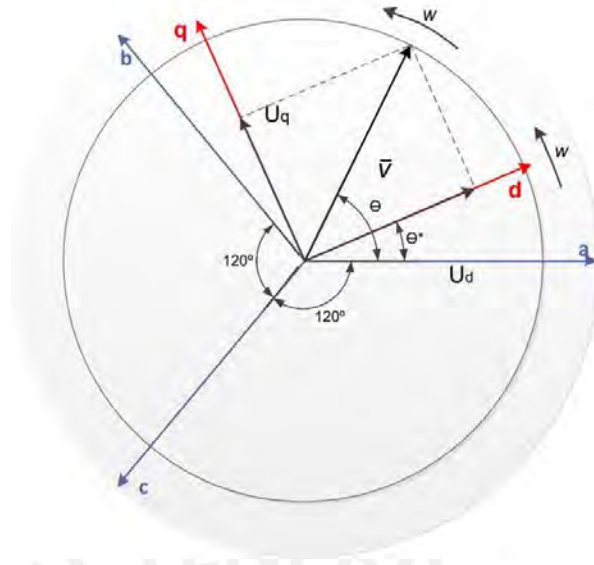


Figura 2.3. Descomposición del vector v^* al sistema de referencia d – q, (Kennel, 2012).

Esta transformación requiere una componente de secuencia cero definida como U_0 , además de considerar el ángulo θ^* , el cual es el ángulo de fase entre los ejes del sistema abc y los ejes del sistema dq , mismo que permite hacer la transformación que se representa matemáticamente en la ecuación (7).

$$[U_{dq0}] = T_p [V_{abc}] \quad (7)$$

Dónde:

$$T_p = \begin{pmatrix} \cos \theta^* & \cos(\theta^* - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta^* + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{3} \mathbf{I} - \sin \theta^* & -\sin(\theta^* - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta^* + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$

En caso de querer regresar al sistema de referencia abc , se deberá utilizar la transformación inversa de Park, la cual está dada por la ecuación (8).

$$[V_{abc}] = T_p^{-1} [U_{dq0}] \quad (8)$$

Dónde:

$$T_p^{-1} = \begin{pmatrix} \cos \theta^* & -\sin \theta^* & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{\sqrt{2}}{3} \mathbf{I} \cos(\theta^* - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta^* - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{I} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta^* + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta^* + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$

Durante este trabajo, de ser necesaria esta transformación, se utilizará la Matriz de la Transformación de Park Simplificada (T_{ps}).

$$T_{ps} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta^* & \cos(\theta^* - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta^* + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta^* & -\sin(\theta^* - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta^* + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

2.1.3. Transformación entre ejes de referencia.

Es posible desarrollar la transformación de Park en dos partes, en primer lugar, llevando el sistema de referencia abc al sistema de referencia $\alpha\beta$, lo cual implica en primera instancia, realizar la transformación de Clarke, en segundo lugar, se realiza la transformación conocida como transformación entre ejes de referencia (Inga, 2011), la cual se desarrolla a través de la expresión de la ecuación (9) utilizando el ángulo θ^* , que cuantifica ángulo de fase entre el los ejes del sistema abc y los ejes del sistema dq .

$$\begin{pmatrix} U_d \\ U_q \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{pmatrix} \quad (9)$$

Dónde:

$$T = \begin{pmatrix} \cos \theta^* & -\sin \theta^* \\ \sin \theta^* & \cos \theta^* \end{pmatrix}$$

2.2. Algoritmo de control PID.

Actualmente, el método de control más utilizado es el PID, debido a su fácil aplicación y adaptabilidad, ya que variando su configuración es adaptable al entorno, en la figura 2.4 se presenta el esquema general del lazo de control en el que se aplica.

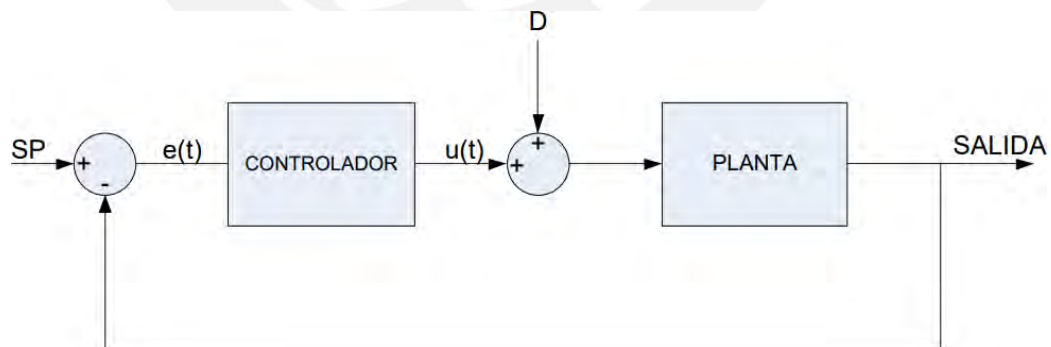


Figura 2.4., Esquema general de un sistema de control, (Ogata, 1998).

Dónde:

SP= Set Point deseado para la señal controlada.

$e(t)$ = Diferencia entre la salida final del proceso y el Set Point deseado.

$u(t)$ = Señal de control generada en base al error.

D= Interferencias durante el proceso.

SALIDA=Señal controlada.

Existen diferentes configuraciones del controlador PID, dependiendo de la aplicación, estas se desarrollarán a continuación.

2.2.1. Acción de control proporcional.

En este caso, tomando el controlador desde la perspectiva de una función de transferencia en el dominio de Laplace, la salida entre la entrada del controlador es igual a K_p , como se puede observar en la ecuación (10).

$$K_p = \frac{U(s)}{E(s)} \quad (10)$$

Dónde K_p actúa como un amplificador del error (Ogata, 1998).

2.2.2. Acción de control integral.

En este caso, la salida del controlador, varía de manera proporcional a la señal del error, tomando en consideración errores pasados e integrándolos, en el dominio de Laplace, la función de transferencia que describe este tipo de control se observa en la ecuación (11).

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{S} \quad (11)$$

Dónde el valor de K_i es variable conforme el valor se adapte mejor al sistema que se desea controlar (Ogata, 1998).

2.2.3. Acción de control proporcional integral.

Este método de control es denominado PI, ya que combina las dos acciones que se mencionaron en los puntos anteriores, dando como resultado en el dominio de Laplace, la expresión de la ecuación (12).

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i S} \right) \quad (12)$$

Dónde:

K_p se denomina ganancia proporcional y afecta tanto a la acción proporcional como a la acción integral (Ogata, 1998).

T_i se denomina tiempo integral y afecta solamente a la acción integral (Ogata, 1998).

2.2.4. Acción de control proporcional derivativa.

Este método de control es denominado PD, ya que combina la acción proporcional con la acción derivativa, la cual posee la característica de estimar errores futuros en base a la tendencia del error en la respuesta del sistema, en el dominio de Laplace, esta acción se ve descrita por la ecuación (13).

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p (1 + T_d S) \quad (13)$$

Dónde:

K_p afecta tanto a la acción proporcional como a la acción derivativa (Ogata, 1998). T_d se denomina tiempo derivativo y afecta solamente a la acción derivativa (Ogata, 1998).

2.2.5. Acción de control proporcional integral derivativa.

Esta acción denominada comúnmente como PID, permite aprovechar los beneficios de la acción proporcional, acción integral y la acción derivativa, en Laplace, el controlador toma la forma descrita por la ecuación (14).

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i S} + T_d S \right) \quad (14)$$

2.3. Modo de funcionamiento vehículo conectado a la red.

Previo al desarrollo y aplicación del método de control en el cargador interno del vehículo eléctrico, es necesario entender el concepto implicado en la elaboración del tema de tesis, que es el "Vehicle to Grid", el cual hace referencia a vehículos estacionados, capaces de generar electricidad para la red, a través de un esquema de red bidireccional, en el que la red pueda abastecer la batería del vehículo, además de la capacidad del vehículo de dar soporte a la red eléctrica, este sistema se ve representado en la figura 2.5., donde se puede visualizar que mientras las fuentes de energía tienen una sola dirección, como abastecedores de la red, en la interconexión de los vehículos y la red, existe un camino de ida y de vuelta, como se mencionó anteriormente (Deivanayagam, 2017).

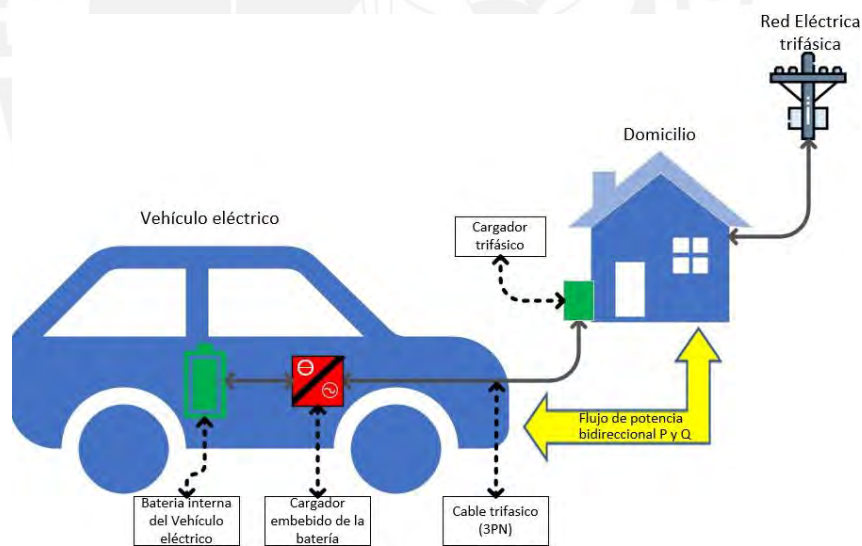


Figura 2.5. Esquema de interacción de un vehículo eléctrico con la red.

Para el análisis de esta interconexión, es necesario un modelo que represente las partes involucradas del vehículo eléctrico y la red, para este estudio, en la figura 2.6. el cargador del vehículo eléctrico integrado se modela como una fuente ideal de voltaje, conectado a la red de una forma cuasiestática monofásica (Qoria et al., 2020).

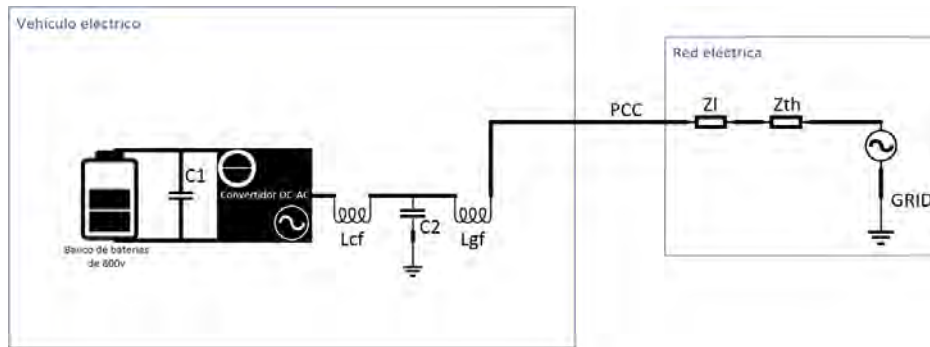


Figura 2.6. Esquema eléctrico reducido del vehículo eléctrico conectado a la red.

Dónde:

Lcf= Inductor del lado del convertidor.

C1=Capacitor paralelo al módulo de baterías y cargador del vehículo eléctrico.

C2=Capacitor del filtro LCL.

Lgf=Inductor del lado de la red.

Zl=Resistencia de la línea.

Zth=Resistencia Thévenin de la red.

PCC=Punto de conexión.

Es necesario mencionar que, en la figura, el cargador del vehículo eléctrico se encuentra conectado a un filtro LCL a la salida, esto como primera medida para reducir los armónicos de corriente generados por el cargador, el cual se encuentra conectado a un rectificador (Capacitor C1) a la entrada.

2.3.1. Capacidad de inyección de Potencia Activa y Potencia Reactiva.

Para poder describir el modo de inyección o extracción de potencia, es necesario entender que el vehículo eléctrico cuenta con un módulo de batería conectado de forma paralela a un condensador y al cargador, que posteriormente se conecta a un filtro conocido como LCL, el mismo que cuenta con dos inductores y un capacitor. La forma más directa de describir este proceso empieza mencionando que, tanto el vehículo eléctrico como la red, son capaces de brindar o solicitar Potencia Activa el uno del otro, esto para la carga o descarga de la batería del vehículo como se puede observar en la figura 2.7.

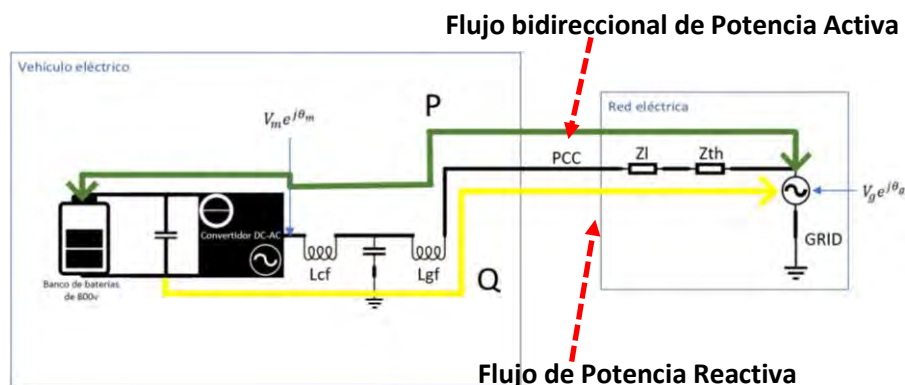


Figura 2.7. Modo de inyección de Potencia Activa y Potencia Reactiva.

Por otro lado, la red puede solicitar potencia reactiva, misma que se genera en el capacitor ubicado de forma paralela entre el módulo de baterías y el convertidor.

2.3.1.1 Inyección de Potencia Activa

Según (Qoria et al., 2020), este proceso es llevado a cabo a través del cálculo y control de la diferencia entre las fases de los voltajes del vehículo eléctrico y la red, como se observa en la ecuación (15), de forma más específica, se controla la fase correspondiente al vehículo eléctrico, ya que la fase de la red es constante. Posteriormente, se realiza el cálculo de la Potencia Activa requerida o brindada dependiendo del caso, a través de la ecuación (16), utilizando la diferencia hallada en la ecuación (15).

$$\psi = \theta_m - \theta_g \quad (15)$$

$$P = \frac{V_m V_g}{X_c} \psi \quad (16)$$

Dónde:

V_m : Voltaje del vehículo eléctrico.

V_g : Voltaje de la red.

X_c : Impedancia total del vehículo eléctrico.

θ_m : Fase del vehículo eléctrico.

θ_g : Fase de la red.

2.3.1.2 Inyección de Potencia Reactiva

En segundo lugar, según (Qoria et al., 2020) el vehículo eléctrico es capaz de brindar soporte a la red, inyectando Potencia Reactiva, como se logra visualizar en la figura 2.7., esto se realiza de forma simplificada mediante el control del voltaje del vehículo eléctrico V_m de la expresión de la ecuación (17).

$$Q = \frac{(V_m - V_g)}{X_c} \quad (17)$$

Dónde:

V_m : Voltaje del vehículo eléctrico.

V_g : Voltaje de la red.

X_c : Impedancia total del vehículo eléctrico.

2.4. Estrategia de control Grid Forming.

El control Grid Forming aplicado a un cargador del vehículo eléctrico, se basa en el control del voltaje y frecuencia de salida, con la finalidad de controlar el intercambio de Potencia Activa y Potencia Reactiva (Qoria et al., 2020). En la figura 2.8., se representa el modo de conexión del cargador del vehículo eléctrico a la red, además del modo de aplicación del controlador Grid Forming; El controlador recibe el voltaje y frecuencia deseados, además de la realimentación del Voltaje en el punto de conexión PCC y la corriente del cargador; todo esto

con la finalidad de calcular el valor de S_{abc} , que es la señal de voltaje controlada que se insertara en la red para cumplir con los requerimientos de potencia.

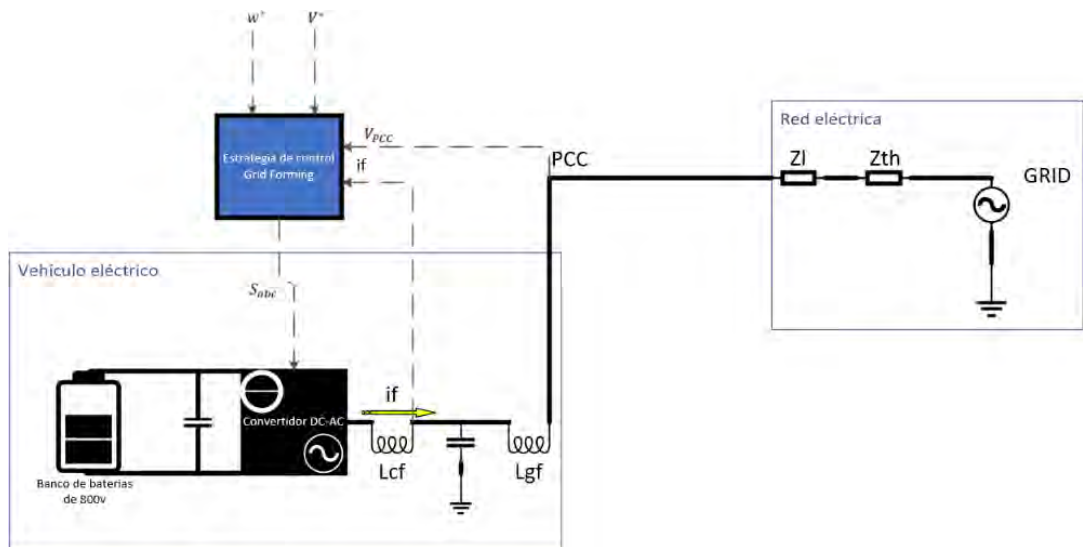


Figura 2.8. Convertidor conectado a la red eléctrica.

Dónde:

S_{abc} = Voltaje sinusoidal controlado.

L_{cf} = Inductor del convertidor.

L_{gf} = inductor de la red.

V_{PCC} = Voltaje del convertidor.

i_f = Corriente del convertidor.

w^* = Frecuencia deseada.

V^* = Voltaje deseado.

Z_l = Impedancia Thévenin de la línea.

Z_{th} = Impedancia Thévenin de la red.

En el punto 2.3., se presentó el modo de funcionamiento de un vehículo conectado a la red, es por esto, que en base al diagrama de control Grid Forming presentado en la figura 1.1., existirán dos modos de funcionamiento del control, los cuales son los siguientes:

2.4.1. Modo de soporte a la red.

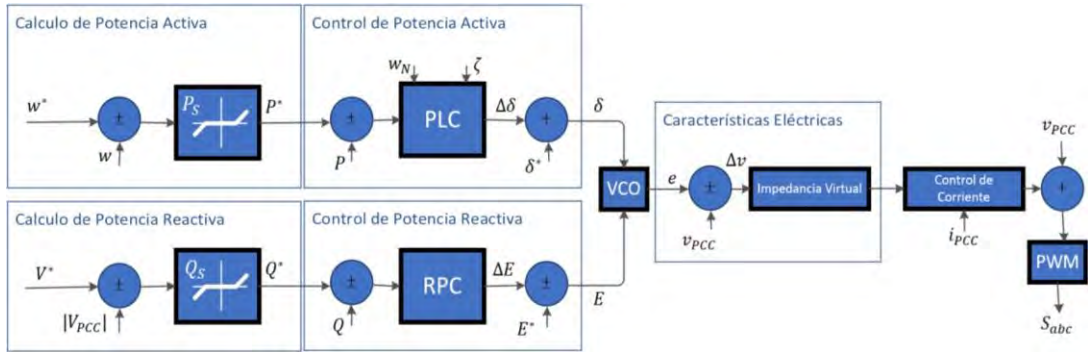


Figura 2.9. Diagrama de control tipo Grid Forming modo de soporte de red, (Taul et al., 2020).

Para dar soporte a la red, la señal de corriente debe estar sincronizada a una amplitud de voltaje V^* y una frecuencia w^* , se incluyen los bloques de Cálculo de Potencia Activa y Cálculo de Potencia Reactiva, para realizar esta sincronización.

2.4.2. Modo de carga del vehículo eléctrico.

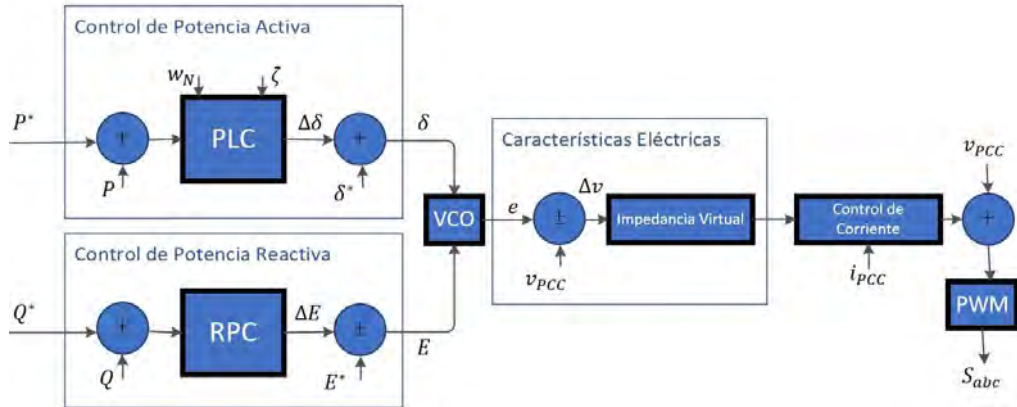


Figura 2.10. Diagrama de control tipo Grid Forming modo de carga de vehículo eléctrico, (Taul et al., 2020).

En este caso, no es necesario tener de referencia la amplitud de voltaje V , ni la frecuencia w^* , ya que el vehículo eléctrico solicitará a la red una Potencia Activa P^* y una Potencia Reactiva Q^* para realizar la carga de la batería.

2.4.3. Estrategia de control.

Una vez definido el modelo que se utilizará en esta tesis, en este punto se desarrollará cada uno de los bloques del método de control.

2.4.3.1 Cálculo de Potencia Activa.

Según (Taul et al., 2020) en este bloque se calcula la Potencia Activa P^* requerida, en base a la frecuencia deseada w^* según la ecuación (18).

$$P^* = P_S + (w^* - w)D_P \quad (18)$$

Dónde:

P_S = Set point externo de Potencia Activa.

w = Frecuencia de oscilación virtual del PLC.

D_P = Ganancia de caída para la Potencia Activa.

2.4.3.2 Cálculo de Potencia Reactiva.

Según (Taul et al., 2020) en este bloque se calcula la Potencia Reactiva Q^* requerida, en base al voltaje deseado V^* a través de la ecuación (19).

$$Q^* = Q_S + (V^* - |V_{PCC}|)D_Q \quad (19)$$

Dónde:

Q_S = Set point externo de Potencia Reactiva.

V_{PCC} = Voltaje de entrada a la red en el punto PCC.

D_Q = Ganancia de caída para la Potencia Reactiva.

2.4.3.3 Control de Potencia Activa.

Según (Taul et al., 2020) es necesario el cálculo de la frecuencia δ de la maquina electromotriz emulada.

En primer lugar, se halla la Potencia Activa entre la máquina virtual y la red con la expresión de la ecuación (20).

$$P = \frac{3EV_g \sin(\delta)}{2X} \approx \frac{3EV_g \delta}{2X} = P_{max} \delta \quad (20)$$

Dónde:

δ = Diferencia de fase entre las dos fuentes.

X = Reactancia total de salida entre las dos fuentes.

P_{max} = Potencia Activa nominal.

E = Voltaje en el extremo de envío.

V_g = Voltaje en el extremo de recepción.

Una vez hallado este valor, en la figura 2.11. se puede observar la implementación del lazo de control PLC o Power Loop Controller, que se encarga de proveer al convertidor de la propiedad mecánica de la maquina síncrona emulada y formar la relación entre la Potencia Activa y la frecuencia. En este lazo de control se incluye el controlador Proporcional Integral $G_{PI}(S)$ para obtener el valor ideal de frecuencia del convertidor, además de incluir un integrador para la obtención del valor δ ideal para el cálculo de la potencia a la salida del bloque de control.

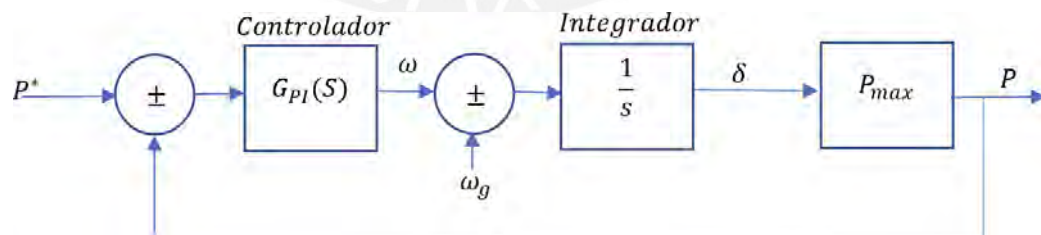


Figura 2.11. Diagrama de bloques del PLC con un controlador PI, (Taul et al., 2020).

Dónde:

P_{max} = Potencia Activa nominal.

δ = Diferencia de fase entre las dos fuentes.

P^* =Potencia Activa deseada.

P =Potencia Activa Controlada.

w_g =Frecuencia en el extremo de recepción.

w =Frecuencia en el extremo del envío.

La dinámica de este lazo se ve representada en la expresión descrita por la ecuación (21).

$$\frac{P(s)}{P^*(s)} = \frac{P_{max}K_{pp}s + K_{ip}P_{max}}{s^2 + K_{pp}P_{max} + K_{ip}P_{max}} = \frac{2\zeta\omega_N s + \omega_N^2}{s^2 + 2\zeta\omega_N s + \omega_N^2} \quad (21)$$

Donde:

P_{max} =Potencia Activa nominal.

K_{ip} , K_{pp} =Valores del controlador.

ω_N = Frecuencia natural nominal.

ζ = Ángulo de carga de la maquina relativa a la red.

En (Taul et al., 2020) los valores del controlador K_{ip} y K_{pp} se pueden hallar con las expresiones de las ecuaciones (22) y (23) respectivamente.

$$K_{ip} = \frac{\omega_0}{2HS_n} \quad (22)$$

$$K_{pp} = \zeta \sqrt{\frac{2\omega_0}{HS P_{max}}} \quad (23)$$

Dónde:

H =Constante de inercia.

S_n =Potencia nominal.

ω_0 = Frecuencia angular eléctrica nominal.

ζ = Ángulo de carga de la maquina relativa a la red.

2.4.3.4 Control de Potencia Reactiva

En (Taul et al., 2020), en este bloque se realiza el cálculo de la amplitud de voltaje E de la maquina electromotriz emulada.

En primer lugar, se halla la Potencia Reactiva entre la máquina virtual y la red con la expresión de la ecuación (24).

$$Q = \frac{3}{2} \left(\frac{E^2 - EV_g \cos(\delta)}{X} \right) \approx \frac{3}{2} \frac{E(E - V_g)}{X} \quad (24)$$

Dónde:

δ = Diferencia de fase entre las dos fuentes.

X =Reactancia total de salida entre las dos fuentes.

E =Voltaje en el extremo de envío.

V_g =Voltaje en el extremo de recepción.

Una vez hallado este valor, en la figura 2.12. se puede observar la forma de implementación del lazo de control RPC o Reactive Power Controller, para controlar la Potencia Reactiva a través de la variación del voltaje. Este valor se halla a través del error en la Potencia Reactiva y el controlador Proporcional Integral $G_{PI}(S)$.

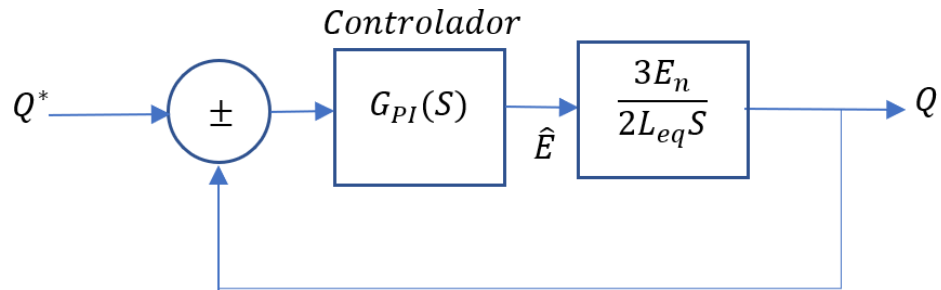


Figura 2.12. Diagrama de bloques del RPC con un controlador PI, (Taul et al., 2020).

Donde:

E_n =Voltaje nominal de la máquina virtual.

L_{eq} =Inductancia total entre la maquina virtual y el voltaje de la red

Q^* =Potencia Reactiva deseada.

Q =Potencia Reactiva Controlada.

La dinámica de este lazo se ve descrita por la ecuación (25).

$$\frac{Q(s)}{Q^*(s)} = \frac{\frac{3E_n K_{pq}}{2L_{eq}}s + \frac{3E_n K_{iq}}{2L_{eq}}}{s^2 + \frac{3E_n K_{pq}}{2L_{eq}}s + \frac{3E_n K_{iq}}{2L_{eq}}} \quad (25)$$

Dónde:

K_{ip} , K_{pp} =Valores del controlador.

L_{eq} =Inductancia total entre la maquina virtual y el voltaje de la red.

E_n =Voltaje nominal de la máquina virtual.

En (Taul et al., 2020) los valores del controlador K_{pq} y K_{iq} se pueden hallar con las ecuaciones (26) y (27) respectivamente.

$$K_{pq} = \frac{4\zeta\omega_N L_{eq}}{3} \quad (26)$$

$$K_{iq} = \frac{2\omega_N^2 L_{eq}}{3E_n} \quad (27)$$

Dónde:

ζ = Ángulo de carga de la maquina relativa a la red.

L_{eq} =Inductancia total entre la maquina EMF y el voltaje de la red.

E_n =Voltaje nominal de la máquina virtual.

ω_N = Frecuencia natural nominal

2.4.3.5 VCO.

El bloque VCO, calcula e , que es el voltaje controlado, generado a partir de la frecuencia δ y la amplitud E , a través de la forma $e = E \sin(\delta)$, ambas referentes de la máquina virtual que se desea emular(Taul et al., 2020).

2.4.3.6 Características Eléctricas.

En este bloque se busca la calcular la variación de corriente deseada en base a la diferencia entre el voltaje de la máquina virtual e y el voltaje de la red, este bloque se incluye para garantizar una impedancia de salida que presente una inductividad predominante (Taul et al., 2020). El comportamiento de esta etapa se ve descrito por la ecuación (28).

$$i_{\alpha\beta}^* = \frac{e_{\alpha\beta} - v_{\alpha\beta}}{R_V + sL_V} \quad (28)$$

Dónde:

$e_{\alpha\beta}$ =Voltaje virtual en sistema de referencia $\alpha\beta$.

$v_{\alpha\beta}$ =Voltaje medido en el punto PCC en sistema de referencia $\alpha\beta$.

R_V =Resistencia virtual del estator de salida.

L_V =Inductancia virtual del estator de salida.

2.4.4 Respuesta ante fallos en la red, tipo caída de tensión.

Durante el método de control y respaldo ante fallos en la red por una caída de tensión, en los bucles de control de potencia externos, no se considera la incapacidad de los mismos para ajustarse a los márgenes limitados del convertidor con respecto a las corrientes inyectadas, lo que puede ocasionar una saturación (Taul et al., 2020). Debido a esto, se propone un método que varía las referencias de Potencia Activa y Potencia Reactiva en caso de falla.

En primer lugar, actualiza la potencia aparente S_n del convertidor mediante la ecuación (29), es importante mencionar que esta ecuación trabaja en un sistema de referencia $\alpha\beta$.

$$S_{new} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V^+ - V^-}{V_b} S_n \quad (29)$$

Dónde:

$$V^+ = (v_{\alpha}^{+2} + v_{\beta}^{+2})^{1/2}$$

$$V^- = (v_{\alpha}^{-2} + v_{\beta}^{-2})^{1/2}$$

En el caso de una falla simétrica, donde la componente V^- es igual 0, la ecuación (29) se reduce a la ecuación (30):

$$S_{new} = V_{pu} S_n \quad (30)$$

La Potencia Reactiva correspondiente, se puede calcular mediante la ecuación (31).

$$Q^* = \begin{cases} \text{Caida de Voltaje} & V_{pu} > 0.9 \\ 2S_{new}(1 - V_{pu}) & 0.5 < V_{pu} < 0.9 \\ S_{new} & \text{otro.} \end{cases} \quad (31)$$

Teniendo calculado el nuevo valor de Potencia Reactiva, se puede actualizar el nuevo valor de Potencia Activa a partir de la siguiente expresión:

$$P^* = \sqrt{S_{new}^2 + Q^2} \quad (32)$$

Después de haber obtenido los valores actualizados de Potencia Activa y Potencia Reactiva, de darse el caso en que la referencia de Potencia Reactiva sea mayor que la Potencia nominal del convertidor, se establece en cero la Potencia Activa y se iguala la Potencia Reactiva a la nueva Potencia S_{new} (Taul et al., 2020).

2.4.5 Limitación de corriente.

La corriente máxima del convertidor es independiente del control y la caída de voltaje con sus respectivas condiciones de falla. En consecuencia es más adecuado el implementar un limitador de corriente a partir de los valores de referencia del convertidor (Taul et al., 2020). Debido a la implicancia de señales sinusoidales, un limitador duro instantáneo, ocasionaría un recorte del pico de la señal, lo cual puede generar una corriente de salida deteriorada, para evitar esto, se procede a implementar un limitador circular, en donde la referencia de la corriente se determina a través de la de expresión de la ecuación (33).

$$i_{\alpha\beta}^* = \begin{cases} i_{\alpha\beta} \frac{I_{lim}}{\sqrt{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2}} & \text{para } \sqrt{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2} > I_{li} \\ I_{li} & \text{otro.} \end{cases} \quad (33)$$

Donde:

$i_{\alpha\beta}$ =Valores de corriente en el sistema de referencia $\alpha\beta$.

I_{lim} =Valor máximo de corriente permitido.

2.4.6 Distorsión armónica.

Las distorsiones armónicas, se definen generalmente como señales sinusoidales con frecuencias múltiplo de la frecuencia fundamental de 60 Hz (Inga, 2011), como se puede observar en la figura 2.13. se muestra una señal sin armónicos, que representa un caso ideal, no obstante, la figura 2.14. muestra la misma señal con los armónicos presentes en ella, presentando componentes de frecuencia en 180Hz, 360Hz y 420Hz, siendo que la distorsión será mayor a medida que aumenten los armónicos.

Figura 2.13. Señal sinusoidal sin armónicos con frecuencia fundamental de 60 Hz.

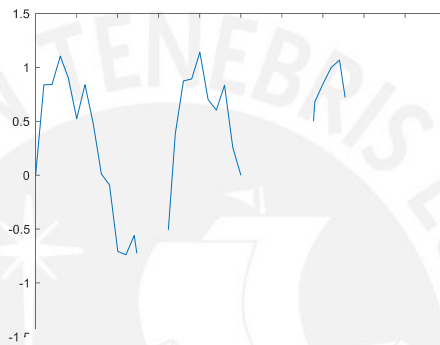


Figura 2.14. Señal sinusoidal con armónicos con frecuencia fundamental de 60 Hz.

Las mismas presentan dos formas de ser evaluadas, las cuales son:

- a) De manera individual, analizando la relación entre la amplitud relativa de estas componentes y la amplitud de la componente fundamental.
- b) De manera global mediante el cálculo del THD o Total Harmonic Distortion, que representa cuanto ha sido distorsionada la forma de la onda sinusoidal original, mediante la expresión de la ecuación (34).

$$THD = \sqrt{\sum_{i=0}^m \frac{V_i}{V_n}} \quad (34)$$

Dónde:

V_i = Valores individuales de la tensión armónica.

V_n = Valor nominal de la componente fundamental.

2.4.6.1 Causas de la distorsión armónica.

Entre las causas más comunes se pueden encontrar las siguientes:

- Estabilizadores electrónicos pertenecientes a dispositivos de iluminación fluorescente.

- Cargas no lineales en la red trifásica, tales como instalaciones de iluminación con lámparas de descarga, transformadores, cargadores de batería motores universales, etc (Inga, 2011).
- Fuentes de alimentación de accionamiento conmutado, las cuales son fuentes de alimentación utilizadas en reguladores de conmutación para una conversión eficiente de energía.
- Unidades de alimentación ininterrumpida UPS.

2.4.6.2 Error por distorsión armónica.

Es necesario representar las ondas de manera matemática, para lo cual, las mismas en un sistema abc pueden ser descritas por las ecuaciones:

$$V_a = V_1 \cos(\theta) + V_5 \cos(5\theta) + V_7 \cos(7\theta) + \dots \quad (35)$$

$$V_b = V_1 \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + V_5 \cos 5\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + V_7 \cos 7\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \quad (36)$$

$$V_c = V_1 \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + V_5 \cos 5\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + V_7 \cos 7\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \quad (37)$$

Donde V_1, V_5, V_7, \dots se definen como las magnitudes de las componentes armónicas, para lo cual, al realizar la transformación al sistema $\alpha\beta$, se obtienen las ecuaciones (38) y (39).

$$U_\alpha = V_1 \cos(\theta) + V_5 \cos(5\theta) + V_7 \cos(7\theta) + \dots \quad (38)$$

$$U_\beta = V_1 \sin(\theta) + V_5 \sin(5\theta) + V_7 \sin(7\theta) + \dots \quad (39)$$

Además, utilizando la transformación dq , se obtiene la expresión:

$$U_q = -V_1 \delta + (V_5 - V_7) \sin(6\theta) + (V_{11} - V_{13}) \sin(12\theta) + \dots \quad (40)$$

Teniendo finalmente la expresión de la ecuación (41), la cual describe el error originado por la distorsión armónica.

$$Error = E_{h6} \sin(6\theta) + E_{h12} \sin(12\theta) + \dots \quad (41)$$

Dónde:

$$E_{h6} = \frac{V_5 - V_7}{V_1} \quad (42)$$

Cabe resaltar que en el error se encuentran componentes cuyas frecuencias son múltiplos de la frecuencia fundamental de la red (Inga, 2011).

Capítulo 3. Desarrollo del control Grid Forming aplicado al vehículo eléctrico

3.1 Cálculo de la potencia

3.1.1 Transformación de la señal trifásica abc al sistema dq

En primer lugar, se plantea las señales de voltaje y corriente trifásica en el sistema de referencia abc , de la forma expresada en las matrices de las ecuaciones (43) y (44).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} V_m \sin(\omega t) \\ V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (43)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} I_m \sin(\omega t - \varphi) \\ I_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ I_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi) \end{bmatrix} \quad (44)$$

Para este control, se considera el marco giratorio de la transformada dq alineado con el eje de la fase A, dando como resultado las expresiones de las ecuaciones (45) y (46) para la transformación al sistema dq y la transformada inversa, respectivamente.

$$\begin{bmatrix} v \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}} & \frac{2\pi}{3} & \frac{2\pi}{3} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ v_c \end{bmatrix} \quad (45)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (46)$$

Finalmente, debido a la disposición de rotación del sistema con respecto al eje de la fase A, se tiene como ángulo de fase $\theta = \omega t - \frac{\pi}{2}$, lo cual da como resultado la expresión de la ecuación (47) y (48) para la transformada dq .

$$\begin{bmatrix} v \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \frac{\pi}{2} & \frac{\pi}{2} & \frac{2\pi}{3} \\ \frac{\pi}{2} & \frac{2\pi}{3} & \frac{2\pi}{3} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ v_c \end{bmatrix} \quad (47)$$

$$\begin{bmatrix} i \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) & \frac{\pi}{2} & \frac{2\pi}{3} \\ \frac{\pi}{2} & \frac{2\pi}{3} & \frac{2\pi}{3} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (48)$$

Dando como resultado, de manera simplificada:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (49)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m \cos(\varphi) \\ -I_m \sin(\varphi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (50)$$

Estas ecuaciones expresadas en p.u., nos dan como resultado las ecuaciones (51) y (52), que se muestran a continuación:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix}_{pu} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (51)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}_{pu} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) \\ \sin(\varphi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (52)$$

Es importante mencionar que el sistema es balanceado, lo que hace que las magnitudes de las tres líneas sean iguales y se encuentren desfasadas simétricamente; de presentarse un desbalance, esto afectaría directamente a las referencias de control de la Potencia Activa y la Potencia Reactiva, siendo que sería necesario medir el desbalance y adaptar las matrices de transformación involucradas en el cambio de sistema de referencia para compensar este desbalance, esto podría desarrollarse durante un nuevo estudio, no obstante en este trabajo se utilizará un sistema trifásico balanceado.

3.1.2 Cálculo de la Potencia Activa y Potencia Reactiva instantáneas

Teniendo en cuenta los resultados del punto anterior, es posible obtener la medida de Potencia Activa y de Potencia Reactiva instantáneas.

3.1.2.1 Cálculo de la Potencia Activa

Se tiene la siguiente expresión de Potencia Activa en el sistema de referencia abc :

$$P_{abc} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (53)$$

Es posible escribir la ecuación (53) en términos de las coordenadas dq como se muestra en el Anexo A, método por el cual, la potencia P_{abc} puede ser reescrita de la siguiente manera:

$$P_{abc} = v_q i_q + v_d i_d + v_0 i_0 \quad (54)$$

Considerando que $v_0 i_0$ es igual a cero, debido a que se trata de un sistema equilibrado, puede expresarse de la siguiente manera:

$$P = (v_d i_d) + (v_q i_q) \quad (55)$$

3.1.2.2 Cálculo de la Potencia Reactiva

Se tiene la siguiente expresión para el cálculo de la Potencia Reactiva en el sistema abc :

$$Q_{abc} = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_a - v_b) i_c + (v_c - v_a) i_b + (v_b - v_c) i_a] \quad (56)$$

Según lo demostrado en el Anexo B, es posible reescribir la ecuación correspondiente a la Potencia Reactiva expresada en la ecuación (56) en el sistema de referencia dq de la siguiente forma:

$$Q_{abc} = Q_{dq0} = v_q i_d - v_d i_q \quad (57)$$

Además, es posible obtener las referencias para la Potencia Activa y la Potencia Reactiva, a través de la siguiente expresión:

$$[Q^*] = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} V_m I_m \cos(\varphi) \\ \frac{3}{2} V_m I_m \sin(\varphi) \end{bmatrix} \quad (58)$$

La ecuación (58), escrita en p.u. se puede expresar de la siguiente manera:

$$[Q^*]_{pu} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) \\ \sin(\varphi) \end{bmatrix} \quad (59)$$

Comparándola con la expresión de la ecuación 52, nos permite establecer la siguiente igualdad:

$$[Q^*]_{pu} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (60)$$

3.2 Control de Potencia Activa

En esta etapa, se describirá e implementará el modelo de control de Potencia Activa del sistema.

3.2.1 Modelo del sistema

Según (Qoria et al., 2020), es posible plantear el modelo del sistema como un modelo quasi-estático de una sola fase, que considera al vehículo eléctrico y a la red, como el que se observa en la figura 3.1., sin considerar el modelo transitorio, ya que en este escenario el cargador interno del vehículo eléctrico actúa como una fuente de voltaje alterno, ya que las señales V_{ma}^* , V_{mb}^* y V_{mc}^* que se producen durante el tiempo de conmutación de los transistores que comprenden al cargador del vehículo, serán iguales a los valores de voltaje V_a , V_b y V_c del modelo planteado.

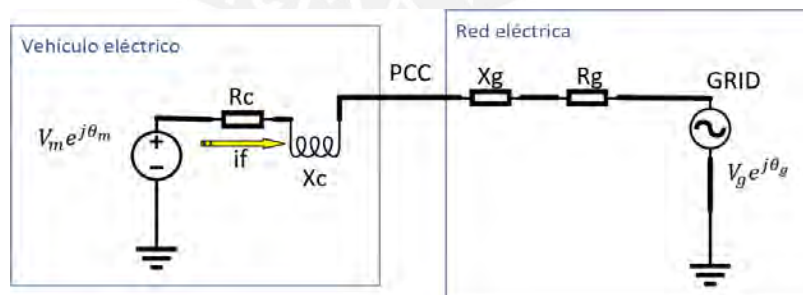


Figura 3.1. Modelo simplificado del sistema.

Donde:

V_m = Voltaje a la salida del inversor interno del Vehículo eléctrico.

θ_m = Fase a la salida del inversor interno del Vehículo eléctrico.

V_g = Voltaje de la red.

θ_g = Fase del Voltaje de la red.

i_f = Corriente del convertidor.

PCC = Punto de conexión del vehículo eléctrico y la red.

R_c = Resistencia del vehículo eléctrico.

X_c = Impedancia del vehículo eléctrico.

R_g = Resistencia de la red.

X_g = Impedancia de la red.

Donde:

$$v_m = V_m e^{j\theta_m} \quad (61)$$

$$v_g = V_g e^{j\theta_g} \quad (62)$$

Finalmente según (Qoria et al., 2020), el modelo de Potencia Activa entre la red y el cargador del vehículo eléctrico, de forma simplificada está representado por la ecuación (63).

$$P = \frac{V_m V_g}{X_c} \psi \quad (63)$$

Donde:

$$\psi = \theta_m - \theta_g \quad (64)$$

3.2.2 Control del sistema

Para esta etapa, luego de la transformación de sistema de referencia abc a dq y el cálculo de la Potencia Activa y Potencia Reactiva de referencia, se plantea el esquema de control basado en un PI de la figura 3.2., con el fin de hallar el ángulo θ_m^* para la señal del vehículo eléctrico (Qoria et al., 2020).

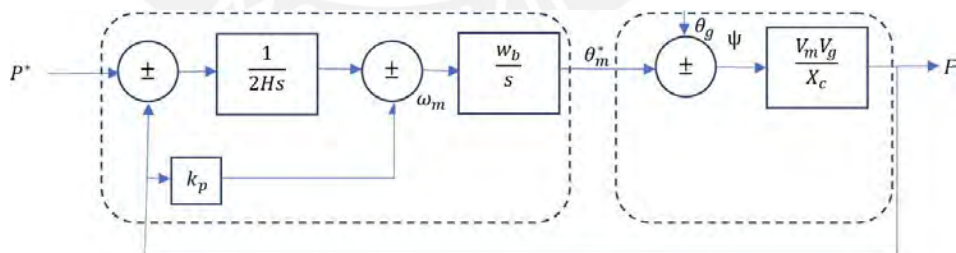


Figura 3.2. Modelo de control de Potencia Activa, (Qoria et al., 2020).

Donde:

P^* = Potencia Activa deseada.

P = Potencia Activa real.

w_b = Frecuencia de la red.

w_m = Frecuencia a la salida del inversor interno del Vehículo eléctrico.

θ_g =Fase del Voltaje de la red.

θ_m^* = Fase deseada.

V_m = Voltaje a la salida del inversor interno del Vehículo eléctrico.

V_g = Voltaje de la red.

X_c = Impedancia del Vehículo eléctrico.

H=Constante de inercia.

K_p =Valores del controlador.

Según (Qoria et al., 2020) la función de transferencia que describe al sistema esta expresada por la ecuación (64), la cual se define a continuación.

$$P = \frac{-P^* + \frac{1}{\omega_b^2 k_c + 2Hk_p} \frac{1}{S+1}}{\frac{2H}{\omega_b} S^2 + 2Hk_p S + 1} \frac{\frac{2H}{\omega} S^2}{\theta_g} \quad (64)$$

Donde:

$$k_c = \frac{V_m V_g}{X_c} \quad (65)$$

Es importante mencionar que las variables en la ecuación (65), se encuentran expresadas en p.u., además es necesario establecer que, para el modelo, se toman en cuenta las siguientes consideraciones:

- $X_c \gg R_c$
- $X_g \gg R_g$

Donde:

X_c = Impedancia del vehículo eléctrico.

R_c = Resistencia del vehículo eléctrico.

X_g = Impedancia de la red.

R_g = Resistencia de la red.

Estas consideraciones, minimizan las resistencias R_c y R_g , haciendo que la línea se considere puramente inductiva, además, la respuesta del sistema está definida por los parámetros k_p y H (Qoria et al., 2020).

Según (Qoria et al., 2020), si se considera la frecuencia θ_g constante, además de la expresión de la ecuación (66):

$$\Delta P = K_g \Delta \theta_g \quad (66)$$

Donde:

$$K_g = \frac{V_e V_g}{X_g} \quad (67)$$

Se tiene al reemplazar la expresión (67) en la ecuación (64), la siguiente expresión:

$$\Delta P = \frac{1}{\frac{2H}{\omega_b} \left(\frac{1}{k_c} + \frac{1}{k_g} \right) S^2 + 2Hk_p S + 1} \Delta P^* \quad (68)$$

Esta expresión puede ser reescrita como un sistema de segundo orden con la siguiente forma:

$$\Delta P = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \Delta P^* \quad (69)$$

Donde el factor de amortiguamiento está expresado por ξ en la ecuación (70) y la frecuencia ω_n por la ecuación (71):

$$\xi = k_p \sqrt{\frac{H\omega_b k_c k_g}{2(k_g + k_c)}} \quad (70)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{\omega_b k_c k_g}{2H(k_g + k_c)}} \quad (71)$$

La relación entre las ecuaciones (70) y (71), se encuentra expresada en la ecuación (72), con un tiempo de respuesta t_s .

$$\omega_n = \frac{4}{t_s \xi} \quad (72)$$

3.2.3 Implementación del control

En primera instancia, para la implementación del sistema es necesario establecer ciertos parámetros tanto para la red como para el vehículo eléctrico, los mismos, se detallan en la Tabla N°1, presentada a continuación.

Parámetros	Valor
Potencia Nominal del Vehículo Eléctrico $P_n = S_{n3\phi}$	22kW
Voltaje de la línea DC V_{DC}	800V
Frecuencia de la red m_b	$2\pi 60$ rad/sec
Voltaje de la red V_m rms	220v
Impedancia del Vehículo Eléctrico X_c	0.15 p.u.
Resistencia del Vehículo Eléctrico R_c	$0.1X_c$
Impedancia de la red X_g	0.1 p.u.
Resistencia de la red R_g	$0.1X_g$
Tiempo de respuesta t_s	0.45s
Factor de Amortiguamiento ξ	1

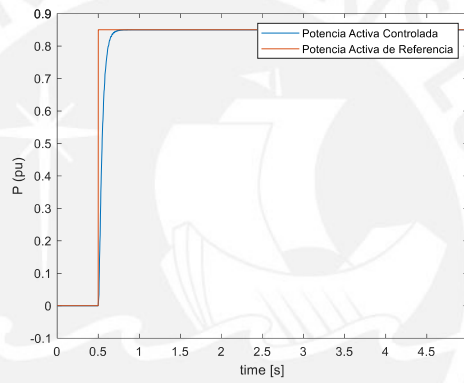
Establecidos estos valores, se procede a realizar las pruebas del control implementado, variando las cargas, tiempo de respuesta para el establecimiento, añadiendo perturbaciones de diferentes tipos, considerando en 0.85 p.u. la referencia de Potencia Activa. Es importante mencionar que el objetivo de las pruebas será demostrar que el sistema es estable y determinar los parámetros que permitan obtener una respuesta con un error menor al 2% en estado estacionario, siendo que

no se analizará controlabilidad ni observabilidad, no obstante, posteriores estudios podrían aplicar un estudio en pequeña señal para probar ambos conceptos.

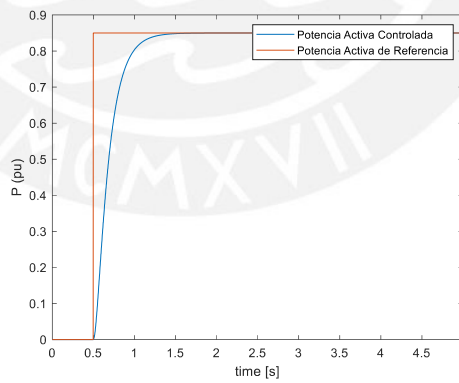
Referencia de Potencia



A) $t_s = 0.05$



B) $t_s = 0.1$



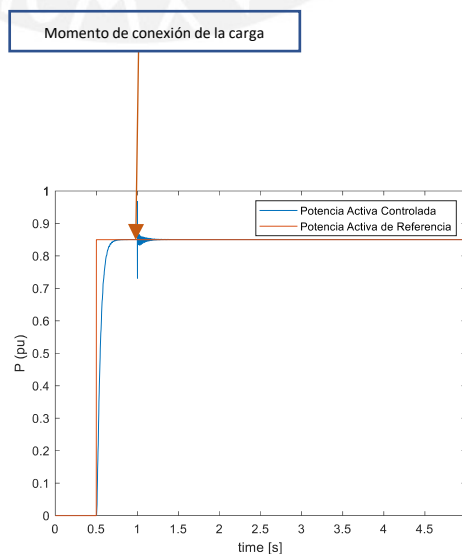
C) $t_s = 0.40$

D) $t_s = 1$

Figura 3.3. Pruebas de control con variación en el tiempo de respuesta.

En la Figura 3.3., se puede observar que el sistema es estable en todas las pruebas, ya que presenta una salida acotada que no tiende al infinito (Ogata, 1998), no obstante al establecer un tiempo de respuesta muy bajo para el sistema, este no puede ser controlado, presentando picos de potencia, como se observa en el segmento A de esta figura, lo que confirma que el mismo por su naturaleza presenta una respuesta lenta, debido a que la señal controlada es el valor medio de la potencia.

Posteriormente, se determinó a través de múltiples pruebas que el tiempo de respuesta mínimo para que el sistema sea controlable con un error en estado estacionario menor al 2% es de 0.0845 segundos, desapareciendo las pequeñas oscilaciones a medida que este tiempo aumenta, por lo que, a partir de ahora, se considerará un tiempo de respuesta de 0.45 segundos. Una vez establecido el tiempo de respuesta, a través de las ecuaciones (65),(67) y (70) el valor de k_p , el cual es 0.0150 y a través de la ecuación (71) y (72) el valor de H el cual es 5.8409. Luego de establecer el tiempo de respuesta desde el cual el sistema presenta una salida controlada, se realizaron pruebas conectando una carga R1, puramente resistiva, con valor variable proporcional a P_n , esta carga se conecta entre 1 y 1.3 segundos de simulación, para que actúe como una perturbación al sistema, los resultados de estas pruebas se muestran en la figura 3.4. con las diferentes variaciones en la carga R1.



A) $R1=0.2P_n$

B) $R1=0.4P_n$

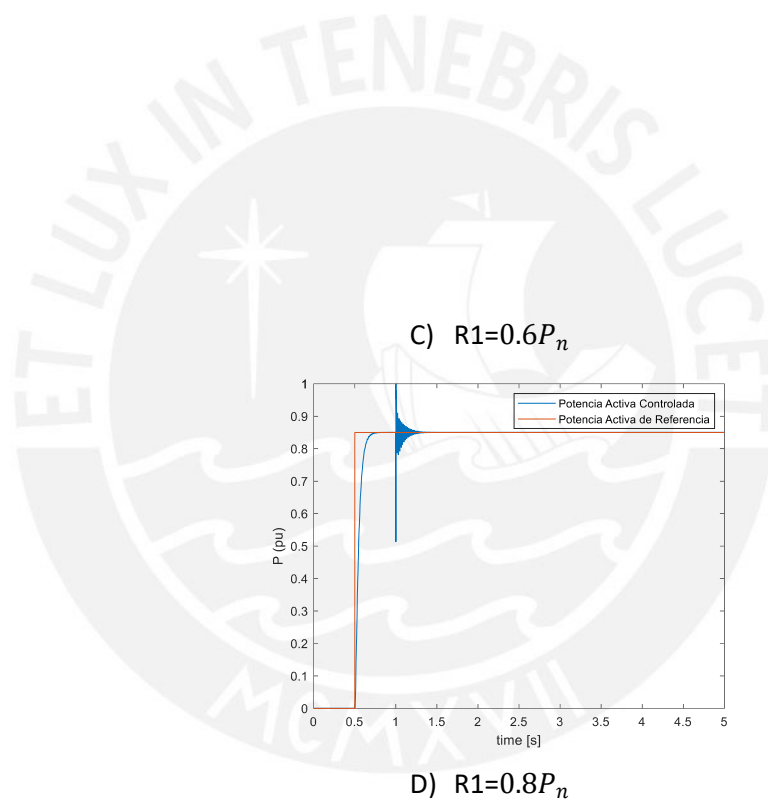


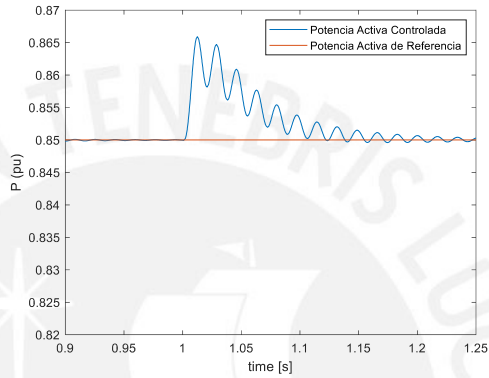
Figura 3.4. Pruebas de control con variación en la carga conectada al sistema.

Es posible observar que a medida que aumenta el valor de la carga conectada al sistema, el pico de caída y subida de Potencia Activa es mayor, junto con el aumento del tiempo de estabilización, con un pico más alto en la caída de potencia, también es posible observar que, a mayor carga, disminuye la cantidad de oscilaciones durante el periodo en el que el sistema se ve afectado por la perturbación.

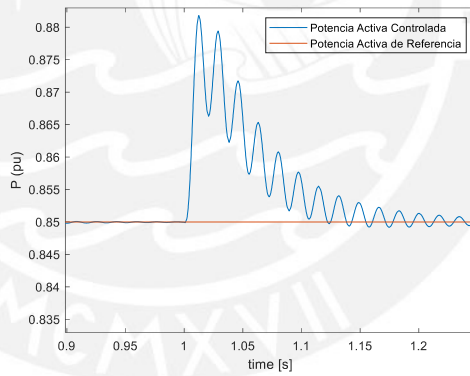
Por último, se realizan pruebas al control, variando la fase de la red ω_b con el fin de mostrar los efectos de la desincronización por caída o por subida de la misma, esta perturbación se incluirá entre 1 y 1.3 segundos de la simulación, estos resultados se muestran en la figura 3.5. y la figura 3.6., considerando que se realizó un acercamiento a la imagen de la simulación para apreciar con mayor detalle los efectos de la perturbación.

Momento de variación de frecuencia

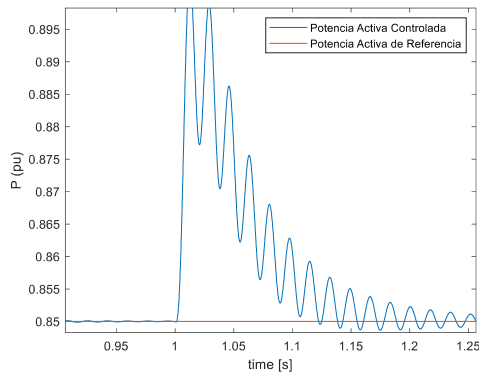
A) $\Delta\omega_b = -0.1$



B) $\Delta\omega_b = -0.3$



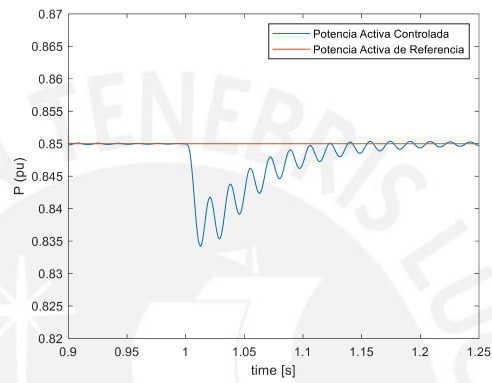
C) $\Delta\omega_b = -0.6$



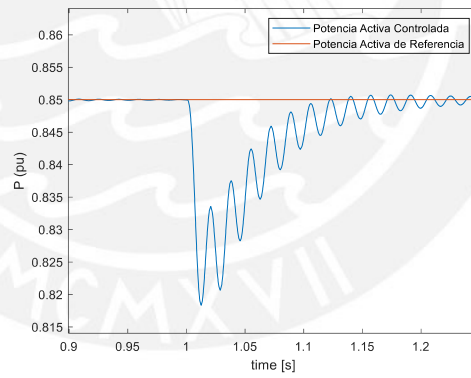
D) $\Delta\omega_b = -1$

Figura 3.5. Pruebas de control con variaciones negativas en la frecuencia de la red.

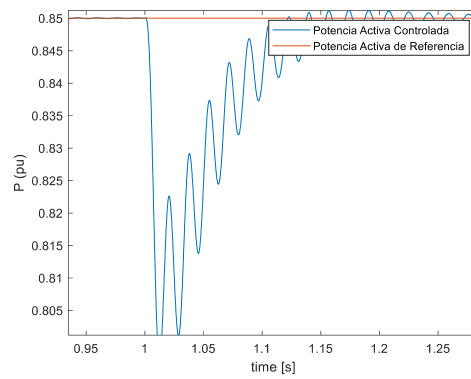
A) $\Delta\omega_b = 0.1$



B) $\Delta\omega_b = 0.3$



C) $\Delta\omega_b = 0.6$



D) $\Delta\omega_b = 1$

Figura 3.6. Pruebas de control con variaciones positivas en la frecuencia de la red.

Con respecto a la perturbación con variación de frecuencia, se puede confirmar según lo observado en la figura 3.5. y la figura 3.6. la característica principal del tipo de control, el cual emula una maquina síncrona, esto queda demostrado ya que, al existir una variación de frecuencia, el sistema inyecta o absorbe Potencia Activa dependiendo del caso, manteniendo la inercia de la respuesta. A mayor variación en la frecuencia, existe una mayor inyección o absorción de Potencia Activa.

3.2.4 Sistema real e Impedancia Virtual

El sistema desarrollado y probado en la sección anterior, representa un caso ideal en el que se cuenta con una impedancia X_c igual a 0.15 p.u., esto en un inversor real es muy difícil de obtener, siendo que, de darse el caso, sería complicado aplicar un control Grid Forming para el inversor. En un caso real, este valor suele ser mucho más bajo, para este caso, se considerará un X_c igual a 0.02.

Teniendo esto en cuenta a continuación, se presenta los resultados del control con un tiempo de respuesta t_s de 0.1 sin ninguna perturbación externa.

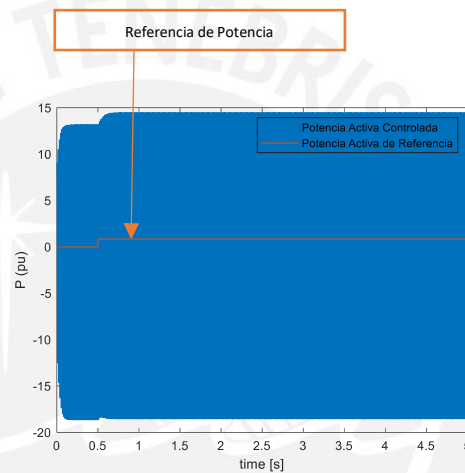


Figura 3.7. Respuesta del sistema con un $X_c = 0.02$.

En la figura 3.7., la respuesta del inversor real es estable, pero no controlada, con picos de potencia, además de alejarse mucho de una respuesta deseada ya que el control Grid Forming no está diseñado para un valor de X_c tan bajo, por lo mismo es necesario utilizar una Impedancia Virtual para compensar la Inductancia real del sistema.

3.2.4.1 Impedancia Virtual

La Inductancia Virtual, consiste en insertar de forma emulada una inductancia X_v , al sistema, mediante el uso de una ecuación diferencial, que permite agregar al inductor una inductancia simulada que compense el valor real, esto se puede apreciar en la figura 3.8., donde se muestra de manera gráfica el nuevo circuito simplificado y su conexión con la red.

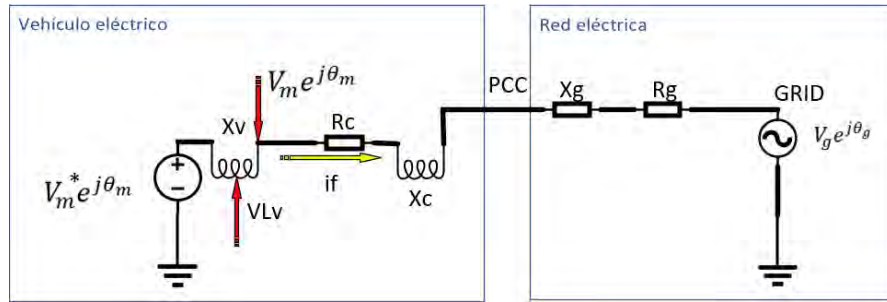


Figura 3.8. Modelo simplificado del sistema con Inercia Virtual.

Donde:

V_m^* = Voltaje a la salida del inversor del vehículo eléctrico.

V_m = Voltaje a la salida del inversor incluyendo la caída de voltaje en X_v .

V_{Lv} = Caída de voltaje en la impedancia virtual.

V_g = Voltaje de la red.

i_f = Corriente en el convertidor.

PCC = Punto de conexión del vehículo eléctrico y la red.

R_c = Resistencia del vehículo eléctrico.

X_c = Impedancia del vehículo eléctrico.

X_v = Impedancia Virtual del vehículo eléctrico.

R_g = Resistencia de la red.

X_g = Impedancia de la red.

En base al modelo de la figura 3.8. el nuevo valor de V_m sería de la forma que se ve en la ecuación (73).

$$v_m = v_{Lv} + v_m^* \quad (73)$$

La ecuación diferencial que describe la caída de voltaje en la bobina X_v , correspondiente a la Inductancia Virtual, se encuentra descrita por la ecuación (74), en el sistema de referencia dq .

$$v_{Lv} = (i_d + j i_q) j X_v = -i_q X_v + j i_d X_v \quad (74)$$

Esta expresión combinada de forma matricial con la ecuación (48), nos da como resultado del nuevo cálculo del valor de v_m de forma expandida, en la ecuación (75).

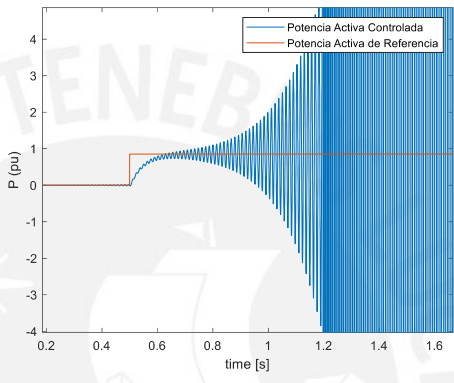
$$\begin{bmatrix} v_{md} \\ v_{mq} \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m + i_q X_v \\ i_d X_v \\ 0 \end{bmatrix} \quad (75)$$

Teniendo en cuenta la Inductancia Virtual, se volvió a realizar pruebas del sistema controlado variando la compensación obtenida por la misma bajo las mismas condiciones, obteniendo las respuestas que se observan en la figura 3.9. con respecto al control de la Potencia Activa.

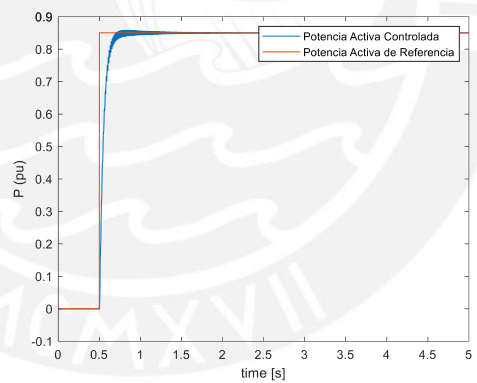
Referencia de Potencia



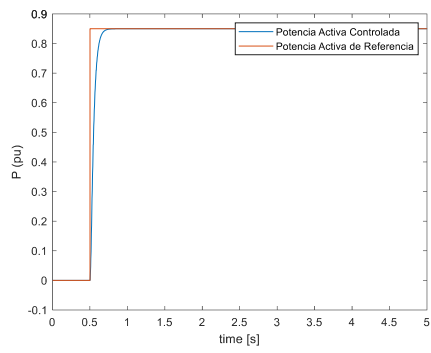
A) $X_v = 0.00$



B) $X_v = 0.008$



C) $X_v = 0.013$



D) $X_v = 0.15$

Figura 3.9. Pruebas de control con variaciones en la compensación ofrecida por la Inductancia Virtual X_v .

Como se puede observar, el sistema se mantiene estable en todas las pruebas, sin embargo, mejora el control a medida que la Inductancia Virtual ofrece mayor compensación, asegurando que esta ha cumplido su objetivo; mediante una iteración de simulaciones en las que se aumentó la compensación de la inductancia virtual, se obtuvo como resultado que una compensación de 0.038 es un valor mínimo de inductancia total que asegura un error estacionario mínimo en el sistema controlado.

3.3 Control de Potencia Reactiva

Según (Laba, Bruyere, Colas, Guillaud, & Silvestre, 2021), la Potencia Reactiva entregada puede hallarse a través de la expresión de la ecuación (76).

$$Q = \frac{V_g}{X_{total}} (V_m - V_g) \quad (76)$$

La cual según (Taul et al., 2020) se encuentra linealizada en los puntos $Q_0 = 0, V_{m0} = V_{g0} = 1$ p.u. dando origen a la siguiente expresión:

$$Q - Q_0 = a(V_m - V_{m0}) + b(V_g - V_{g0}) \quad (77)$$

Donde:

$$a = \frac{v_{g0}}{X_{total}} = \frac{1}{X_c} \quad (78)$$

$$b = -\frac{V_{g0}}{X_{total}} = -\frac{1}{X_c} \quad (79)$$

Finalmente, la ecuación linealizada para el cálculo de la Potencia Reactiva según (Taul et al., 2020) es la siguiente:

$$Q = \frac{1}{X_{total}} V_m - \frac{1}{X_{total}} V_g \quad (80)$$

Esta ecuación nos indica que la Potencia Reactiva puede ser controlada variando el voltaje V_m y considerando V_g como una perturbación externa, siendo según (Taul et al., 2020) la representación dinámica de la Potencia Reactiva en p.u. la siguiente expresión:

$$\frac{Q}{V_m} = \frac{1}{X_{total}} = \frac{1}{r_{total} + \frac{x_{total}}{\omega_b} s} \quad (81)$$

Posteriormente, se tomara como referencia el lazo de control cerrado propuesto por (Taul et al., 2020), donde en la etapa de control, es necesario adicionar el valor de $V_g = 1$ en p.u. para compensar la perturbación generada por el voltaje de la red .

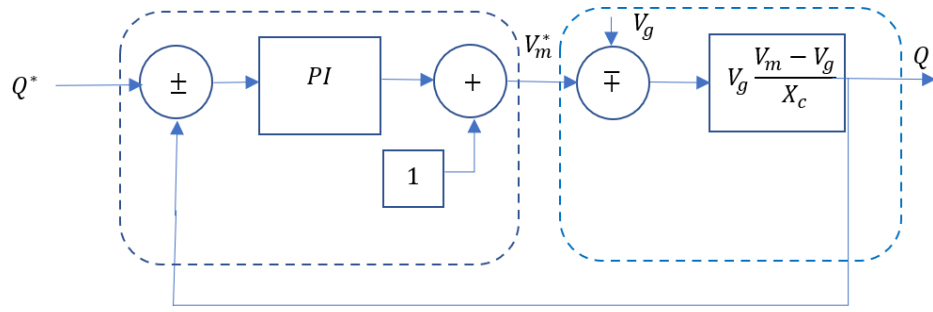


Figura 3.10. Modelo de control de Potencia Reactiva,(Qoria et al., 2020).

Donde:

V_m^* = Voltaje a la salida del inversor del vehículo eléctrico.

V_m =Voltaje a la salida del inversor incluyendo la caída de voltaje en X_v .

V_g =Voltaje de la red.

X_c =Impedancia del vehículo eléctrico.

Q^* =Potencia Reactiva deseada.

Q = Potencia Reactiva real.

3.3.1 Diseño del controlador PI para el control de Potencia Reactiva

Teniendo como referencia la ecuación (81), la cual describe la dinámica de la Potencia Reactiva, se procede a diseñar un controlador PI con los parámetros necesarios para la eliminación del polo presente en la ecuación (81), considerando que el método para hallar estos parámetros se puede observar con mayor detalle en el Anexo C. Este diseño parte de la ecuación (82) mostrada a continuación:

$$PI(S) \frac{Q}{V_m} = (k_c \frac{(r_i s + 1)}{r_i s}) \frac{r_{total}}{1 + \frac{x_{total}}{\omega_b r_{total}} s} \quad (82)$$

Donde:

$$r_i = \frac{x_{total}}{\omega_b r_{total}}$$

$$\omega_i = \omega_b / 5$$

Finalmente, teniendo en cuenta el diseño de un controlador PI, los valores de k_i y k_p serán:

$$\begin{cases} k_i = \omega_i * r_c \\ k_p = k_i * (\frac{x_c}{r_c \omega_b}) \end{cases} \quad (83)$$

Para este controlador, se considerará un ancho de banda ω_i cinco veces menor a la frecuencia m_b de la red, esto con la finalidad que el controlador no sea más rápido que la señal que se desea controlar (Ogata, 1998), obteniendo un k_p igual a 0.300 y un k_i igual a 0.1508.

3.3.1.1 Implementación del control

A continuación, se presentará la simulación del control implementado con la finalidad de llevar el valor de Potencia Reactiva a 0, demostrando la eficacia del mismo, considerando que la referencia del sistema se establece desde el segundo 0.5 de la prueba.



Figura 3.11. Pruebas de control de Potencia Reactiva.

3.3.2 Control de Potencia Reactiva con caída de voltaje por Inductancia Virtual

Como se mencionó anteriormente, debido a que la inductancia real del sistema es muy pequeña, haciendo complicado el control del mismo, se incluye una Inductancia Virtual X_v , como se mostro en la Figura 3.8. a modo de compensación, sin embargo, la misma representa una caída de voltaje, modificando el valor V_m de salida del cargador del vehículo eléctrico, por lo que, para realizar un correcto control de Potencia Reactiva, es necesario sumar esta diferencia de voltaje al valor V_m de salida del controlador.

Debido a que se trabaja en el sistema dq , se obtiene las siguientes expresiones para el cálculo del valor real de V_m compensando la caída de voltaje por la inclusión de la Inductancia Virtual.

$$\begin{bmatrix} V_{md} \\ V_{mq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{md}^* \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_q * X_v \\ -I_d * X_v \end{bmatrix} \quad (84)$$

3.4 Fallos en la red

3.4.1 Caída de Voltaje

En un caso ideal, la red se mantendrá estable durante todo el periodo de funcionamiento, no obstante, en un caso real, se pueden presentar fallas por caídas de voltaje, las cuales, en este caso al estarse controlando la Potencia Activa y la Potencia Reactiva, inyectada o extraída, el control compensara esta caída con un aumento abrupto de la corriente como se puede observar en la Figura 3.12., esto acarreará un gran daño al cargador interno del vehículo eléctrico, ya que no está diseñado ni preparado para soportar estos picos de corriente, por lo que es necesario adicionar al control un método para limitar la corriente en el cargador del vehículo eléctrico.

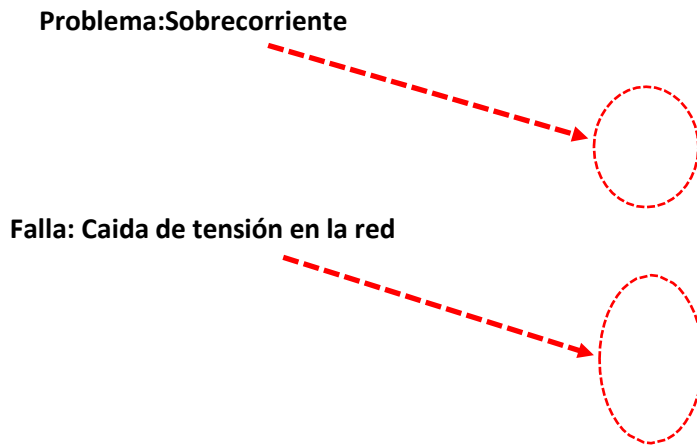


Figura 3.12. Prueba de caída de tensión en la red.

3.4.2 Armónicos en la red

En un caso ideal, la señal de voltaje en la red será una señal trifásica de 220 voltios de amplitud a 60Hz de frecuencia, no obstante, en un caso real, sobre todo en redes débiles con cargas no lineales, esta señal trifásica presentará armónicos en frecuencias más bajas, con una amplitud más pequeña, reduciendo la calidad de la energía, lo cual además interfiere en el correcto control de la Potencia Activa y la Potencia Reactiva, teniendo mayor efecto en el lazo de control de la Potencia Reactiva como se muestra en la figura 3.13., la inclusión de estos armónicos impide que ambas señales sean controladas, ya que se presentan oscilaciones con respecto a la señal de referencia, por lo que es necesario adicionar al control, un método para reducir el efecto de estos armónicos.

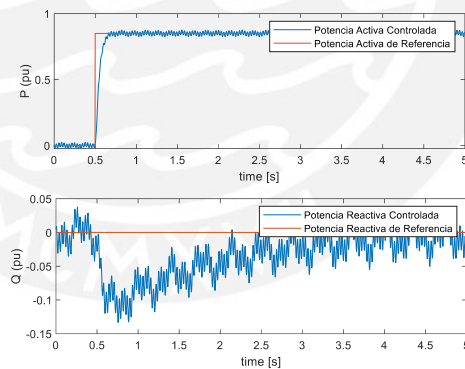


Figura 3.13. Pruebas de control de Potencia Activa y Potencia Reactiva con armónicos en la red.

Capítulo 4. Limitación de corriente y eliminación de armónicos

Dentro de un entorno real, las condiciones no siempre se mantendrán ideales y estables, lo que ocasionará diferentes tipos de fallos en la red, este capítulo tomara en cuenta solo los fallos provocados por una caída de voltaje, y la sobrecorriente que estos generan debido al control utilizado en el cargador del vehículo eléctrico para el intercambio de potencia, esto se puede observar en la figura 4.1. donde se muestran la corriente en un marco de referencia $\alpha\beta$ además de la sobrecorriente que alcanza durante la caída de voltaje. Esta sobrecorriente es capaz de dañar la integridad del cargador interno del vehículo eléctrico, ya que no se encuentra diseñado para soportar cambios abruptos en la corriente que superen los límites del hardware.

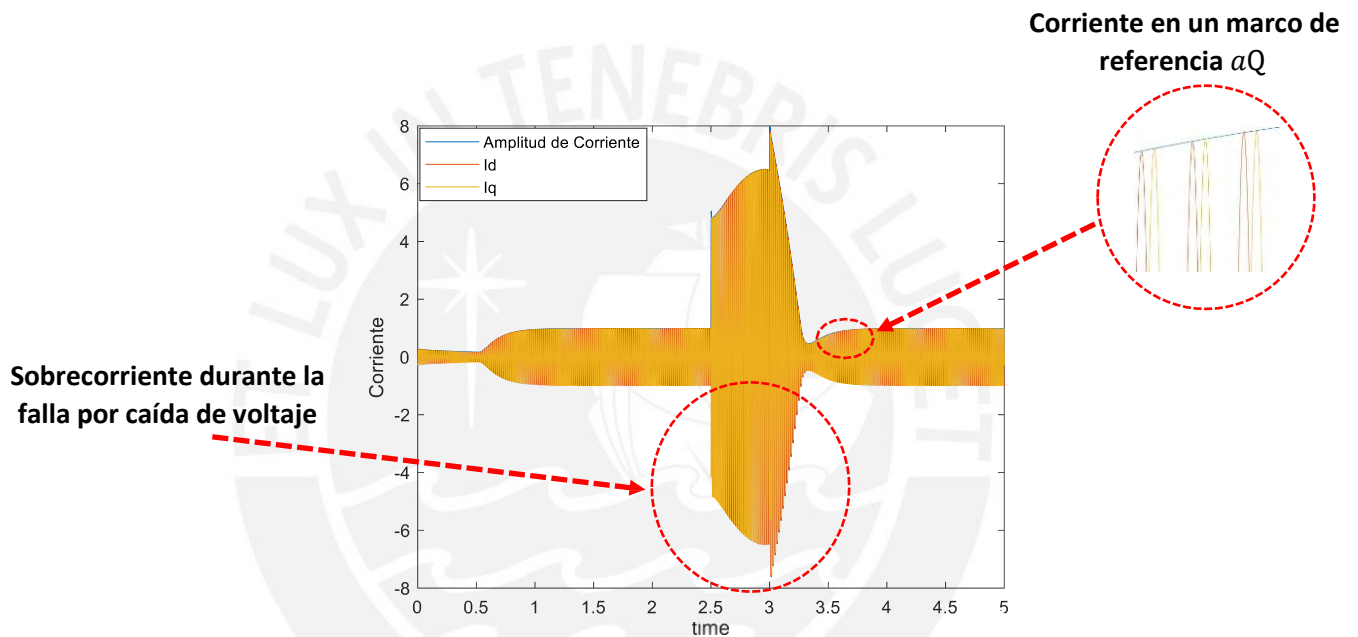


Figura 4.1. Corriente sin limitador en un sistema de referencia $\alpha\beta$ durante la falla por caída de voltaje.

El control Grid Forming, es una estructura de control diseñada para mantener la referencia de voltaje y frecuencia con los requerimientos necesarios para los lazos de control de Potencia Activa y Potencia Reactiva (Taul et al., 2020).

En caso de falla por caída de voltaje en la red, el control optará por elevar de manera masiva los niveles de corriente para mantener estable la potencia, por esto, es necesario diseñar e insertar un método para proteger los componentes pertenecientes al vehículo eléctrico conectado a la red de la sobrecorriente generada por este fallo, teniendo principal consideración en restringir la misma al valor máximo permitido según las características del cargador del vehículo eléctrico (Taul et al., 2020).

Debido a que el sistema no se encuentra funcionando en modo isla (aislado completamente de otros sistemas), limitar la corriente, tendrá un efecto en la estabilidad del controlador, volviendo necesario analizar el impacto del limitador en los

lazos externos de control de Potencia Activa y Potencia Reactiva, ya que estos están relacionados directamente a la magnitud de voltaje y corriente en el cargador del vehículo eléctrico y la red, con la finalidad de que el método de limitación de corriente afecte de manera mínima al control Grid Forming aplicado al cargador del vehículo eléctrico.

Entre las diferentes medidas para contrarrestar el efecto de una corriente elevada sobre el sistema, el primero consiste en sobredimensionar el cargador del vehículo eléctrico, con la finalidad de que este pueda soportar un mayor valor pico de corriente, sin embargo esto incrementa de forma significativa el costo de implementación, siendo lo último que se desea, ya que estos vehículos, están diseñados para optimizar espacio en su arquitectura y reducir gastos en la producción (Taul et al., 2020).

La segunda opción plantea disminuir el valor de la impedancia virtual, con la finalidad de limitar la corriente, no obstante, en (Taul et al., 2020), al implementar este método, existen dos factores importantes detectados durante el desarrollo, en primera instancia el valor de impedancia virtual, depende de la caída de voltaje y el valor necesario para lograr la corriente deseada, lo cual implica que un solo caso no puede ser aplicado a diferentes condiciones de falla, siendo que el mismo debe adaptarse al escenario en cuestión. Además, incluso considerando la posibilidad de reducir la impedancia virtual hasta que se alcance el valor de corriente admisible, esta corriente varía dependiendo del cargador del vehículo eléctrico, por lo cual tampoco se puede aplicar a un caso general (Taul et al., 2020).

Según (Taul et al., 2020), es más viable simplificar las cosas y tener un método más intuitivo, al implementar directamente un limitador de corriente basado en los valores de referencia, lo cual se hará a continuación.

4.1 Limitación de corriente

Según el desarrollo realizado en (Taul et al., 2020), el proceso se basa directamente en limitar la corriente del convertidor, a través de una comparación entre la corriente actual y la corriente de referencia, este proceso se lleva a cabo tomando en cuenta los voltajes y corrientes descritos en la figura 4.2. la cual presenta un diagrama eléctrico reducido para fines prácticos del vehículo eléctrico conectado a la red.

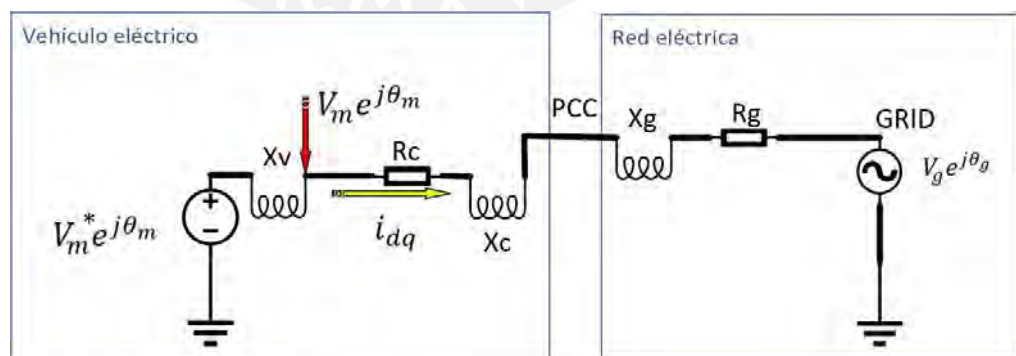


Figura 4.2. Vehículo eléctrico conectado a la red.

Donde:

V_m^* = Voltaje a la salida del inversor del vehículo eléctrico.

V_m = Voltaje a la salida del inversor incluyendo la caída de voltaje en X_v .

V_g = Voltaje de la red.

i_{dq} = Corriente en el convertidor.

PCC = Punto de conexión del vehículo eléctrico y la red.

R_c = Resistencia del vehículo eléctrico.

X_c = Impedancia del vehículo eléctrico.

X_v = Impedancia Virtual del vehículo eléctrico.

R_g = Resistencia de la red.

X_g = Impedancia de la red.

En primer lugar, es necesario calcular las corrientes i_d e i_q del convertidor, las cuales se calculan a partir de las ecuaciones (85) y (86), descritas a continuación.

$$i_d = \frac{v_{m d}^* - v_{g d}}{X_{total}} \quad (85)$$

$$i_q = \frac{v_{m q}^* - v_{g q}}{X_{total}} \quad (86)$$

Donde:

$v_{m,dq}^*$ = Voltaje de salida del convertidor.

$v_{g,dq}$ = Voltaje en el punto de conexión PCC.

X_{total} = Impedancia total.

En segundo lugar, (Taul et al., 2020) plantea el siguiente método para la saturación de la corriente, implementado en el sistema de referencia αQ .

$$i_{\alpha\beta}^* = \begin{cases} \frac{I_{lim}}{\sqrt{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2}} & \text{si } \sqrt{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2} > I_{li} \\ i_{\alpha\beta} & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (87)$$

Para poder aplicar este método al controlador diseñado, es necesario adaptar el sistema y el saturador para poder hacerlos compatibles, debido a que el controlador trabaja en un sistema de referencia dq y el saturador en un sistema de referencia $\alpha\beta$, por lo mismo, se realizará primero la transformación de las corrientes i_d e i_q al sistema de referencia $\alpha\beta$, aplicando las expresiones de las ecuaciones (88) y (89).

$$i_{\alpha} = i_d \cos\left(wt - \frac{\pi}{2}\right) + i_q \sin\left(wt - \frac{\pi}{2}\right) \quad (88)$$

$$i_{\beta} = -i_d \sin\left(wt - \frac{\pi}{2}\right) + i_q \cos\left(wt - \frac{\pi}{2}\right) \quad (89)$$

Posteriormente, se realiza el análisis de la corriente real calculada a partir de las corrientes i_{α} e i_{β} , con el fin de saturarla de ser necesario, finalmente se regresa los

valores de corriente al sistema de referencia dq , a través de las ecuaciones de las expresiones (90) y (91).

$$i_d = i_\alpha \cos \left(wt - \frac{\pi}{2} \right) - i_\beta \sin \left(wt - \frac{\pi}{2} \right) \quad (90)$$

$$i_q = i_\alpha \sin \left(wt - \frac{\pi}{2} \right) + i_\beta \cos \left(wt - \frac{\pi}{2} \right) \dots \quad (91)$$

En la figura 4.3. se puede observar el método completo de implementación del limitador de corriente, donde se incluye un filtro pasa bajas (LPF) con una frecuencia de 360 Hz a la entrada del voltaje V_g de la red, para evitar que la velocidad de respuesta del controlador de corriente afecte el funcionamiento general del limitador.

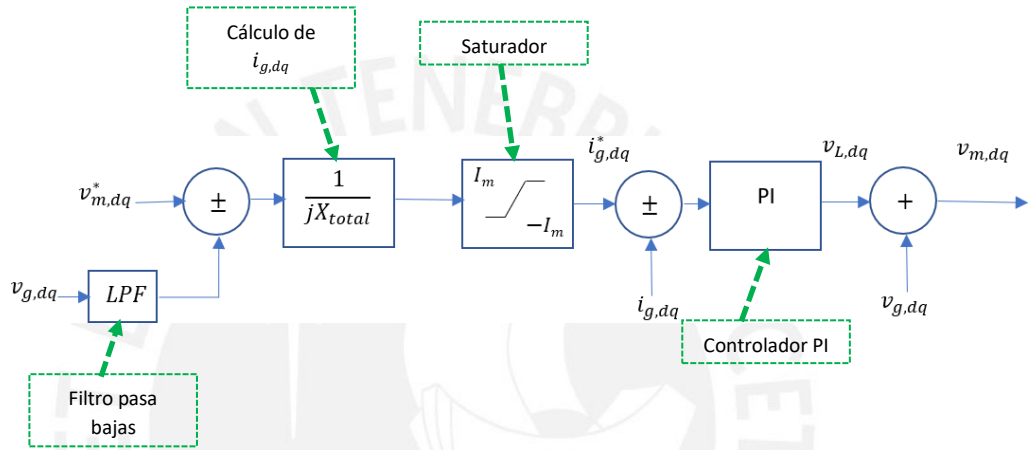


Figura 4.3. Esquema general del limitador de corriente.

4.1.1 Diseño del controlador PI para el control de corriente

Se optará por diseñar un controlador PI con los parámetros necesarios para la eliminación del polo, considerando que el método para hallar estos parámetros se puede observar con mayor detalle en el Anexo C. Este diseño parte de la ecuación (92) mostrada a continuación:

$$PI(S) \frac{V_m}{X_{total}} = \left(k_c \frac{(r_i s + 1)}{r_i s} \right) \frac{r_{total}}{1 + \frac{X_{total}}{\omega_b r_{total}} s} \quad (92)$$

Donde:

$$r_i = \frac{X_{total}}{\omega_b r_{total}}$$

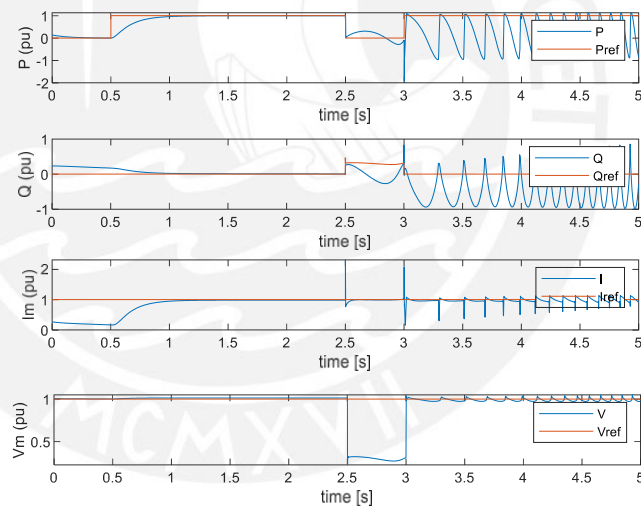
$$\omega_i = \omega_b * 10$$

Finalmente, teniendo en cuenta el diseño de un controlador PI, los valores de k_i y k_p serán:

$$\begin{cases} k_i = \omega_i * r_c \\ k_p = k_i * \left(\frac{X_c}{r_c \omega_b} \right) \end{cases} \quad (93)$$

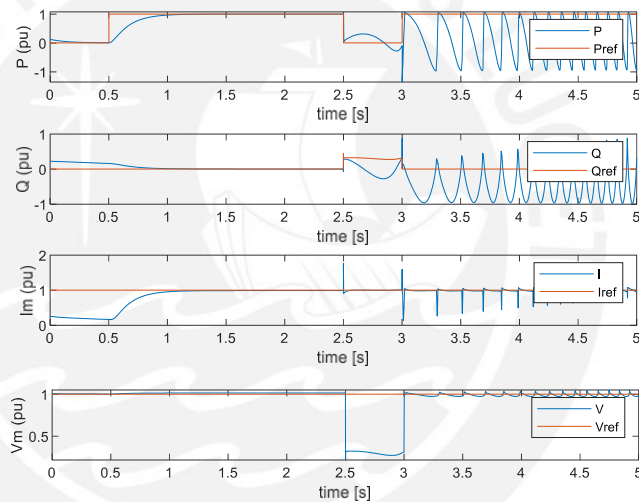
Después de implementar el limitador de corriente, en la figura 4.4. se muestran los diferentes resultados sin limitación de corriente y con limitación, variando el ancho de banda ω_i del PI del controlador de corriente.

A) Sistema sin limitador de corriente



B) Sistema con limitador de corriente y $\omega_i = 300 \text{ rad/seg}$

C) Sistema con limitador de corriente y $\omega_i = 1200 \text{ rad/seg}$



D) Sistema con limitador de corriente y $\omega_i = 1400 \text{ rad/seg}$

Figura 4.4. Pruebas de control con variación en el ancho de banda del PI del controlador de corriente.

En la Figura 4.4. en los incisos B,C y D, existe una limitación en la corriente en el momento en el que decae el valor de amplitud del voltaje, no obstante, luego de esto el control Grid Forming es incapaz de controlar los valores del sistema; según (Taul et al., 2020), la implementación de este tipo de limitador de corriente, solo se enfoca en el lazo de corriente, debido a que no toma en cuenta el efecto en los lazos externos, tales como el lazo de control de Potencia Activa y el lazo de control de Potencia Reactiva, siendo que, al controlar y limitar la corriente, existe un efecto negativo en la capacidad de control de estos lazos. Por esto, (Taul et al., 2020) propone una variación en la referencia de los lazos de control de la Potencia Activa y la Potencia Reactiva, durante la falla por caída de voltaje, para evitar la pérdida de control sobre el sistema, esto sera descrito de mejor manera en el siguiente punto.

4.1.2 Variación del valor de referencia de Potencia Activa y Potencia Reactiva ante fallas

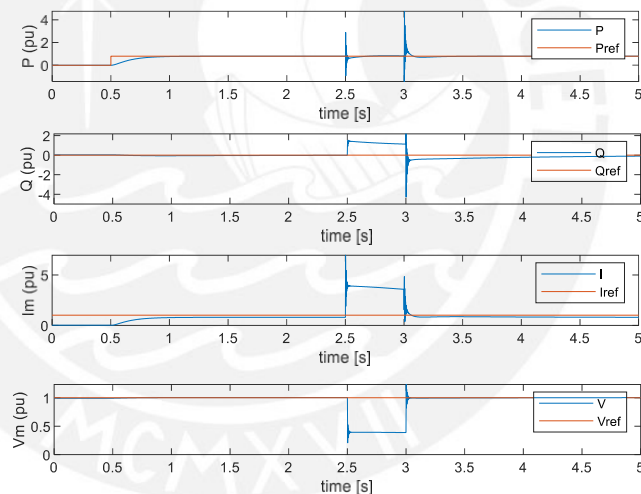
Como se mencionó en el punto anterior, es necesario variar la referencia del set point para los lazos de Potencia Activa y Potencia Reactiva, para que estos sean compatibles con el limitador de corriente implementado, para lo cual, las nuevas referencias se hallarán a través de las expresiones de la ecuación (94), la ecuación (95) y la ecuación (96) según (Taul et al., 2020), siendo S la Potencia Aparente.

$$S_{nuevo} = S_n Vm_{p.u.} \quad (94)$$

$$Q_{nuevo} = \begin{cases} 2S_{nuevo}(1 - Vm_{p.u.}) & \text{Si } Vm_{p.u.} > 0.9 \\ S_{nuevo} & \text{Si } 0.5 < Vm_{p.u.} < 0.9 \\ & \text{En otros casos} \end{cases} \quad (95)$$

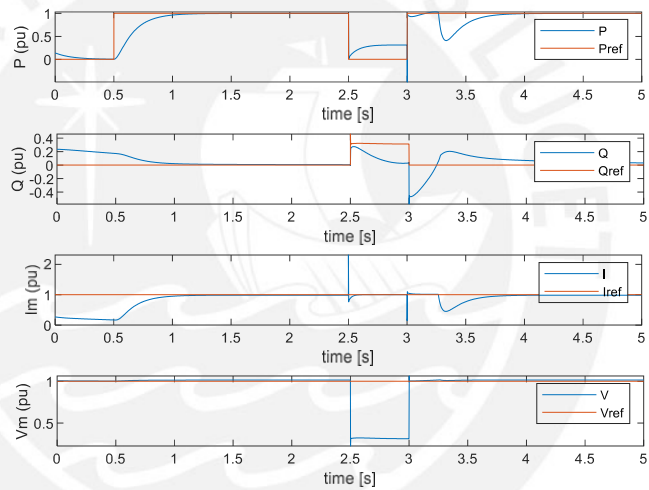
$$P_{nuevo} = \sqrt{S_{new}^2 - Q_{new}^2} \dots (101) \quad (96)$$

Posteriormente a implementar la variación de las referencias de Potencia Activa y Potencia Reactiva, se procedió a realizar nuevamente las pruebas desarrolladas en el punto anterior, obteniendo las respuestas de la figura 4.5., las cuales se muestran a continuación.



A) Sistema sin limitador de corriente

B) Sistema con limitador de corriente y $\omega_i = 300 \text{ rad/seg}$



C) Sistema con limitador de corriente y $\omega_i = 600 \text{ rad/seg}$

D) Sistema con limitador de corriente y $\omega_i = 1080 \text{ rad/seg}$

Figura 4.5. Pruebas de control con variación en el ancho de banda del PI del controlador de corriente con variación de las potencias de referencia.

En la Figura 4.5., al integrar la variación de las potencias de referencia, el control funciona durante y después de la limitación de corriente, cuando ocurre la falla por caída de voltaje, además respecto a la comparación entre las respuestas del sistema conforme aumenta el ancho de banda del controlador de corriente, existe una relación directa con respecto a la velocidad de respuesta, ya que a medida que este aumenta la respuesta del limitador es más rápida, reduciendo los picos de las señales involucradas durante la falla.

Finalmente se tiene en la figura 4.6., con los parámetros más óptimos, la respuesta del limitador sobre la corriente, ante una caída de voltaje en un campo de referencia $\alpha\beta$, donde el limitador cumple su función evitando que la amplitud de la corriente sobrepase el valor de 1 p.u. establecido como límite, obteniendo un k_p igual a 0.400 y un k_i igual a 15.0796.

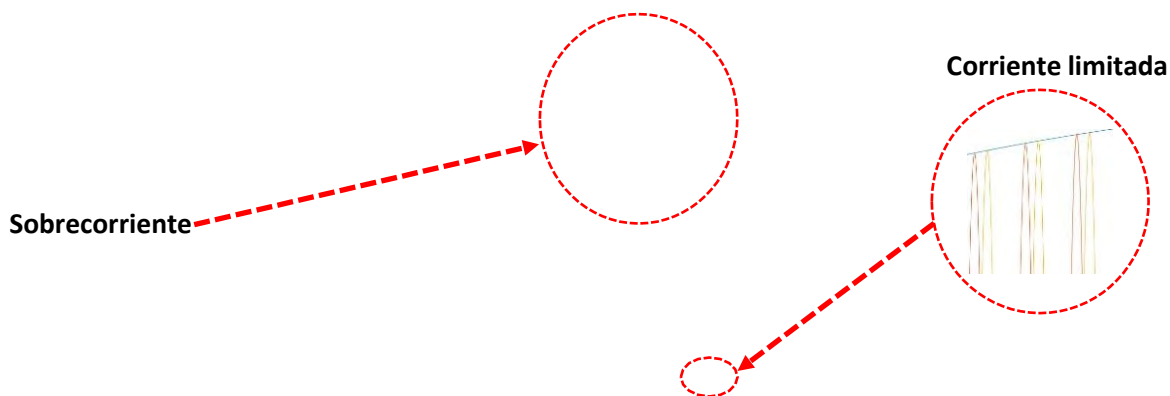
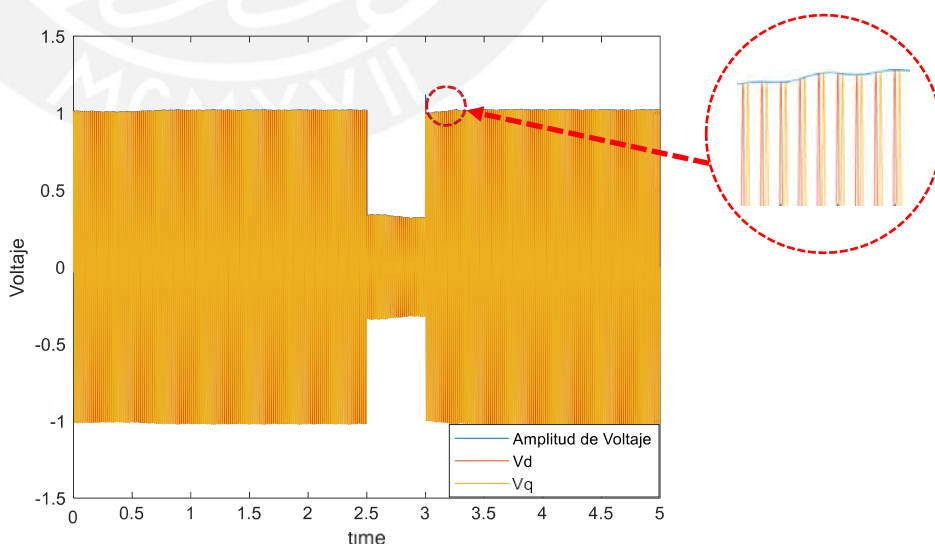


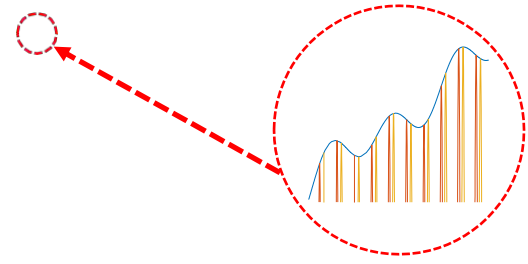
Figura 4.6. Corriente con limitador en un sistema de referencia $\alpha\beta$.

4.2 Limitación de corriente con armónicos presentes en la red

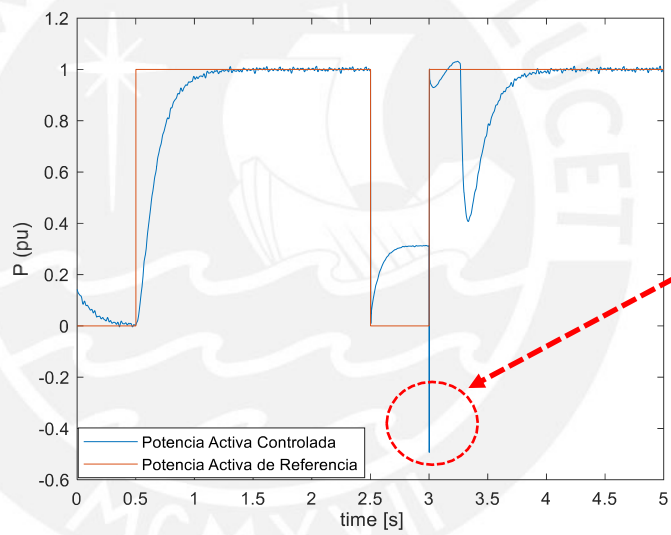
Como se mencionó en el capítulo anterior, en un caso ideal, la señal de la red sería una señal alterna de voltaje con 220 V de amplitud y 60 Hz de frecuencia, no obstante en un entorno real, por diferentes causas, tales como una red débil, cargas no lineales, etc, esta señal presentará armónicos en frecuencias más bajas con una amplitud máxima del 5% del valor máximo de amplitud de la señal principal, estos armónicos tendrán un efecto directo en el control realizado en el cargador del vehículo eléctrico, volviendo las señales involucradas no controlables, como se puede observar en la figura 4.7. la cual muestra las respuestas del control de Voltaje, Corriente, Potencia Activa y Potencia Reactiva, durante una falla por caída de voltaje, donde es importante mencionar que se seguirá utilizando el limitador de corriente de la figura 4.3. el cual está basado en un control PI para el control de la corriente.



A) Voltaje controlado en un sistema de referencia $\alpha\beta$ con oscilaciones generadas por los armónicos.

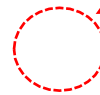


B) Corriente controlada en un sistema de referencia $\alpha\beta$ con oscilaciones generadas por los armónicos.



C) Potencia Activa controlada con armónicos

Pico negativo de Potencia
Reactiva



D) Potencia Reactiva controlada con armónicos

Figura 4.7. Pruebas de control con armónicos en la red.

Teniendo en cuenta estos resultados, es necesario utilizar un controlador en la etapa de limitación de corriente que permita reducir los armónicos en la señal, atenuando su impacto en el control, por lo que se procederá a implementar un controlador proporcional resonante.

4.2.1 Controlador Proporcional Resonante

Para el control de la potencia en un inversor, es recomendado el uso de un controlador Proporcional Resonante (PR); este comparte características de frecuencia con un controlador convencional PI, ya que es una transformación de un marco de referencia síncrono a un marco de referencia estacionario, siendo que en este caso se desea eliminar el error en estado estacionario (Zarate Suarez, 2018).

Según (Zarate Suarez, 2018), uno de los métodos para el diseño del PR, parte del diseño de un PI convencional, para este caso se parte de la ecuación (97).

$$PI(S) \frac{V_m}{X_{total}} = (k_c \frac{(r_i S + 1)}{r_i S}) \frac{r_{total}}{1 + \frac{X_{total}}{\omega_b r_{total}} S} \quad (97)$$

Donde:

$$r_i = \frac{x_{total}}{\omega_b r_{total}}$$

$$\omega_i = \omega_b * 20$$

Finalmente, teniendo en cuenta el diseño de un controlador PI, los valores de k_i y k_p serán:

$$\begin{cases} k_i = \omega_i * r_c \\ k_p = k_i * (\frac{x_c}{r_c \omega_b}) \end{cases} \quad (98)$$

Obteniendo un k_p igual a 0.400 y un k_i igual a 15.0796. Posteriormente según (Zarate Suarez, 2018), estos valores deberán ser reemplazados en las siguientes expresiones:

$$PR(S) = k_p + k_i \frac{2s}{s^2 + \omega_b^2} \quad (97)$$

Donde:

$$\omega_b = 2\pi * 60 \text{ rad/seg}$$

4.2.2 Implementación del limitador de corriente con un controlador PR

Debido a que el controlador PR propuesto por (Zarate Suarez, 2018), trabaja en el sistema de referencia $\alpha\beta$, se realizará primero la transformación de las corrientes i_d e i_q al sistema de referencia $\alpha\beta$, aplicando las expresiones de las ecuaciones (88) y (89), para posteriormente aplicar el control y finalmente regresar las corrientes i_α e i_β al sistema de referencia dq a través de las ecuaciones (90) y (91) para el cálculo del nuevo valor de las componentes d y q del voltaje V_m como se puede apreciar en la Figura 4.8. en donde se detalla de mejor manera el proceso de limitación y control.

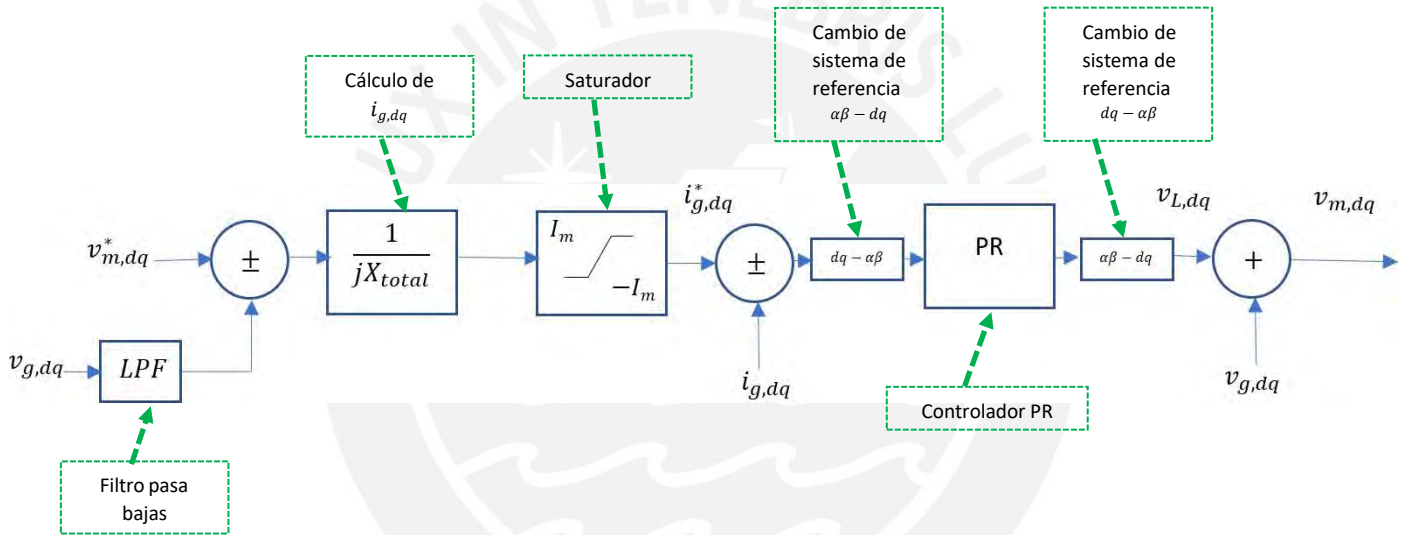
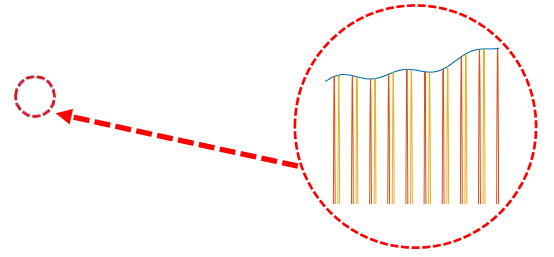
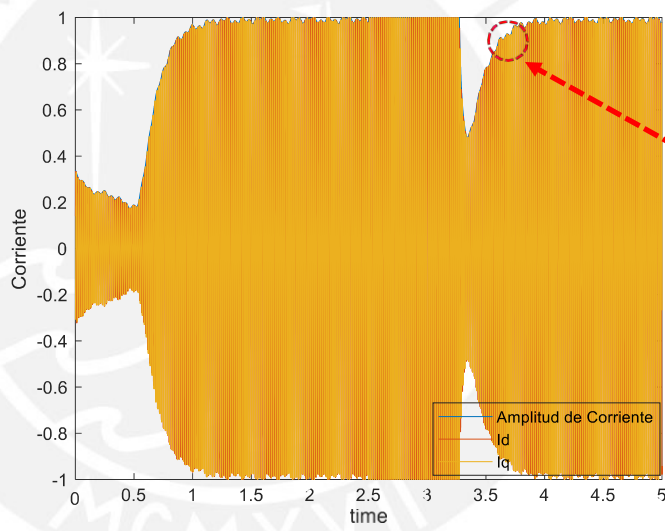


Figura 4.8. Esquema de limitación de corriente con controlador PR.

Posteriormente a la implementación de este limitador, se procedió a llevar a cabo las mismas pruebas con caída de voltaje y armónicos en la red, para lo cual se obtuvieron los resultados mostrados en la Figura 4.9. correspondiente a Voltaje, Corriente, Potencia Activa y Potencia Reactiva.

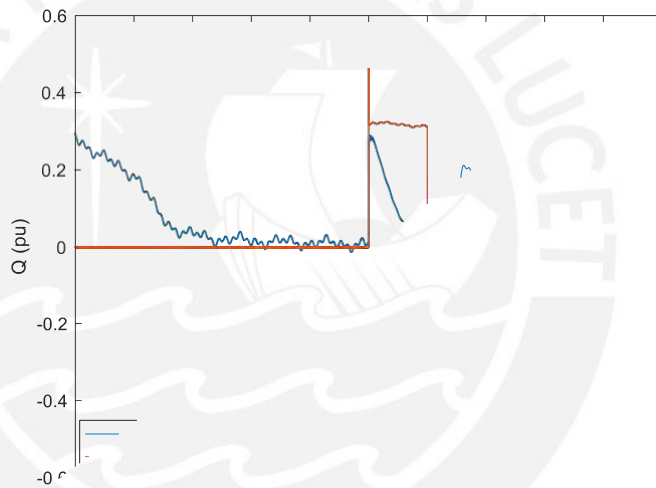


A) Voltaje controlado con armónicos



B) Corriente controlada con armónicos

C) Potencia Activa controlada con armónicos



D) Potencia Reactiva controlada con armónicos

Figura 4.9. Pruebas de control con armónicos en la red con limitador de corriente con control PR.

Como se puede observar existe una notable reducción en los picos de caída de la Potencia Activa y Potencia Reactiva. Además, existe una reducción en la distorsión creada por los armónicos confirmando la robustez del limitador, no obstante, esta reducción no es completa, por lo que más adelante podría desarrollarse un método para eliminar totalmente la influencia de los armónicos en el controlador.

5. Conclusiones

- Este trabajo de tesis ha desarrollado una estrategia de control de tipo Grid Forming aplicada al sistema de recarga reversible trifásico del vehículo eléctrico conectado a una red de 220 V y 60 Hz. La estrategia de control de tipo Grid Forming consiste en controlar la Potencia Activa y Potencia Reactiva entregada a la carga. Para el control de la dinámica de la Potencia Activa y Potencia Reactiva se utilizó un modelo en estado estacionario.
- En primer lugar, para el lazo de control de Potencia Activa se utilizó un controlador PI que utiliza como señal de control la frecuencia de salida. Para las pruebas de control se utilizaron diferentes tiempos de establecimiento. En las primeras pruebas, con un tiempo de respuesta rápido, menor o igual a 0.05 segundos, el sistema no podía ser controlado. De las pruebas realizadas a nivel de simulación se determinó que el tiempo de respuesta t_s mínimo para que el sistema pueda ser controlado y presente un error mínimo de 2% en la respuesta es de 0.0845 segundos. Por tanto, se puede concluir que el lazo de control de Potencia Activa debe tener una dinámica lenta. Para el caso específico de esta tesis se seleccionó un tiempo de respuesta de 0.45 segundos, esto debido a que presentó el comportamiento de un sistema de primer orden con oscilaciones mínimas.
- En segundo lugar, para el lazo de control de Potencia Reactiva, se utilizó un controlador PI, utilizando como señal de control la amplitud de voltaje de salida. La metodología para el sintonizado del controlador PI fue a través de la eliminación de polos, con un ancho de banda de 12 Hz. Además, se añadió una inductancia “virtual” para compensar la baja inductancia del sistema real. Durante las pruebas realizadas se probó con diferentes valores de X_v de inductancia virtual. Los resultados muestran que mientras más pequeño el valor de la inductancia, se perdía el efecto del control sobre el sistema. De las pruebas realizadas a nivel simulación se comprobó que el valor mínimo de inductancia virtual para que el sistema pueda ser controlado y presente un error mínimo de 2% en la respuesta es de un X_v igual a 0.038. Para el caso específico de esta tesis, se utilizó una inductancia virtual X_v igual a 0.13, ya que, utilizando este valor, el sistema mantiene un comportamiento similar a un sistema de primer orden sin oscilaciones.
- La tercera parte de este trabajo fue analizar las problemáticas de la limitación de corriente en caso de fallas. Se implementó un limitador de corriente, basado en un saturador y un controlador PI. Dentro del análisis realizado se observó que a medida que el ancho de banda aumentaba, se reducían los picos en las señales de voltaje y corriente durante la falla, por lo que se concluyó que el ancho de banda debía ser alto para obtener una respuesta más rápida y salvaguardar la integridad del cargador del vehículo eléctrico. Para este trabajo de tesis, se utilizó un ancho de banda de 1.08 rad/seg. Sin embargo, debido a que el limitador no considera lazos externos, en las primeras pruebas luego de la limitación de corriente durante una caída de voltaje, se perdía el efecto de control de los lazos de Potencia Activa y Potencia Reactiva, debido a esto, se probó incluyendo un cambio en las referencias de la Potencia Activa y Potencia Reactiva, obteniendo como resultado un efecto mínimo en los lazos de control de potencia del controlador Grid Forming después de ocurrida la caída de voltaje.
- La última parte de este trabajo fue analizar el efecto de los armónicos presentes en la red eléctrica. Al realizar las pruebas con el controlador PI del limitador de

corriente, se presentó distorsión en las señales de voltaje y corriente a la salida del cargador de baterías del vehículo eléctrico. Adicionalmente, durante la limitación de corriente, se generaron picos de subida y caída de potencia durante la falla por caída de voltaje. Por lo que se diseñó un limitador de corriente con control Proporcional Resonante, modelado a partir de los parámetros del controlador PI, diseñado para funcionar en un sistema de referencia $\alpha\beta$. El controlador presenta mayor robustez para limitar la corriente incluso si la señal de la red acarrea armónicos en baja frecuencia, reduciendo la distorsión generada por estos en las señales de voltaje y corriente, además de eliminar los picos de potencia durante la limitación de corriente, minimizando su efecto en el controlador Grid Forming.



6. ANEXOS

Se anexa información complementaria y está dividida en las siguientes secciones:

- Anexo A: Cálculo de Potencia Activa en un sistema de referencia dq
- Anexo B: Cálculo de Potencia Reactiva en un sistema de referencia dq
- Anexo C: Calculo de los parámetros del controlador PI sintonizado por eliminación de polos



Anexo A: Cálculo de Potencia Activa en un sistema de referencia dq

Se tiene como base la expresión de la ecuación (53) para el cálculo de Potencia Activa en un sistema de referencia abc :

$$P_{abc} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (53)$$

Esta ecuación puede ser llevada al sistema de referencia dq a través de la matriz de transformación de la ecuación (45), obteniendo la siguiente expresión:

$$P_{abc} = P_{dq0} = \frac{2}{3} [(v_d \cos(\theta) - v_q \sin(\theta) + v_0) * (i_d \cos(\theta) - i_q \sin(\theta) + i_0) + \dots \\ \dots (v_d \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) - v_q \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + v_0) * (i_d \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) - i_q \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_0) + \dots \\ \dots (v_d \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) - v_q \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) + v_0) * (i_d \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) - i_q \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) + i_0)]$$

Sumando y agrupando los términos, se tiene lo siguiente:

$$P_{abc} = P_{dq0} = \frac{2}{3} [v_d i_d (\cos^2(\theta) + \cos^2(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos^2(\theta + \frac{2\pi}{3})) + \dots \\ \dots \frac{v_q i_q}{q} (\sin^2(\theta) + \sin^2(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \sin^2(\theta + \frac{2\pi}{3})) - \dots \\ \dots (v_d i_q + v_q i_d) (\cos(\theta) \sin(\theta) + \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \dots \\ + \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})) + \dots \\ \dots (v_d i_q + v_q i_d) (\cos(\theta) \sin(\theta) + \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \dots \\ + \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})) + \dots \\ \dots (v_d i_0 + v_0 i_d) (\cos(\theta) + \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})) - \dots \\ \dots (v_q i_0 + v_0 i_q) (\sin(\theta) + \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})) + 3i_0 v_0 \quad (53.1)$$

Se tienen las siguientes expresiones trigonométricas:

$$\cos^2(\theta) + \cos^2(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos^2(\theta + \frac{2\pi}{3}) = \frac{3}{2} \quad (53.2)$$

$$\sin^2(\theta) + \sin^2(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \sin^2(\theta + \frac{2\pi}{3}) = \frac{3}{2} \quad (53.3)$$

$$\cos(\theta) + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = 0 \quad (53.4)$$

$$\cos(\theta) \sin(\theta) + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = 0 \quad (53.5)$$

$$\sin(\theta) + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = 0 \quad (53.6)$$

Reemplazando 53.2, 53.3, 53.4, 53.5 y 53.6, en 53.1, se tiene la siguiente expresión:

$$P_{abc} = v_q i_q + v_d i_d + v_0 i_0 \dots (54)$$



Anexo B: Cálculo de Potencia Reactiva

Se tiene como base la expresión de la ecuación (56) para el cálculo de Potencia Reactiva en un sistema de referencia abc :

$$Q_{abc} = Q_{dq0} = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_a - v_b)i_c + (v_c - v_a)i_b + (v_b - v_c)i_a] \quad (56)$$

Esta ecuación puede ser llevada al sistema de referencia dq a través de la matriz de transformación de la ecuación (45), obteniendo la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} Q_{abc} = Q_{dq0} = & \frac{2}{3\sqrt{3}} [(v_d \cos(\theta) - v_q \sin(\theta) + v_0 - v_d \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + v_q \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \dots \\ & \dots v_0)(i_d \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) - i_q \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) + i_0) + \dots \\ & \dots (v_d \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) - v_q \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) + v_0 - \dots \\ & \dots v_d \cos(\theta) + v_q \sin(\theta) - v_0)(i_d \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) - i_q \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_0) + \dots \\ & \dots (v_d \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) - v_q \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + v_0 - \dots \\ & \dots v_d \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + v_q \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) - v_0)(i_d \cos(\theta) - i_q \sin(\theta) + i_0)] \end{aligned}$$

Multiplicando y agrupando los términos, se tiene lo siguiente:

$$\begin{aligned} Q_{abc} = Q_{dq0} = & \frac{2}{3\sqrt{3}} [-v_q i_d \sin(\theta) \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \dots \\ & \dots v_q i_d \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) - \dots \\ & \dots v_d i_q \cos(\theta) \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) + v_d i_q \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \dots \\ & \dots - v_q i_d \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + v_q i_d \sin(\theta) \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \dots \\ & \dots v_d i_q \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + v_d i_q \cos(\theta) \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \dots \\ & \dots v_q i_d \sin(\theta) \cos(\theta) + v_q i_d \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta) - \dots \\ & \dots v_d i_q \cos(\theta) \sin(\theta) + v_d i_q \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \sin(\theta) \end{aligned}$$

Agrupando términos iguales se tiene finalmente la expresión:

$$\begin{aligned}
 Q_{abc} = Q_{dq0} = \frac{2}{3\sqrt{3}} [(v_q i_d - v_d i_q) & ((\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \sin(\theta) \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \dots \\
 & \dots \sin(\theta) \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) - \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta) + \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta) - \dots \\
 & \dots \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}))] \quad (56.1)
 \end{aligned}$$

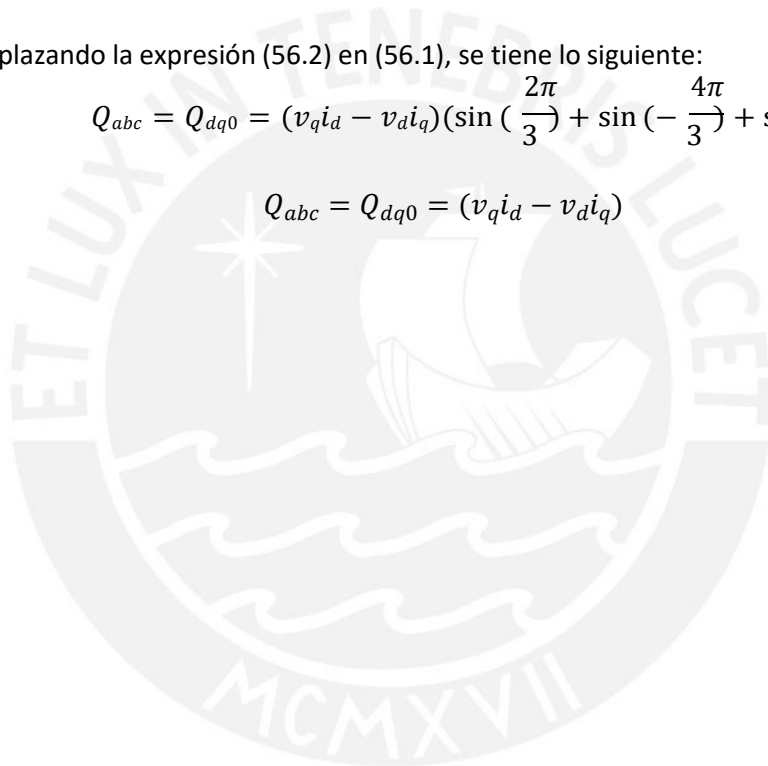
Se tienen las siguientes expresiones trigonométricas:

$$\sin(\alpha - \beta) = \sin(\alpha) \cos(\beta) - \sin(\beta) \cos(\alpha) \quad (56.2)$$

Reemplazando la expresión (56.2) en (56.1), se tiene lo siguiente:

$$Q_{abc} = Q_{dq0} = (v_q i_d - v_d i_q) (\sin(\frac{2\pi}{3}) + \sin(-\frac{4\pi}{3}) + \sin(\frac{2\pi}{3}))$$

$$Q_{abc} = Q_{dq0} = (v_q i_d - v_d i_q) \quad (57)$$



Anexo C: Calculo de los parámetros del controlador PI sintonizado por eliminación de polos

En primer lugar, se definen los parámetros involucrados en el controlador:

K_p = Ganancia proporcional del controlador.

K_i = Ganancia integral del controlador.

T_i = Tiempo de integración.

ω_i = Ancho de banda del controlador.

Posteriormente, partimos de la expresión de la ecuación (12):

$$PI(S) = K_p \left(1 + \frac{1}{r_i S}\right) = K_p \frac{(r_i S + 1)}{r_i S} \quad (12)$$

La cual también puede ser expresada de la siguiente forma:

$$PI(S) = \left(K_p + \frac{K_i}{S}\right) \quad (12.1)$$

Por lo que se puede plantear la siguiente relación:

$$K_i = \frac{K_p}{r_i} \quad (12.2)$$

El sistema de referencia para la eliminación de polos se expresa en la ecuación (81), además se puede igualar a la expresión utilizada para hallar la corriente en el cargador del vehículo eléctrico, obteniendo la siguiente expresión general para la sintonización del PI, tanto para el lazo de control de Potencia Activa como para el lazo de limitación de corriente.

$$\frac{Q}{V_m} = \frac{V_m}{X_{total}} = \frac{r_{total}}{1 + \frac{x_{total}}{\omega_b r_{total}} S} = \frac{1}{r_{total} + \frac{x_{total}}{\omega_b} S} \quad (12.3)$$

Donde:

r_{total} = Resistencia total del cargador del vehículo eléctrico.

x_{total} = Impedancia total del cargador del vehículo eléctrico.

ω_b =Frecuencia de la red.

Al buscar eliminar el polo de la ecuación (12), se multiplica la misma por la ecuación (12.3), como se observa a continuación:

$$\left(K_p \frac{(r_i S + 1)}{r_i S}\right) * \frac{r_{total}}{1 + \frac{x_{total}}{\omega_b r_{total}} S}$$

Obteniendo que, para eliminar el polo de la expresión el tiempo de integración debe ser:

$$r_i = \frac{x_{total}}{\omega_b r_{total}} \quad (12.4)$$

Reemplazando la ecuación (12.4) y (12.2) en la ecuación (12.1) se obtiene:

$$PI(S) = \left(K_i \frac{x_{total}}{\omega_b r_{total}} + \frac{K_i}{S} \right) \quad (12.5)$$

Posteriormente al multiplicar la ecuación (12.5) con el sistema de la ecuación (12.2) se obtiene la siguiente expresión:

$$\left(K_i \frac{x_{total}}{\omega_b r_{total}} + \frac{K_i}{S} \right) * \frac{1}{r_{total} + \frac{x_{total}}{\omega_b}} = \frac{K_i}{r_{total} S} = \frac{\omega}{S} \quad (12.6)$$

Finalmente, considerando ω_i como el ancho de banda del controlador, es posible plantear las ecuaciones para hallar K_i y K_p , a partir de las ecuaciones (12.6) y (12.2)

$$K_i = \omega_i * r_{total} \quad (12.7)$$

$$K_p = K_i * \frac{x_{total}}{\omega_b r_{total}} \quad (12.8)$$



7. Bibliografía

- Amenedo, J. L. R., Gomez, S. A., Alonso-Martinez, J., & De Armas, M. G. (2021). Grid-Forming Converters Control Based on the Reactive Power Synchronization Method for Renewable Power Plants. *IEEE Access*, 9, 67989–68007. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3078078>
- Deivanayagam, R. (2017). Vehicle-to-grid Technology: Concept, Status, and Challenges. *The Journal of Undergraduate Research at the University of Illinois at Chicago*, 10(1). <https://doi.org/10.5210/jur.v10i1.8013>
- ENTSO-E, Wind Europe, Solar Power Europe, T. E. (2019). *High Penetration of Power Electronic Interfaced Power Sources and the Potential Contribution of Grid Forming Converters* (Vol. 1, p. 61). Vol. 1, p. 61. Retrieved from https://www.entsoe.eu/Documents/Publications/SOC/High_Penetration_of_Power_Electronic_Interfaced_Power_Sources_and_the_Potential_Contribution_of_Grid_Forming_Converters.pdf
- González, E., Salvador, M., Guerrero, M., Alejandro, J., Ramos, C., & Antonio, L. (2006). Las cargas no Lineales, su Repercusión en las Instalaciones Eléctricas y sus Soluciones. *Conciencia Tecnológica*, (32), 0.
- Inga, C. (2011). *DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE SINCRONISMO PARA UNA RED TRIFÁSICA CON DISTORSIÓN Y DESBALANCE* (p. 167). p. 167. LIMA: Universidad Nacional de Ingeniería.
- Kennel, R. (2012). *Power Electronics Exercise : Space Vector Modulation*. 49(0), 1–10.
- Laba, Y., Bruyere, A., Colas, F., Guillaud, X., & Silvestre, B. (2021). Operating Grid-Forming Control on Automotive Reversible Battery Charger. *2021 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2021 - Proceedings*, (October). <https://doi.org/10.1109/VPPC53923.2021.9699305>
- Ogata, K. (1998). *Ingeniería de Control Moderna* (3rd ed.). Mexico.
- Qoria, T., Rokrok, E., Bruyere, A., François, B., & Guillaud, X. (2020). A PLL-Free grid-forming control with decoupled functionalities for high-power transmission system applications. *IEEE Access*, 8, 197363–197378. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3034149>
- Rathnayake, D. B., Akrami, M., Phurailatpam, C., Me, S. P., Hadavi, S., Jayasinghe, G., ... Bahrani, B. (2021). Grid Forming Inverter Modeling, Control, and Applications. *IEEE Access*, 9, 114781–114807. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3104617>
- Rosso, R., Wang, X., Liserre, M., Lu, X., & Engelken, S. (2021). Grid-Forming Converters: Control Approaches, Grid-Synchronization, and Future Trends—A Review. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, 2(May), 93–109. <https://doi.org/10.1109/ojia.2021.3074028>
- Taul, M. G., Wang, X., Davari, P., & Blaabjerg, F. (2020). Current Limiting Control with Enhanced Dynamics of Grid-Forming Converters during Fault Conditions. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 8(2), 1062–1073. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2019.2931477>
- Zarate Suarez, A. A. (2018). DISEÑO DE UN CONVERTIDOR DC-AC AISLADO CON CAPACIDAD DE SUMINISTRO DE INERCIA VIRTUAL A LA RED ELÉCTRICA MONOFÁSICA. *Universidad Nacional de Ingeniería*, 125.

Zhang, H., Xiang, W., Lin, W., & Wen, J. (2021). Grid Forming Converters in Renewable Energy Sources Dominated Power Grid: Control Strategy, Stability, Application, and Challenges. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 9(6), 1239–1256. <https://doi.org/10.35833/MPCE.2021.000257>

