



Universidad Autónoma de San Luis Potosí

FACULTAD DE INGENIERÍA

CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE
POSGRADO

**Simulación en Tiempo Real de un Inversor Trifásico Interconectado a
la Red con Control Implementado en un Procesador Digital de
Señales**

T E S I S

Que para optar por el grado de:

Maestro en Ingeniería Eléctrica

Opción: Electrónica de Potencia para Fuentes Alternas de Energía

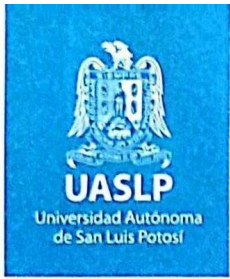
Presenta:

Leonardo Casey Hidalgo Monsivais

Asesor:

Dr. Juan Segundo Ramírez

San Luis Potosí, SLP., Agosto 2024



20 de junio de 2024

**ING. LEONARDO CASEY HIDALGO MONSIVAIS
P R E S E N T E.**

En atención a su solicitud de Temario, presentada por el **Dr. Juan Segundo Ramírez**, Asesor de la Tesis que desarrollará Usted con el objeto de obtener el Grado de **Maestro en Ingeniería Eléctrica**, me es grato comunicarle que en la sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 20 de junio del presente, fue aprobado el Temario propuesto:

TEMARIO:

**"Simulación en Tiempo Real de un Inversor Trifásico
Interconectado a la Red con Control Implementado en un
Procesador Digital de Señales"**

Introducción.

1. Simulación en tiempo real.
2. Diseño y control de un inversor trifásico LCL conectado a la red.
3. Simulación en tiempo real e implementación del control en un procesador digital de señales.
4. Resultados.

Conclusiones.

Referencias.

"MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO"

A T E N T A M E N T E

DR. EMILIO JORGE GONZÁLEZ GALVÁN

DIRECTOR.



www.uaslp.mx

Copia. Archivo.
*etn.

Av. Manuel Nava 8
Zona Universitaria • CP 78290
San Luis Potosí, S.L.P.
tel. (444) 826 2330 al 39
fax (444) 826 2336

"UASLP, con profesionistas abiertos al mundo"

Agradecimientos

Quiero expresar mi más profundo agradecimiento a mis padres, Juan y María, por su amor incondicional y su apoyo constante a lo largo de todos estos años. Su confianza en mí y su motivación han sido fundamentales para alcanzar este logro.

A mis hermanos, Cassandra y Juan, les agradezco por estar siempre a mi lado, brindándome su apoyo y aliento en cada paso de este camino. También quiero agradecer a mi cuñada Zaira, quien ha sido una gran fuente de inspiración y apoyo.

A mi pequeña sobrina Valeria, gracias por recordarme la importancia de disfrutar cada momento y por llenar mi vida de alegría.

Quiero extender mi agradecimiento al Dr. Juan Segundo, mi asesor, por el tiempo dedicado, su guía, apoyo y valiosos consejos durante el desarrollo de esta tesis. Su experiencia y conocimientos han sido cruciales para la culminación de este trabajo.

También agradezco al Dr. Julio Hernández y al Dr. Yuniel León por su gran conocimiento y experiencia, que han sido fundamentales en la realización de esta investigación. A todos ustedes, gracias por ser parte de este viaje y por su apoyo incondicional.

Quiero expresar mi sincero agradecimiento a mis amigos Johan, Adolfo, José, Rebeca, Diana, Diego, Selma, Norma, Alex, JeanPierre, Miguel, Juanito, Fer, Saul y Ulises, cada uno de ustedes ha contribuido de manera especial a mi experiencia, brindándome motivación, consejos y momentos de alegría que han hecho más llevadero este proceso.

Al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías (CONAHCYT) por la beca 1174159 otorgada y al proyecto CF-2019/1311344 por los apoyos financieros brindados.

Resumen

En el presente trabajo se investigó sobre la implementación de Control Hardware In the Loop (CHIL, por sus siglas en inglés) en sistemas con inversores trifásicos interconectados a la red. El principal propósito fue adquirir conocimiento del método CHIL y del simulador digital en tiempo real (RTDS, por sus siglas en inglés). Se implementó un inversor trifásico junto con un filtro tipo LCL interconectado a la red eléctrica.

Las actividades principales incluyeron el cálculo de los valores del filtro LCL para los parámetros especificados de potencia, voltaje y ancho de banda. Una vez obtenidos los valores del filtro LCL, se llevó a cabo la sintonización del control PI y del PLL (lazo de seguimiento de fase, por sus siglas en inglés). Además, se desarrolló un modelo promedio generalizado del sistema para realizar comparaciones significativas de las simulaciones.

Para validar las simulaciones realizadas, se graficaron las respuestas en frecuencia del sistema utilizando tres modelos diferentes: el modelo promedio, el modelo conmutado y el modelo conmutado controlado por la tarjeta de desarrollo. Estos resultados permitieron evaluar el desempeño del sistema implementado.

En conclusión, este trabajo demuestra la viabilidad y necesidad de implementar simulaciones CHIL en sistemas con inversores trifásicos, utilizando el simulador RTDS y un procesador digital de señales. Los hallazgos obtenidos a través de las simulaciones en tiempo real y el análisis de respuesta en frecuencia contribuyen al conocimiento en el campo de los sistemas de control de potencia basados en inversores.

Palabras clave: Control Hardware In the Loop, inversor trifásico, RTDS, filtro LCL.

Índice general

Introducción	1
1 Simulación en tiempo real.	8
§1.1 Simulaciones en tiempo real y simulaciones fuera de línea	9
§1.2 Simulaciones Hardware In the Loop	11
§1.3 Simulaciones Power Hardware In the Loop	12
§1.4 Aplicaciones	13
2 Diseño y control de un inversor trifásico LCL conectado a la red.	14
§2.1 Modelo generalizado	15
§2.2 PWM en inversores de fuente de voltaje trifásicos	15
§2.3 Esquema de control	19
§2.4 Lazo de amarre de fase	21
§2.5 Modelado reducido del sistema	23
§2.6 Filtro digital	24
§2.7 Filtro LCL	25
§2.8 Frecuencia de resonancia	26
§2.9 Cálculo de K_p y K_i	27
§2.10 Cálculo de las variables de referencia I_d^* e I_q^*	30
§2.11 Implementación en Simulink	31
§2.11.1 Implementación del modelo promedio	32
§2.11.2 Implementación del modelo conmutado	35
§2.12 Método de impedancia base	38
§2.13 Estimación de la impedancia	39
§2.13.1 Señal de excitación	40

§2.13.2 Multisenso	40
3 Simulación en tiempo real e implementación del control en un procesador digital de señales.	41
§3.1 Implementación del modelo promedio	42
§3.2 Implementación del modelo conmutado	46
§3.3 Implementación de Control Hardware-in-the-Loop	50
§3.4 Identificación de impedancia en RSCAD FX	53
4 Resultados.	55
§4.1 Comparativa del modelo promedio	55
§4.2 Comparativa del modelo conmutado	59
§4.3 Comparativa del modelo conmutado controlado por CHIL	61
Conclusiones	65
Referencias	72

Índice de figuras

1.1 Comparación entre simulación en tiempo real y simulación fuera de tiempo [27].	8
1.2 Clasificación de tipos de simulación [27].	10
1.3 Concepto básico de simulación CHIL [12].	11
1.4 Concepto básico de simulación PHIL [12].	12
2.1 Inversor trifásico Interconectado a la red	15
2.2 Modulación PWM.	16
2.3 Referencia del sistema trifásico al esquema dq	18
2.4 Esquema de control PI desacoplado	20
2.5 Diagrama de bloques del PLL [9].	21
2.6 Esquema del control PI implementado.	22

2.7	Circuito equivalente en impedancias.	23
2.8	Respuesta en frecuencia del filtro implementado.	24
2.9	Interfaz del cálculo del filtro LCL [17].	25
2.10	Diagrama de Bode de la planta del sistema.	28
2.11	Diagrama de Bode de la planta del sistema en lazo abierto.	28
2.12	Diagrama de Bode de la planta del sistema en lazo cerrado.	29
2.13	Sistema de control implementado al inversor conectado a la red.	30
2.14	Modelo promedio implementado en Simulink.	32
2.15	Señales de corriente del modelo promedio.	33
2.16	Señales de voltaje del modelo promedio.	34
2.17	Señales de control	34
2.18	Modelo conmutado implementado en Simulink.	35
2.19	Señales de corriente del modelo conmutado	36
2.20	Señales de voltaje del modelo conmutado.	37
2.21	Señales de control.	38
2.22	Equivalente del convertidor interconectado a la red.	39
2.23	Excitación del sistema por medio de una fuente.	39
3.1	Interfaz del software.	41
3.2	Modelo promedio implementado en RSCAD FX.	42
3.3	Señales de voltaje y corriente del sistema promedio de 5 MVA.	43
3.4	Señales de voltaje y corriente del sistema promedio de 2.5 MVA.	44
3.5	Señales de voltaje y corriente del sistema promedio de 1 MVA.	45
3.6	Inversor interconectado a la red.	46
3.7	Control PI y PLL en el esquema dq.	46
3.8	Transformación $abc-dq$	47
3.9	Señales de voltaje y corriente del sistema conmutado de 5 MVA.	47
3.10	Señales de voltaje y corriente del sistema conmutado de 2.5 MVA.	48
3.11	Señales de voltaje y corriente del sistema conmutado de 1 MVA.	49
3.12	Esquema implementado en laboratorio	50
3.13	Configuración de las salidas analógicas en RSCAD.	51

3.14	Visualización de las señales en una simulación en tiempo real.	51
3.15	Voltaje trifásico del lado del convertidor.	52
3.16	Señales de voltaje del lado del convertidor en el esquema dq	52
3.17	Corrientes del lado del convertidor en el esquema dq	53
3.18	Identificación de la impedancia en RSCAD FX.	54
4.1	Respuesta en Frecuencia del Modelo Promedio (5 MVA)	56
4.2	Comparación de la respuesta en frecuencia con distintos tiempos de muestreo. .	56
4.3	Respuesta en Frecuencia del Modelo Promedio (2.5 MVA).	57
4.4	Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo promedio.	57
4.5	Respuesta en Frecuencia del Modelo Promedio (1 MVA).	58
4.6	Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo promedio.	58
4.7	Respuesta en Frecuencia del Modelo Conmutado (5 MVA).	60
4.8	Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo conmutado.	60
4.9	Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo conmutado.	62
4.10	Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo conmutado.	62
4.11	Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo conmutado.	63
4.12	Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo conmutado.	63
4.13	Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo conmutado.	64
4.14	Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo conmutado.	64

Índice de tablas

1.1	Comparación entre Simulaciones SIL, PIL y HIL.	10
2.1	Parámetros implementados.	14
2.2	Parámetros del sistema.	26
2.3	Parámetros del control.	29
2.4	Valores base del sistema.	31

Símbolos y Acrónimos

ω_0 Frecuencia fundamental angular.

ω_c Frecuencia de corte.

ω_n Frecuencia de resonancia.

θ_n Ángulo de fase de la señal portadora.

$FT_{filtrodigital}$ Función de transferencia del filtro digital.

K_i Ganancia Integral.

K_p Ganancia Proporcional.

m_a Índice de modulación de la señal portadora.

T_n Paso de tiempo.

v_{mA} Señal moduladora de la fase A.

v_{mB} Señal moduladora de la fase B.

v_{mC} Señal moduladora de la fase C.

V_{PCC} Voltaje en el punto común de conexión.

VDC Fuente de voltaje de corriente directa.

CA Corriente alterna.

CD Corriente directa.

CHIL Coltrol Hardware In the Loop.

IRS	Secuencia de Repetición Inversa.
MIL	Model In the Loop.
MLBS	Secuencia Binaria de Longitud Máxima.
ODE	Ecuación Diferencia Ordinaria.
PCC	Punto de Conexión Común.
PHIL	Power Hardware In the Loop.
PIL	Processor In the Loop.
PLL	Lazo de Amarre de Fase.
PWM	Modulación por Ancho de Pulso.
RLS	Mínimos cuadrados recursivos.
RTDS	Real Time Digital Simulator.
SCC	Capacidad de corto circuito.
SFA	Análisis a frecuencia de conmutación.
VSC	Convertidor Fuente de Voltaje.

Introducción

El incremento de dispositivos electrónicos en la red eléctrica ha introducido nuevas problemáticas en la estabilidad del sistema. En particular, esta tesis se enfoca en la obtención de la impedancia del convertidor interconectado a la red presente en el punto de conexión común (PCC). La estimación de este parámetro puede ser utilizada para ajustar los controles y establecer límites de operación que mejoren la estabilidad. Sin embargo, debido a las diversas señales asociadas al control, la conmutación del convertidor y la frecuencia de resonancia de los filtros presentes en dicho punto de conexión, se vuelve más complejo obtener la impedancia del sistema interconectado. El exceso de energía que fluye en el circuito se manifiesta como oscilaciones de energía almacenada entre los campos eléctricos y magnéticos [31, 35]. Este fenómeno se ha identificado en redes eléctricas con convertidores de electrónica de potencia controlados. El modelado y la simulación de estos sistemas son cruciales para identificar estos fenómenos, y deben realizarse correctamente, asegurando que se incluyan todos los parámetros, controles y elementos necesarios.

Los desafíos y aplicaciones en simulación son variados. Generalmente, se realizan simulaciones dinámicas para investigar fenómenos de estabilidad, como la estabilidad transitoria, la estabilidad del voltaje y la estabilidad de la frecuencia. Además, el monitoreo de aplicaciones de control y protección puede implementarse en ciertos entornos de simulación con fines de investigación y para demostrar su comportamiento principal.

Sin embargo, los efectos completos de la implementación de hardware (dispositivos de control) no pueden considerarse detalladamente en simulaciones fuera de línea. Esto es particularmente cierto para los convertidores de electrónica de potencia y para los controles y protecciones de rápido accionamiento. El hardware de control debe probarse en conjunto con el modelo del resto del sistema, que bien puede ser simulado, especialmente en una etapa avanzada del desarrollo

del prototipo. Este tipo de simulaciones con hardware de control en el lazo de simulación con simuladores en tiempo real se conoce como Controller Hardware In the Loop (CHIL, por sus siglas en inglés).

Esta tesis aborda el problema del modelado y simulación de un inversor trifásico con filtro LCL interconectado a la red. El control se implementa en un procesador digital de señales (DSP, por sus siglas en inglés), mientras que el inversor trifásico con su filtro LCL interconectado a la red se implementa en la plataforma de simulación digital en tiempo real (RTDS, por sus siglas en inglés). Los resultados obtenidos presentan las impedancias del lado fuente y red calculadas con varios enfoques y diferentes modelos e implementaciones, incluyendo el caso CHIL y los modelos conmutados y promedio con retardo.

Estabilidad en inversores interconectados a la red

A consecuencia del incremento de la electrónica de potencia y de su nivel de complejidad en los sistemas de potencia, es más probable encontrar riesgo de inestabilidad o de resonancia armónica debido a los efectos de acoplamiento entre los diferentes convertidores, los cuales operan bajo diversos y complejos esquemas de control. Siendo más específico, distintas frecuencias de conmutación, desfaseamiento de su señal portadora, filtros pasivos, vibración mecánica, así como el acoplamiento entre los lazos de control con que cada convertidor puede contribuir al fenómeno de la inestabilidad si no está correctamente sintonizado [39]. El análisis de la estabilidad basado en la impedancia proporciona una metodología para evaluar la estabilidad y el rendimiento de los dispositivos y plantas interconectados a la red como una caja negra. Por lo tanto, los modelos dinámicos de las plantas son comúnmente requeridos por los operadores del sistema de potencia para evaluar la viabilidad y los costos operativos antes de la integración a la red. Una manera eficaz de poder estudiar la estabilidad de un convertidor interconectado a la red es por medio de la relación entre su impedancia de salida y la impedancia de la red, y de esta manera probar si cumple con el criterio de estabilidad de Nyquist [38]. Teniendo en cuenta que se mide la impedancia de la red y la impedancia de la salida del convertidor, una de las formas en las que se puede evitar la inestabilidad es el cambiar los parámetros del dispositivo que está al alcance, este sería del convertidor, incluyendo el control y su filtro de salida [8]. Es común encontrar filtros pasivos en el diseño de los convertidores interconectados a la red,

que tienen la tarea de garantizar que la energía inyectada a la red cumpla con los estándares de calidad de potencia [40, 10]. Existen distintas topologías en la implementación de los filtros pasivos, el más simple es el filtro L [4], el cual sirve principalmente para limitar la corriente de armónicos pero en comparación con otras topologías, su capacidad de filtrado es limitada. Por otro lado, se encuentra que el filtro LCL permite tener un gran rango de atenuación de armónicos, lo cual permite trabajar con frecuencias bajas de conmutación [20]. Sin embargo, la implementación de filtros LCL dificulta el control del sistema en comparación de un filtro L. Esto es causado por el incremento del orden de la dinámica del sistema que se quiere controlar, además de la aparición de la frecuencia de resonancia natural del filtro LCL dentro del control [11].

Con el paso de los años, la implementación de energías renovables ha aumentado significativamente debido a su capacidad para entregar energía eléctrica limpia y minimizar el impacto ambiental en cualquier parte del mundo. Según [1], se espera que en los próximos años la capacidad de generación de energías renovables se incremente en más de 500 GW, lo que supondría un nuevo récord, además se estima que las energías renovables logren llegar al 80 % de contribución de la capacidad de energía eléctrica. Se pueden enumerar dos principales retos a afrontar para lograr una implementación efectiva de las energías renovables [22]:

- Garantizar la estabilidad de la red
- Mejorar la calidad de la energía

Las tecnologías fotovoltaicas generan por naturaleza corriente directa, mientras que la red eléctrica opera con corriente alterna. Para que los sistemas fotovoltaicos puedan transferir potencia a la red eléctrica, es necesaria una etapa de conversión de CD/CA a la misma frecuencia de la red. Es en este punto donde los convertidores de electrónica de potencia juegan un papel crucial, transformando la corriente directa en corriente alterna. Estos convertidores son esenciales para superar los retos anteriormente mencionados y son uno de los elementos principales en los sistemas para una transferencia de potencia eficaz.

Los convertidores de electrónica de potencia son ampliamente utilizados para la conversión de energía eléctrica en los sistemas de transferencia públicos y privados con el fin de incrementar la densidad de potencia. Como resultado, la impedancia nodal o de barra se ha empleado cada

vez más para caracterizar los sistemas de generación y distribución de potencia, así como en aviones eléctricos y sistemas de locomotoras eléctricas, entre otros, para revelar los márgenes de estabilidad y posibles frecuencias de resonancia de estos sistemas [13, 24, 32].

Marco teórico

En [6] se lleva a cabo el desarrollo de tres métodos para la obtención de la impedancia de la red sin tener que tomar en cuenta el voltaje de la red. El primero es el análisis a frecuencia de conmutación (SFA, por sus siglas en inglés), es una técnica basada en el análisis del modelo del sistema aprovechando las señales de conmutación del convertidor de potencia [16], también por mínimos cuadrados recursivos (RLS, por sus siglas en inglés) el cual es una estimación de los parámetros de un modelo lineal en tiempo real, debido a que el método minimiza los errores, los valores obtenidos tienen mayor precisión. Por último, la estimación basada en SFA + RLS, donde se intenta tener la exactitud de RLS y además la ventaja de poder llevar el análisis por SFA.

En [9] se implementa una simulación de un convertidor CD-CD buck y de un convertidor CD-CA en un RTDS, las leyes de control son implementadas por medio de un DSP que recibe las señales del sistema a través de la tarjeta de salidas analógicas del RTDS y retroalimenta al sistema por medio del control de las señales PWM. El principal objetivo de este trabajo es el implementar simulaciones HIL, en donde los sistemas implementados puedan ser controlados externamente por tarjetas de desarrollo, de esta manera el RTDS reduce el costo computacional. En [21] se presenta una simulación en tiempo real de un inversor trifásico interconectado a la red, el sistema es implementado en un emulador *Typhoon HIL 402* y el control se desarrolla en un DSP. En este trabajo la implementación de HIL asegura una mejor respuesta en la simulación en tiempo real.

En [39], se exploran distintos métodos para identificar la impedancia de un inversor trifásico, se implementa por medio de una señal de excitación, la cual es una fuente de excitación que tiene un valor máximo de magnitud del 10 % del valor base de la señal perturbada y la fase depende del barrido de frecuencias de interés para el estudio de estabilidad. También se muestra el uso de una secuencia binaria del longitud máxima (MLB, por sus siglas en inglés) para generar las señales de excitación del sistema. Por último, se utilizan señales multiseno, que es una suma de señales

sinodales con distintas amplitudes y fases. En este trabajo se analizaron los tres algoritmos para identificar la impedancia del sistema, consiste en un inversor trifásico interconectado a la red, la impedancia de la red coincidió con la impedancia calculada analíticamente, la impedancia del lado del convertidor obtenida fue comparada entre cada resultado obtenido de los métodos planteados, las tres estrategias implementadas fueron muy cercanas pero como conclusión se consideró que el método de la señal sinoidal pura variante en frecuencia es la más precisa.

En [2] se implementó una simulación Power Hardware In the Loop (PHIL, por sus siglas en inglés), consiste en un sistema de dos inversores trifásicos en paralelo conectados a una red eléctrica. Cada inversor consta de un amplificador, filtro de salida, controlador de corriente interno y un PLL, además un tercer amplificador actúa como el emulador de la red eléctrica, el cual puede entregar los voltajes de una red rígida y puede absorber potencia de los convertidores. En esta implementación se utiliza un simulador en tiempo real OPAL-RT el cual es utilizado para el control de los amplificadores, el preprocesamiento y el postprocesamiento de las señales obtenidas. En el preprocesamiento se desarrollan las señales de excitación del sistema, se utiliza el método de MLB y el de secuencia de repetición inversa (IRS, por sus siglas en inglés). En el postprocesamiento los datos de las secuencias obtenidas son procesados y se obtiene la respuesta en frecuencia del sistema. Se realizan 3 pruebas al sistema donde se eleva la banda ancha del PLL, con 20 Hz, 60 Hz y 85 Hz, al realizar el diagrama de Nyquist, los eigenvalores tienen un cambio drástico hacia la inestabilidad al aumentar la ancho de banda del PLL desplazándose hacia el punto crítico.

Justificación

A medida que avanza el tiempo, la demanda de energía eléctrica se incrementa rápidamente, por lo que las energías renovables son la solución al problema ambiental y de sustentabilidad del medio ambiente en este mundo actual. Se espera que en las próximas décadas las energías renovables abarquen el mayor porcentaje de generación de energía eléctrica en el mercado. Sin embargo, problemas como la frecuencia de resonancia, frecuencias sincrónicas, inestabilidad en voltaje y corriente por baja inercia han sido reportados actualmente en la implementación de las energías renovables. Debido a que los sistemas en donde se encuentran estas problemáticas son demasiadas complejas, los prototipos son excesivamente costosos para un único uso. Con

estas consideraciones aportadas, las simulaciones en tiempo real pueden llegar a ser la llave para poder estudiar a detalle estas circunstancias.

Objetivos

El objetivo principal de esta tesis es el implementar una simulación en tiempo real con hardware de control en el lazo de simulación (CHIL, por sus siglas en inglés) de un inversor trifásico controlado con filtro LCL interconectado a la red a través de un PLL. El sistema se implementará en la plataforma de simulación en tiempo real RTDS (real time digital simulador, en inglés) y en un procesador digital de señales (DSP, por sus siglas en inglés) se implementará el control. Las actividades relevantes que se tienen que llevar a cabo en el proyecto son:

- Diseñar y modelar el inversor trifásico
- Diseñar e implementar el control digital
- Diseñar y analizar el filtro LCL
- Simular con Simulink y ODE's
- Simular con RSCAD
- Implementar el control digital en el DSP
- Validar los resultados obtenidos

Esquema general de la tesis

- **Capítulo 1 Simulación en tiempo real:** Se explica el término de simulación en tiempo real en comparación con las simulaciones fuera de línea, además se presentan los distintos tipos de esquemas desglosados a partir de las simulaciones en tiempo real. Se discute sobre cada uno de los métodos de simulación en tiempo real y sus aplicaciones en la actualidad.
- **capítulo 2 Diseño y control de un inversor trifásico LCL conectado a la red:** Se explica a detalle el diseño de cada una de las partes del sistema, la sintonización del control PI, filtros digitales y del lazo de amarre de fase (PLL por sus siglas en inglés) por respuesta

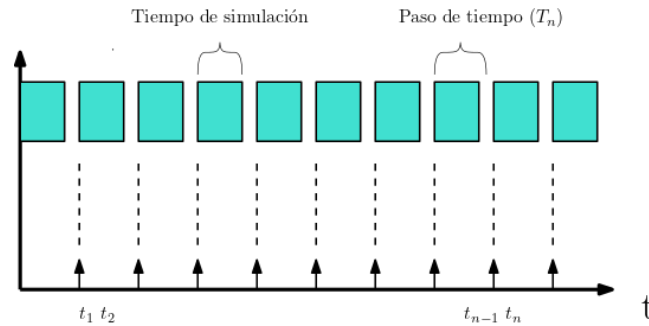
en frecuencia, el filtro pasivo LCL. Se muestra el modelo generalizado del sistema y el modelo en Simulink, con los cuales posteriormente se comparan los resultados obtenidos con el sistema simulado en tiempo real. Por último, se explica el método de impedancia base con el objetivo de poder analizar la respuesta de cada una de las simulaciones.

- **capítulo 3 Simulación en tiempo real e implementación del control en un procesador digital de señales:** Se presentan las simulaciones en tiempo real del sistema y se explica la implementación de la tarjeta de desarrollo de Texas Instruments TMS320F28379D con el fin de implementar una simulación Control Hardware In the Loop. Por último, se explica el método de obtención de la respuesta en frecuencia del sistema en el RTDS.
- **Conclusiones y Resultados:** Se exponen los resultados obtenidos resaltando las metas cumplidas en la tesis y posibles trabajos futuros.

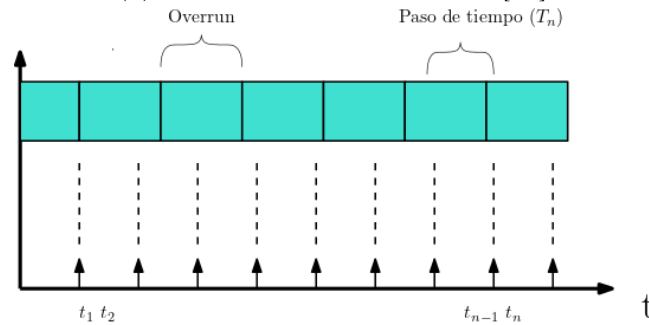
Capítulo 1

Simulación en tiempo real.

Las simulaciones en tiempo real de sistemas eléctricos, como lo explica [12], se encargan de reproducir las formas de onda de salida del voltaje y corriente con una precisión que sea casi exacta al comportamiento real del sistema. Para poder desarrollar estos sistemas, los simuladores resuelven ecuaciones matemáticas que representan el modelo discreto del sistema en el tiempo natural.



(a) Simulación en tiempo real [27].



(b) Simulación fuera de línea.

Figura 1.1: Comparación entre simulación en tiempo real y simulación fuera de tiempo [27].

1.1. Simulaciones en tiempo real y simulaciones fuera de línea

Una diferencia entre las simulaciones fuera de línea y las simulaciones en tiempo real es el que en las simulaciones en tiempo real se trabaja con un paso de integración fijo, mientras que en las simulaciones fuera de línea no lo hacen, este factor es debido a la complejidad del modelo con el que se trabaje, la precisión deseada y el método numérico. Es considerada simulación en tiempo real cuando el tiempo de simulación es menor o igual al paso de tiempo T_n establecido como en la Figura [1.1a] y es considerada simulación fuera de tiempo cuando el tiempo de simulación es más grande que T_n como en la Figura [1.1b], en el caso de que no se resuelvan las ecuaciones se le es conocido como *Overruns*. Las simulaciones en tiempo real aplicadas a sistemas eléctricos se pueden clasificar dentro de dos categorías: 1) Completamente simulación digital en tiempo real en donde se pueden subcategorizar con las técnicas *Model In the Loop* (MIL), *Software In the Loop*, *Processor In the Loop* y 2) Simulación en tiempo real con *Hardware In the Loop* (HIL), así como se ilustra en la Figura 1.2. A continuación se presentan las definiciones comunes para los métodos de simulación SIL y PIL:

- **Simulación Software In The Loop (SIL)** Para evaluar nuevos diseños de software, analizar su rendimiento y reducir los problemas en la implementación posterior, se utilizan simuladores de computadora precisos, denominados SIL. El software embebido desarrollado se coloca en un sistema operativo visual para evaluar y depurar rápidamente el software, utilizando simuladores que son más rápidos que el tiempo real.
- **Simulación Processor In The Loop (PIL)** En este tipo de simulación, la computadora principal cierra el lazo, mientras que las otras partes del sistema son simuladas. Las simulaciones PIL se utilizan para evaluar software de bajo nivel y que se acerca al producto final.

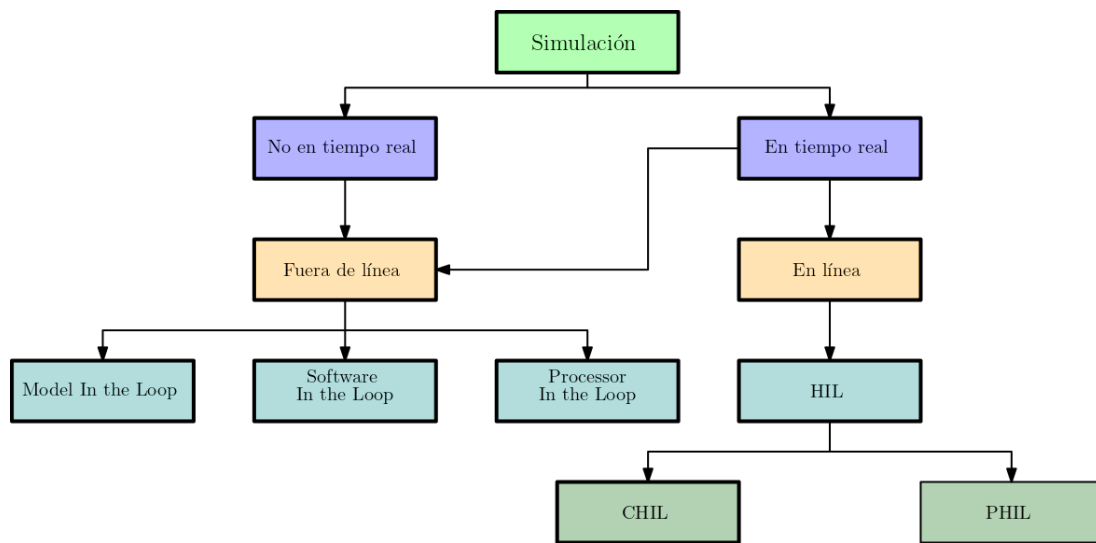


Figura 1.2: Clasificación de tipos de simulación [27].

Las diferencias entre las dos categorías de simulación es que en las simulaciones en tiempo real completamente digitales requieren del sistema completo, esto quiere decir que incluye las leyes de control, protecciones y otros dispositivos necesarios dentro de la simulación para ser modelado dentro del simulador y no ser envuelto por interfaces o señales externas. Se añade la Tabla 1.1, donde se explican las principales características de las simulaciones mencionadas anteriormente.

Simulación	SIL	PIL	HIL
Descripción	Simulación del software en una computadora.	Ejecución del código en el procesador objetivo con simulación de I/O.	Pruebas del sistema completo con hardware real y simulador.
Hardware Usado	Computadora estándar.	Procesador del controlador (sin I/O reales).	Hardware completo del controlador (sensores, actuadores).
Ventajas	Costo-efectivo, rápido, fácil de usar.	Pruebas más realistas, identificación de problemas de integración.	Pruebas realistas, detección de fallas.
Desventajas	Limitaciones de realismo, no evalúa hardware.	Más costoso y lento que SIL, menor flexibilidad.	Costo elevado, complejidad en la configuración.
Limitaciones	No adecuado para condiciones reales.	Puede no evaluar el sistema completo.	Difícil de implementar para sistemas complejos.

Tabla 1.1: Comparación entre Simulaciones SIL, PIL y HIL.

1.2. Simulaciones Hardware In the Loop

Las simulaciones HIL se refieren a tener distintas condiciones, las simulaciones en tiempo real completamente digitales conllevan a tener componentes físicos. En el modo de simulación HIL, la simulación se desarrolla a través de los dispositivos o hardwares bajo estudio por medio de interfaces de entrada/salida como filtros, convertidores de señales digitales-analógicas, analógicas-digitales y acondicionadores de señales.

En caso de que el sistema HIL envuelva control por hardware real que interacciona con el resto del sistema simulado, esto es llamado control hardware in the loop (CHIL). Esto también es usado para el prototipado rápido de controladores. En este método no hay transferencia real de potencia y el sistema de potencia es modelado como un sistema virtual dentro del simulador, el control externo por medio de hardware intercambia entradas/salidas del controlador con el sistema dentro del simulador. Generalmente se utiliza este método para probar controladores recién desarrollados, donde el controlador toma las señales de retroalimentación del simulador y las procesa dentro del hardware para producir las señales de salida necesarias, las cuales son enviadas de vuelta al sistema dentro del simulador. Un concepto simple de CHIL se muestra en la Figura 1.3 donde un convertidor de electrónica de potencia es modelado dentro del simulador y el controlador real es conectado por medio de las entradas y salidas del simulador.

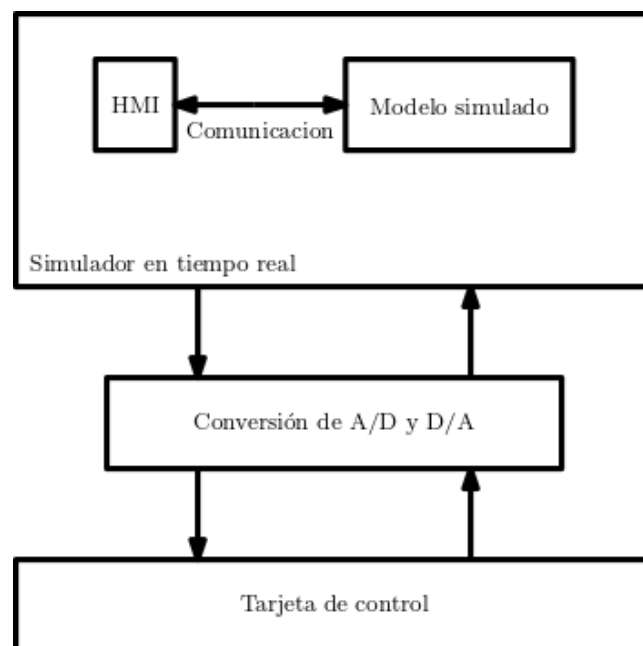


Figura 1.3: Concepto básico de simulación CHIL [12].

1.3. Simulaciones Power Hardware In the Loop

Cualquier simulación HIL que involucre transferencia de potencia hacia los dispositivos sobre prueba reales es llamada power hardware in the loop (PHIL) como en la Figura 1.4. En PHIL la parte del sistema de potencia es internamente simulado y la otra parte es el hardware de potencia real conectado externamente. Una fuente de potencia (conectado por medio de la interfaz de PHIL) es necesaria para esta configuración, la cual generara o absorberá potencia. Las señales de referencia son generadas con base en la solución del sistema virtual dentro del simulador de tiempo real y son enviadas al amplificador de potencia el cual produce voltajes o corrientes para ser usadas en el hardware bajo prueba. Las señales de retroalimentación son obtenidas desde las mediciones de voltaje/corriente del hardware en prueba, éstas deben ser apropiadamente escaladas y devueltas al simulador para completar el lazo de simulación.

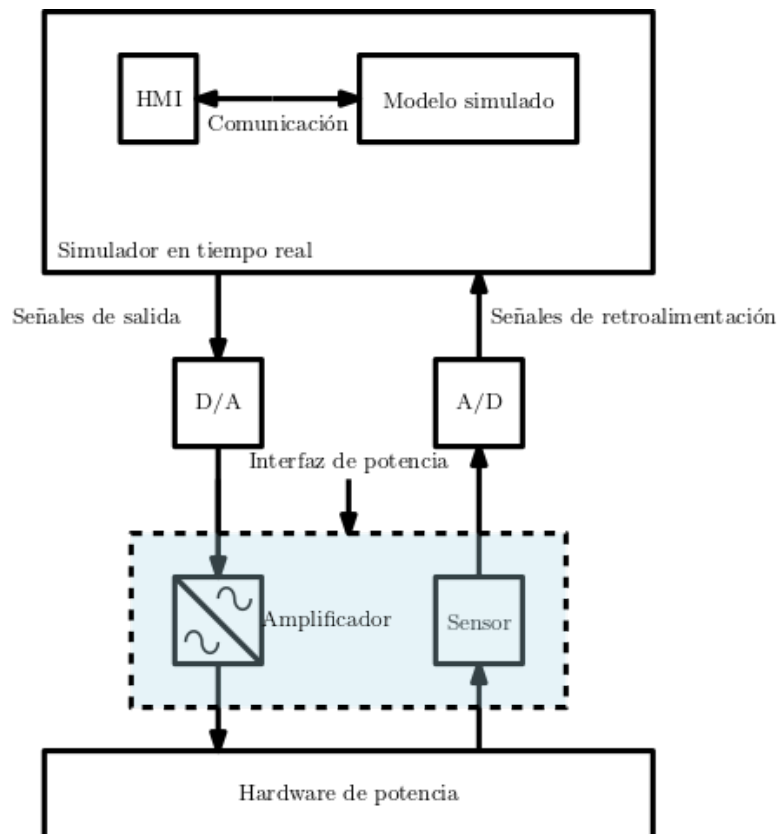


Figura 1.4: Concepto básico de simulación PHIL [12].

1.4. Aplicaciones

- **Industrias aeronáutica y aeroespacial.** La industria aeroespacial ha sido el principal objetivo del desarrollo de HIL, desde los años 60's se comenzó con este tipo de pruebas donde se simulaba la cabina de piloto de un avión y el software de la nave espacial [7, 28]. Hasta la época actual con el desarrollo de las distintas ramas de la industria aeronáutica y aeroespacial, tales como el diseño de aviones, naves espaciales, misiles, helicópteros, satélites, etc [33].
- **Sistemas vehiculares.** Probablemente la segunda plataforma más importante donde HIL se aplica. En esta industria, HIL es comúnmente utilizado para desarrollar la unidad de control electrónico (ECU, por sus siglas en inglés) [19]. Un gran número de grandes compañías automotrices, las cuales utilizan *Dspace* en el campo de simulación de hardware in the loop, este método es utilizado comúnmente para realizar pruebas al software del sistema de gestión del motor [33].
- **Sistemas de potencia.** Las simulaciones HIL han tenido una variedad de aplicaciones en el diseño de sistemas de potencia que están creciendo rápidamente. HIL puede ser utilizado para simulaciones en tiempo real de plantas eólicas; por otro lado, esta técnica también se usa para realizar simulaciones de electrónica de potencia y control de motores DC [23]. En [15] Sincroniza generadores de energía por medio de HIL. En [3] se desarrolla una metodología para implementar PHIL [33].
- **Robótica.** La robótica también ha tomado ventaja en las simulación HIL, en algunas ocasiones las pruebas de robots *in the loop lab* son sustituidas por pruebas *hardware in the loop lab* debido a que son pruebas no destructivas [25]. En esta prueba se coloca un robot dentro de un bucle dentro de un entorno operativo simulado [33].
- **Sistemas marinos.** La ingeniería marina también se ha beneficiado por las simulaciones HIL. En [36] se explica HIL y su estructura para sistemas marinos a través de un enfoque general. Se presentan las ventajas de HIL usando técnicas de sistemas ingenieriles, se desarrolla el diseño de un buque donde se introduce una simulación HIL como un novedoso método para la verificación y validación de sistemas de control marinos [33].

Capítulo 2

Diseño y control de un inversor trifásico LCL conectado a la red.

En este Capítulo se explorarán las partes fundamentales necesarias para el diseño del filtro LCL, así como el cálculo de las ganancias K_p y K_i para un control preciso del flujo de potencia y el desarrollo de su modelo. En la Figura 2.1 se muestra la representación del sistema con el que se enfocará el proyecto, la dirección de las corrientes corresponde a que el convertidor trifásico entregará potencia a la red eléctrica.

El filtro LCL, componente esencial en sistemas de conversión de energía eléctrica, como inversores fotovoltaicos y aerogeneradores, desempeña un papel clave en la estabilización del voltaje y la corriente, mejorando la calidad de la energía y asegurando la conformidad con los estándares de conexión a la red.

Se suponen los casos mostrados en la Tabla 2.1:

Parámetro	Sistema 1	Sistema 2	Sistema 3
Frecuencia de red	60 Hz	60 Hz	60 Hz
Frecuencia de conmutación	2340 Hz	2340 Hz	2340 Hz
Potencia nominal	100 kW	100 kW	100 kW
Voltaje RMS	690 V	690 V	690 V
SCC	5000 KVA	2500 KVA	1000 KVA
Potencia aparente	600 KVA	600 KVA	600 KVA

Tabla 2.1: Parámetros implementados.

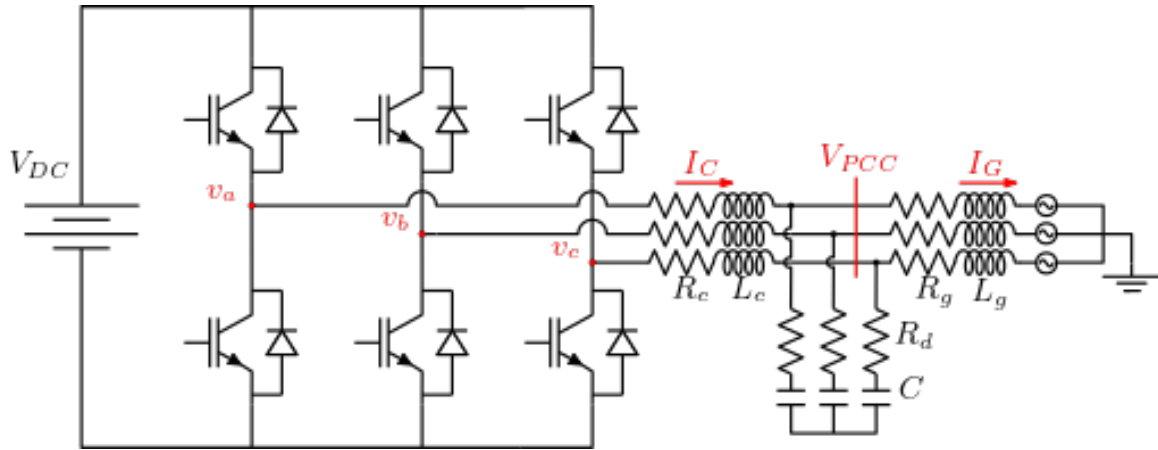


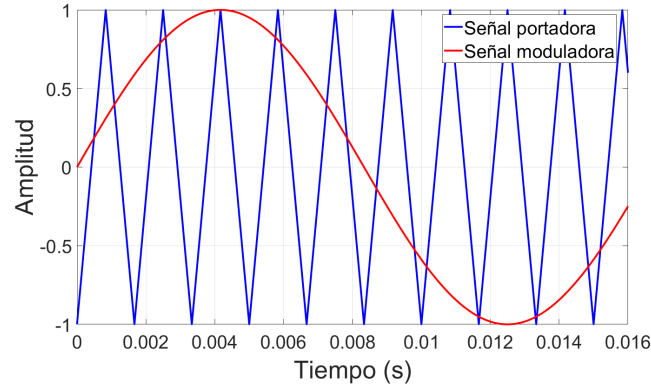
Figura 2.1: Inversor trifásico Interconectado a la red

2.1. Modelo generalizado

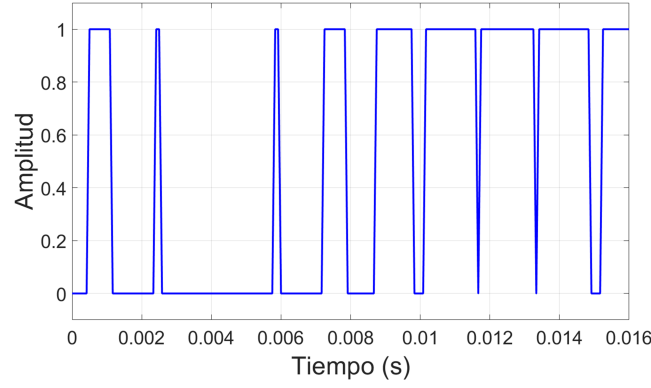
En [29] se desarrolló un modelo generalizado para n cantidades de microrredes interconectadas a la red, se utilizará este modelo para poder validar los resultados obtenidos en simulaciones posteriores. El sistema en el que se trabajará se muestra en la Figura 2.1. El inversor trifásico es alimentado por una fuente de corriente directa y por medio de su topología la convierte en corriente alterna. El convertidor también puede controlar el flujo y la dirección de la potencia activa y reactiva; así como su nivel de voltaje o factor de potencia, dependiendo del esquema de control utilizado. La regulación de potencia que inyecta el inversor a la red eléctrica es controlada por la frecuencia de conmutación de los transistores, de esta manera la red eléctrica puede ver al convertidor de fuente de voltaje (VSC, por sus siglas en inglés) como si fuera una fuente de voltaje con magnitud y fase controladas.

2.2. PWM en inversores de fuente de voltaje trifásicos

En [26] se discute sobre las características de la modulación por ancho de pulso en inversores trifásicos, su objetivo principal es el formar y controlar los voltajes de salida trifásicos en magnitud y frecuencia por medio de un voltaje de entrada constante V_{DC} . Para obtener los voltajes trifásicos de salida balanceados en un inversor, es necesario una señal portadora o triangular para ser comparada con tres señales moduladores o señales sinusoidales desfasadas 120° entre sí.



(a) Señal moduladora y señal portadora.



(b) Señal PWM.

Figura 2.2: Modulación PWM.

Para desarrollar la modulación SPWM es necesario normalizar las señales utilizadas, la amplitud de la señal portadora es ± 1 y las señales moduladoras se definen a continuación :

$$v_{mA}(t) = m_a(t) \sin(\omega_0 t + \theta_n(t)) \quad (2.1)$$

$$v_{mB}(t) = m_a(t) \sin\left(\omega_0 t + \theta_n(t) - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.2)$$

$$v_{mC}(t) = m_a(t) \sin\left(\omega_0 t + \theta_n(t) + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.3)$$

Se define $m_a(t)$ como el índice de modulación de la amplitud y $\theta_n(t)$ es la fase de la moduladora. De esta manera, se puede controlar el flujo y dirección de la potencia activa y reactiva que se inyecta a la red eléctrica. La frecuencia de la señal portadora es m_f y es un valor múltiplo de la frecuencia fundamental (la frecuencia de la señal moduladora). m_f debe ser un número entero impar múltiplo de 3 para eliminar los armónicos múltiplos de tres.

Los voltajes que se encuentran en las terminales de cada rama del convertidor se representan de la siguiente manera [5].

$$V_{conv}(t) = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} S_{mA}(t) - \frac{1}{3} \sum_{i=A,B,C} S_{nx}(t) \\ S_{mB}(t) - \frac{1}{3} \sum_{i=A,B,C} S_{nx}(t) \\ S_{mC}(t) - \frac{1}{3} \sum_{i=A,B,C} S_{nx}(t) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

La componente fundamental $V_{conv0}(t)$ está compuesta por las señales moduladoras como se observa en la ecuación (2.5).

$$V_{conv0}(t) = \frac{V_{DC}}{2} \begin{bmatrix} v_{mA}(t) \\ v_{mB}(t) \\ v_{mC}(t) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

A continuación se presentan las ecuaciones que describen las corrientes del lado del convertidor, del lado de la red y el voltaje en el punto común de conexión que son de interés en el sistema de la Figura 2.1.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} IC_a(t) \\ IC_b(t) \\ IC_c(t) \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{2L_c} \begin{bmatrix} v_{mA}(t) \\ v_{mB}(t) \\ v_{mC}(t) \end{bmatrix} - \frac{R_c}{L_c} \begin{bmatrix} IC_a(t) \\ IC_b(t) \\ IC_c(t) \end{bmatrix} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{PCCa}(t) \\ v_{PCCb}(t) \\ v_{PCCc}(t) \end{bmatrix} - \frac{R_d}{L_c} \begin{bmatrix} IC_a(t) - IG_a(t) \\ IC_b(t) - IG_b(t) \\ IC_c(t) - IG_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} IG_a(t) \\ IG_b(t) \\ IG_c(t) \end{bmatrix} = -\frac{1}{L_g} \begin{bmatrix} VG_a(t) \\ VG_b(t) \\ VG_c(t) \end{bmatrix} - \frac{R_g}{L_g} \begin{bmatrix} IG_a(t) \\ IG_b(t) \\ IG_c(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{L_g} \begin{bmatrix} v_{PCCa}(t) \\ v_{PCCb}(t) \\ v_{PCCc}(t) \end{bmatrix} + \frac{R_d}{L_g} \begin{bmatrix} IC_a(t) - IG_a(t) \\ IC_b(t) - IG_b(t) \\ IC_c(t) - IG_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{ca} \\ V_{cb} \\ V_{cc} \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} IC_a(t) - IG_a(t) \\ IC_b(t) - IG_b(t) \\ IC_c(t) - IG_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

En un sistema trifásico, las tres componentes (u_a , u_b y u_c) tienen una suma nula, lo que implica que no pueden controlarse de forma independiente. En su lugar, se manejan dos componentes (u_d y u_q) y la tercera u_0 se calcula en función de las otras dos. Para superar esta limitación, se pueden utilizar transformadas como la transformada de Clarke o la transformada de Park. Estas transformadas permiten representar las señales en dos fases ($\alpha\beta$ o dq) las cuales pueden ser controladas de manera independiente, la tercera componente, la secuencia homopolar, se utiliza para detectar corrientes de tierra.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

En este proyecto al no haber corrientes de tierra presentes se evitará el uso de esta tercera componente, la transformada de Park, también conocida como transformación dq o síncrona combina la transformada de Clarke con la matriz de rotación además de proporcionar la misma reducción de variables que la transformada de Clarke.

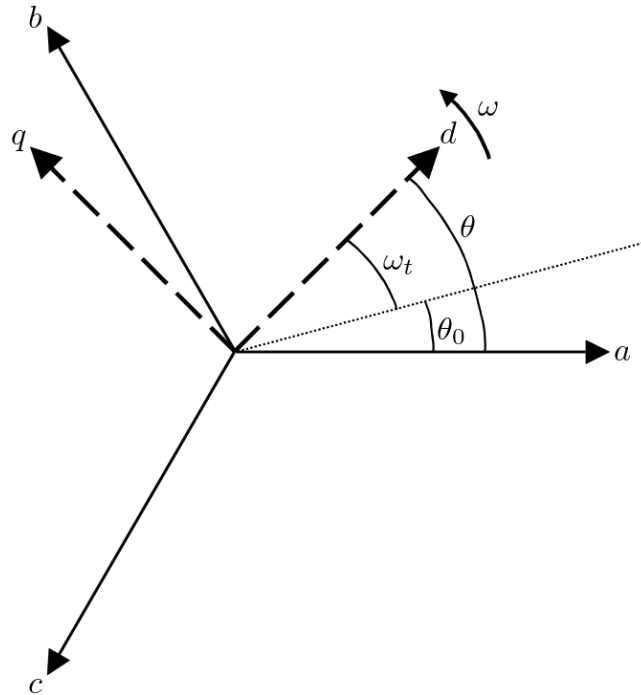


Figura 2.3: Referencia del sistema trifásico al esquema dq

En la Figura 2.3 se muestra la relación entre los vectores en abc y dq . También permite que estas variables parezcan constantes cuando la frecuencia de las señales coincide con la frecuencia de

rotación del nuevo sistema de referencia dq .

En la ecuación (2.9) la variable u_x para $x = a, b, c$ es cualquier señal en el tiempo, es necesario tener una fase de referencia, en el término $\omega t = \theta$ es el marco de referencia sobre el que se transforman las señales. Esta fase se obtiene por medio del lazo de amarre de fase. Al aplicar la transformada en las Ecuaciones (2.6), (2.7) y (2.8) se representan de la siguiente manera:

$$\frac{dIC_d(t)}{dt} = \omega_0 IC_q(t) - \frac{R_c}{L_c} IC_d(t) + \frac{V_{DC}}{2L_c} v_{dm}(t) - \frac{1}{L_c} v_{PCCd}(t) + \frac{R_d}{L_c} (IC_q(t) - IG_d(t)) \quad (2.10)$$

$$\frac{dIC_q(t)}{dt} = -\omega_0 IC_d(t) - \frac{R_c}{L_c} IC_q(t) + \frac{V_{DC}}{2L_q} v_{qm}(t) - \frac{1}{L_c} v_{PCCq}(t) + \frac{R_d}{L_c} (IC_q(t) - IG_q(t)) \quad (2.11)$$

$$\frac{dIG_d(t)}{dt} = \omega_0 IG_q(t) - \frac{R_g}{L_g} IG_d(t) + \frac{1}{L_g} v_{PCCd}(t) + \frac{1}{L_g} v_{Gd}(t) - \frac{R_d}{L_g} (IC_d(t) - IG_d(t)) \quad (2.12)$$

$$\frac{dIG_q(t)}{dt} = -\omega_0 IG_d(t) - \frac{R_g}{L_g} IG_q(t) + \frac{1}{L_g} v_{PCCq}(t) + \frac{1}{L_g} v_{Gq}(t) - \frac{R_d}{L_g} (IC_q(t) - IG_q(t)) \quad (2.13)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt}(t) = \omega_0 V_{cq}(t) + \frac{1}{C} (IC_d(t) - IG_d(t)) \quad (2.14)$$

$$\frac{dV_{cq}}{dt}(t) = -\omega_0 V_{DC}(t) + \frac{1}{C} (IC_q(t) - IG_q(t)) \quad (2.15)$$

2.3. Esquema de control

El esquema de control utilizado en este proyecto se desarrolla en [41], a continuación se utiliza la transformada de Laplace en las ecuaciones antes mostradas.

$$IC_d(s) = \frac{1}{sL_c + R_c} \left(\omega_0 L_c IC_q(s) + \frac{V_{DC}}{2} v_{dm}(s) - v_{PCCd}(s) \right) \quad (2.16)$$

$$IC_q(s) = \frac{1}{sL_c + R_c} \left(-\omega_0 L_c IC_d(s) + \frac{V_{DC}}{2} v_{qm}(s) - v_{PCCq}(s) \right) \quad (2.17)$$

$$IG_d(s) = \frac{1}{sL_g + R_g} (\omega_0 L_c IG_q(s) - v_{PCCd}(s) + v_{Gd}(s)) \quad (2.18)$$

$$IG_q(s) = \frac{1}{sL_g + R_g} (-\omega_0 L_c IG_d(s) - v_{PCCq}(s) + v_{Gq}(s)) \quad (2.19)$$

$$V_{DC}(s) = \frac{1}{sC + 1} (\omega_0 L_c V_{cq}(s) + IC_D(s) - IG_D(s)) \quad (2.20)$$

$$V_{cq}(s) = \frac{1}{sC + 1} (-\omega_0 L_c V_{DC}(s) + IC_Q(s) - IG_Q(s)) \quad (2.21)$$

De esta manera se puede verificar que las ecuaciones son simétricas y acopladas entre ellas, esto se debe al término cruzado $\omega_0 L_c$. En la Figura 2.4 se muestra el esquema de control desarrollado en [41].

$S_d(s)$ y $S_q(s)$ se representan como dos sistemas independientes, para esto se usan las siguientes ecuaciones :

$$S_d(s) = \frac{2}{V_{DC}} [-\omega L_c IC_q(s) + U_d(s) + e_d(s)] \quad (2.22)$$

$$S_q(s) = \frac{2}{V_{DC}} [\omega L_c IC_d(s) + U_q(s) + e_q(s)] \quad (2.23)$$

Las señales $v_{PCCd}(t)$, $IC_d(t)$ y $IC_q(t)$ se toman como valores constantes en estado estacionario. Una vez conocido el voltaje en el PCC y la potencia que puede inyectar el inversor a la red eléctrica, se estiman los valores de las referencias de estado estacionario I_d^* e I_q^* .

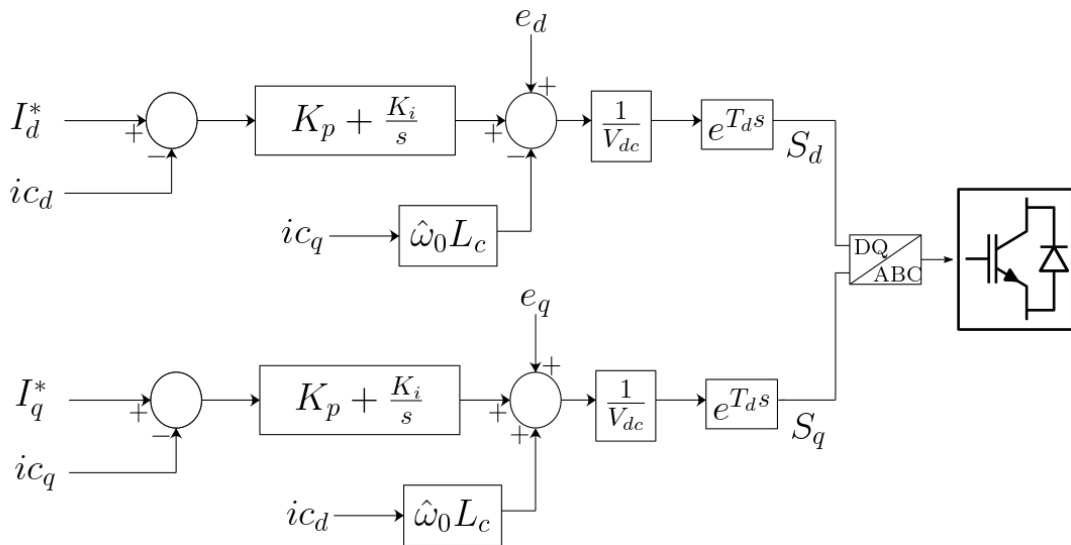


Figura 2.4: Esquema de control PI desacoplado

Las ecuaciones para poder expresar el comportamiento de las leyes de control son las siguientes:

$$S_d(t) = \frac{2}{V_{DC}} [-\omega L_c I C_q(t) + U_d(t) + e_d(t)] \quad (2.24)$$

$$S_q(t) = \frac{2}{V_{DC}} [\omega L_c I C_d(t) + U_q(t) + e_q(t)] \quad (2.25)$$

$$u_d(t) = k_p (I_d^*(t) - i C_d(t)) + x^d(t) \quad (2.26)$$

$$u_q(t) = k_p (I_q^*(t) - i C_q(t)) + x^q(t) \quad (2.27)$$

$$\frac{dx^d(t)}{dt} = k_i (I_d^*(t) - i C_d(t)) \quad (2.28)$$

$$\frac{dx^q(t)}{dt} = k_i (I_q^*(t) - i C_q(t)) \quad (2.29)$$

Los valores de la magnitud y fase de las señales moduladoras se calculan a partir de las expresiones $S_d(t)$ y $S_q(t)$.

$$m_a(t) = \sqrt{\frac{S_d^2(t) + S_q^2(t)}{V_{DC}}} \quad (2.30)$$

$$\theta_n(t) = \tan^{-1} \left(\frac{S_q(t)}{S_d(t)} \right) \quad (2.31)$$

2.4. Lazo de amarre de fase

Para implementar el control en el esquema dq , primero se debe llevar a cabo la transformación de abc a dq . Esta transformación se realiza mediante la fase obtenida del PLL como punto de referencia. El PLL es una herramienta capaz de obtener la fase de una señal, de esta manera el PLL adquiere información de la red eléctrica, de esta manera se logra sincronizar las señales de voltaje y corriente entre el convertidor y la red eléctrica.

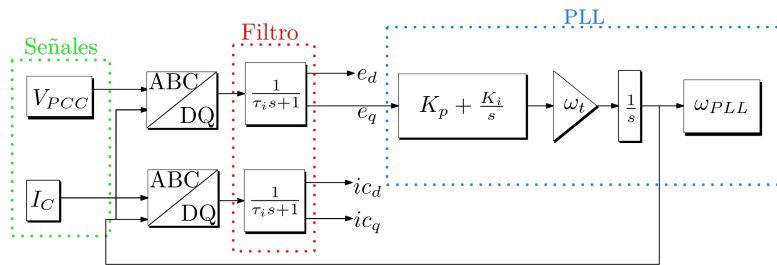


Figura 2.5: Diagrama de bloques del PLL [9].

Anteriormente se comentó sobre los lazos de control necesarios para cada componente (d y q). Esto es necesario para el adecuado control de la corriente en ambos ejes. En la Figura 2.6 se observa que las corrientes obtenidas de la Figura 2.5 son comparadas con las referencias propuestas. En los lazos de control se tiene en cuenta el acoplamiento de los ejes d y q en corriente y voltaje. De esta manera, el control compensa la relación del voltaje del PCC y los términos cruzados. Para convertir estas señales en términos de amplitud (magnitud) y fase (ángulo), se pueden utilizar técnicas de control de modulación de ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés). En el control PWM, la amplitud de la señal de referencia (en el dominio dq) se convierte en el ciclo de trabajo del PWM, que determina la duración de los pulsos generados por el inversor. El ángulo de la señal de referencia (en el dominio dq) se convierte en el desplazamiento de fase de la señal moduladora, lo que determina el tiempo en el que se activan los pulsos dentro de un período de conmutación.

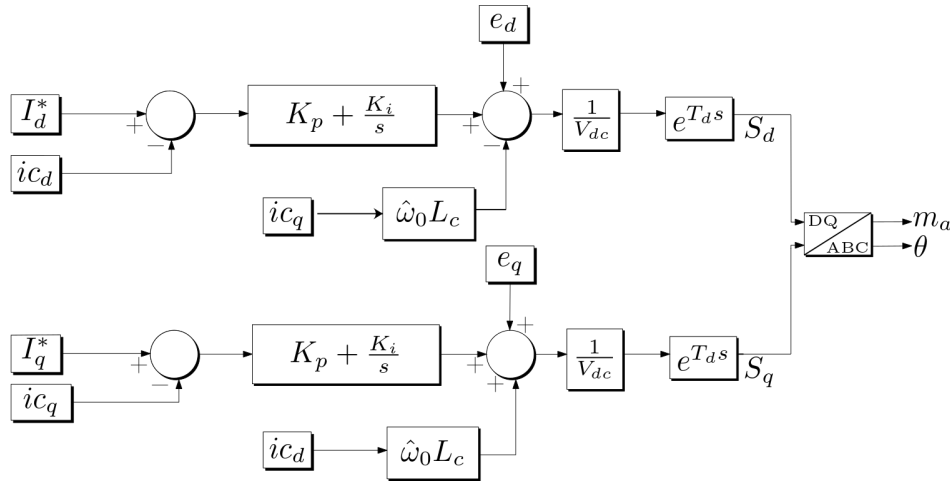


Figura 2.6: Esquema del control PI implementado.

En un control ideal, las componentes d y q estarían completamente desacopladas, lo que significa que cualquier cambio en la componente d no afectaría a la componente q y viceversa. Esto permitiría un control preciso de la corriente y la tensión en cada eje por separado. Sin embargo, en la práctica, siempre hay cierto grado de acoplamiento entre las componentes d y q debido a las imperfecciones del sistema y las limitaciones del hardware. Este acoplamiento puede deberse a efectos de inductancia mutua, variaciones en los parámetros del sistema, errores de medición, entre otros factores. El objetivo del diseño del control es minimizar el acoplamiento entre los ejes d y q tanto como sea posible para lograr un control preciso y estable del inversor trifásico.

Esto puede lograrse mediante técnicas avanzadas de control, como la sintonización adecuada de los controladores de corriente y tensión, la compensación de los efectos de inductancia mutua y la implementación de algoritmos de control adaptativos.

2.5. Modelado reducido del sistema

En [14] se simplifica el sistema para obtener la función de transferencia, de esta manera se analiza el sistema como si fuese monofásico por impedancias como en la Figura 2.7. Esta simplificación parte de llevar el sistema principal al dominio dq , para llegar al sistema mostrado se desprecian los términos cruzados y para suponer la conexión de la red se supone una impedancia de carga.

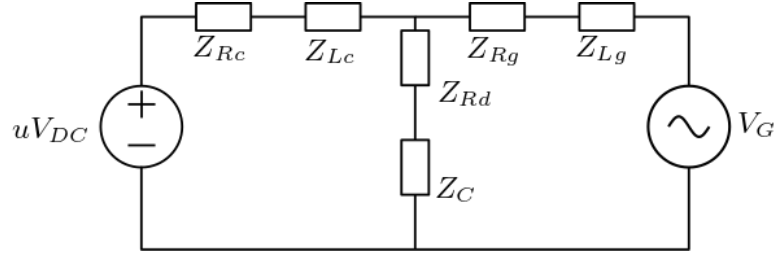


Figura 2.7: Circuito equivalente en impedancias.

Se obtienen las siguientes ecuaciones al pasar las impedancias al dominio de Laplace.

$$Z_{Rc} = R_c \quad (2.32)$$

$$Z_{Lc} = L_c * s \quad (2.33)$$

$$Z_c = \frac{C}{s} \quad (2.34)$$

$$Z_{Rd} = R_d \quad (2.35)$$

$$Z_{Rg} = R_g \quad (2.36)$$

$$Z_{Lg} = L_g * s \quad (2.37)$$

$$\begin{aligned} Planta(s) &= \frac{I_{convertidor}}{V_{PCC}} \\ &= \frac{Z_{Rd} + Z_C + Z_{Rg} + Z_{Lg}}{(Z_{Rg} + Z_{Lg}) * (Z_{Rd} + Z_C) + (Z_{Rc} + Z_{Lc}) * (Z_{Rd} + Z_C) + (Z_{Rg} + Z_{Lg}) * (Z_{Rc} + Z_{Lc})} \end{aligned} \quad (2.38)$$

2.6. Filtro digital

El filtro digital a implementar se visualiza como un sensor, representando los retardos que existen en las implementaciones, y al verse afectadas por estos efectos es más difícil para el control estabilizar el sistema. Tomando esto en cuenta se considera la función de transferencia de un filtro digital a continuación.

$$FT_{filtrodigital} = \frac{1}{\tau * s + 1} \quad (2.39)$$

Donde la constante de tiempo τ es igual a

$$\tau = \frac{1}{2 * \pi * F_c} \quad (2.40)$$

F_c representa la frecuencia de corte del filtro, para este proyecto la frecuencia de corte es aproximadamente 320 Hz, por lo tanto la función de transferencia del filtro es la siguiente.

$$FT_{filtrodigital} = \frac{1}{5 \times 10^{-4} * s + 1} \quad (2.41)$$

En la Figura 2.8 se muestra el diagrama de Bode del filtro, se demuestra que a -3dB en magnitud, llega a la frecuencia de corte establecida.

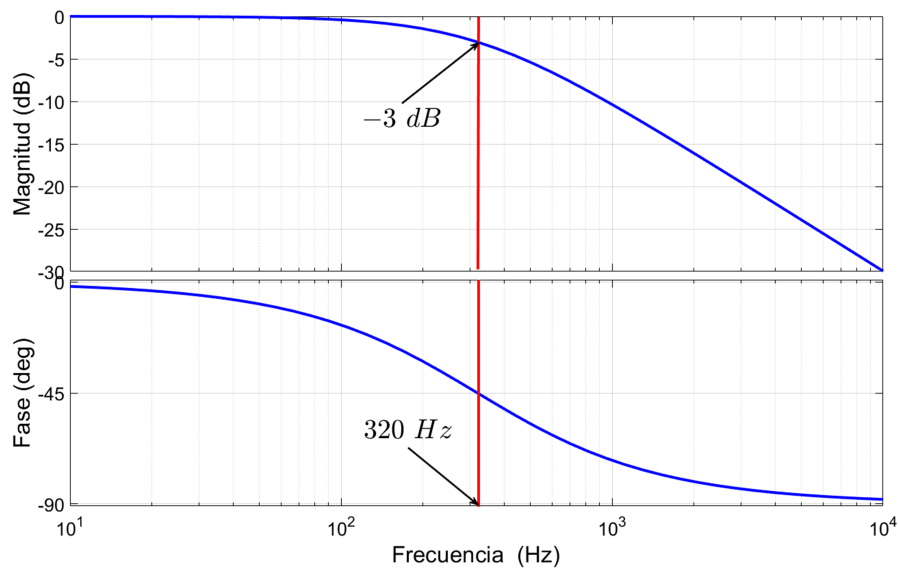


Figura 2.8: Respuesta en frecuencia del filtro implementado.

2.7. Filtro LCL

Para el diseño del filtro LCL se seguirán los pasos descritos en [17], donde se presenta un método de diseño basado en el modelado extendido en el dominio armónico para filtros pasivos L y LCL. A partir de los valores deseados de potencia nominal, índice de modulación y los índices de calidad de energía objetivo, se determinan los valores del filtro LCL más cercanos que cumplan con los datos propuestos.

Parámetros conocidos de entrada

Frecuencia de red:	60 Hz	Índice de modulación:	39
Potencia nominal:	100000 W	Armónicos DAE:	300
Voltage L-L (Vrms):	690 V		

Parámetros de salida estimados

Valor fijo	Condición	Valor final estimado
Lg (mH)	Min 0.1, Max 30	2.12 mH
RLg (Ω)	0.1	
CL (μF)	Min 0.1, Max 100	13.5 μF
Rd (Ω)	Min 1, Max 50	5.9 ohms
Lc (mH)	Min 0.1, Max 30	3.54 mH
RLc (Ω)	0.1	

Parámetros objetivo

Índice de calidad de la energía	Valor deseado	Peso	Valor final simulado
DAT Vac:	6 %	1	5.73 %
Vac(mf-2)	4 %	1	4.36 %
Rizo Ig	2 %	1	2.01 %
Rizo Ic	10 %	1	9.99 %
DAT Vcd	3 %	1	1.75 %
Rizo Vcd	5 %	1	5.41 %

Parámetros de operación

Voltage CD	1400 V	1	1.4e+03 Volts
Factor de pote.	1	1	-1
Valor de Iq	0 A	1	-0.00914 A
Pérdidas en Rd	0 W	1	0.171 W

Design

Plots

Frecuencia de: 1149 Hz

Energía almacenada total: 19.17 J

Figura 2.9: Interfaz del cálculo del filtro LCL [17].

En las Ecuaciones (2.42), (2.43) y (2.44) se calcula el valor resistivo e inductivo de la red eléctrica con los valores propuestos en la Tabla 2.1.

$$X = \frac{V^2}{SCC} * \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{X/R}\right)^2}} \quad (2.42)$$

$$L_g = \frac{X}{2 * \pi * f} \quad (2.43)$$

$$R_g = \frac{X}{X/R} \quad (2.44)$$

Por ultimo, en la Tabla 2.2 se presentan los valores obtenidos del filtro LCL y el valor resistivo e inductivo de la red.

Parámetros	Sistema 1	Sistema 2	Sistema 3
R_c	0.1Ω	0.1Ω	0.1Ω
R_g	0.10947Ω	0.12841Ω	0.14737Ω
L_c	3.54 mH	3.52 mH	2.8 mH
L_g	2.37713 mH	7.9354 mH	2.1556 mH
R_d	5.09Ω	4.88Ω	5.67Ω
C	$13.5 \mu F$	$13.88 \mu F$	$15 \mu F$

Tabla 2.2: Parámetros del sistema.

2.8. Frecuencia de resonancia

La presencia de una frecuencia de resonancia debido al filtro LCL puede tener varios efectos no deseados, como el aumento de las corrientes armónicas, el sobrevoltaje de los componentes del filtro y la generación de oscilaciones indeseadas en la red eléctrica. Por lo tanto, en el diseño y la operación de sistemas de inversores trifásicos con filtros LCL, es importante tener en cuenta la frecuencia de resonancia y tomar medidas para mitigar sus efectos, como el ajuste adecuado de los parámetros del filtro y el control de la operación del inversor. En caso del control del inversor, el uso de un filtro LCL lo vuelve más difícil de controlar, para esto es deseable que la frecuencia de resonancia ω_n sea de un valor muy bajo. En [11] se discuten algunos puntos a tomar en cuenta al utilizar filtros LCL. La frecuencia de resonancia del filtro ω_n puede ser calculada con la ecuación (2.45). En el cálculo del filtro LCL realizado anteriormente se toma en cuenta la frecuencia de resonancia resultante, como medida preventiva, se incorpora una resistencia de amortiguamiento R_d para mitigar el pico que se observa en el diagrama de Bode del sistema.

$$\begin{aligned}
 \omega_n &= \frac{1}{\sqrt{L_{eq} * C}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_{conv} * L_{red} * C}{L_{conv} + L_{red}}}} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{\frac{3.54 \times 10^{-3} \times 2.37 \times 10^{-3} \times 13.5 \times 10^{-6}}{3.54 \times 10^{-3} + 2.37 \times 10^{-3} + 13.5 \times 10^{-6}}}} = 7222 \frac{\text{rad}}{\text{s}} = 1150 \text{ Hz}
 \end{aligned} \tag{2.45}$$

2.9. Cálculo de K_p y K_i

Para el cálculo de K_p y K_i , se usa la sintonización por respuesta en frecuencia, ya que es una técnica utilizada en el diseño de controladores para sistemas de control. Consiste en ajustar los parámetros del controlador de manera que la respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado satisfaga ciertos requisitos de desempeño, como el margen de ganancia y el margen de fase. Para poder implementar este método hay que tener en cuenta los siguientes puntos para asegurarse de que se está realizando el correcto análisis de estabilidad.

- Tener un valor fijo de margen de fase y de frecuencia de corte
- No tener polos inestables en lazo abierto
- No tener más de un polo en el origen
- Tener ganancia positiva a frecuencia nula

Para el control de la corriente se establecen los siguientes parámetros:

- Margen de fase = 60°
- Frecuencia de corte $\omega_c = 75$ Hz

La función de transferencia en lazo abierto del sistema es:

$$FT_{LA} = \frac{K_p * (T_n * s + 1)}{T_n * s + 1} * \frac{1}{1.5 * T_{conmutacin} * s + 1} * \frac{1}{\tau * s + 1} * Planta(s) \quad (2.46)$$

Para el cálculo de la constante de tiempo T_n , se sustituye $s = j * \omega_c$ (en radianes) igualando la ecuación (2.50).

$$Margen\ de\ fase = 180^\circ + \theta_{Sistema}(s)$$

$$0 = 180^\circ - 60^\circ + \theta_{Controlador}(s) + \theta_{Digitalizacion}(s) + \theta_{Filtro}(s) + \theta_{Planta}(s) \quad (2.47)$$

Para calcular el valor de K_p se iguala a la unidad el módulo de la función de transferencia en lazo abierto, de esta manera se tienen 2 ecuaciones con dos incógnitas.

$$1 = \left| \frac{K_p * (T_n * s + 1)}{T_n * s + 1} \right| * \left| \frac{1}{1.5 * T_{conmutacin} * s + 1} \right| * \left| \frac{1}{\tau * s + 1} \right| * |Planta(s)| \quad (2.48)$$

Obteniendo de esta manera K_p y T_n con los siguientes valores:

$$K_p = 2.9983$$

$$T_n = 0.02849404 \text{ s}$$

En la Figura 2.10 se gráfica la respuesta en frecuencia de la planta del sistema, se logra observar la frecuencia de resonancia ω_n aproximadamente en 1150 Hz.

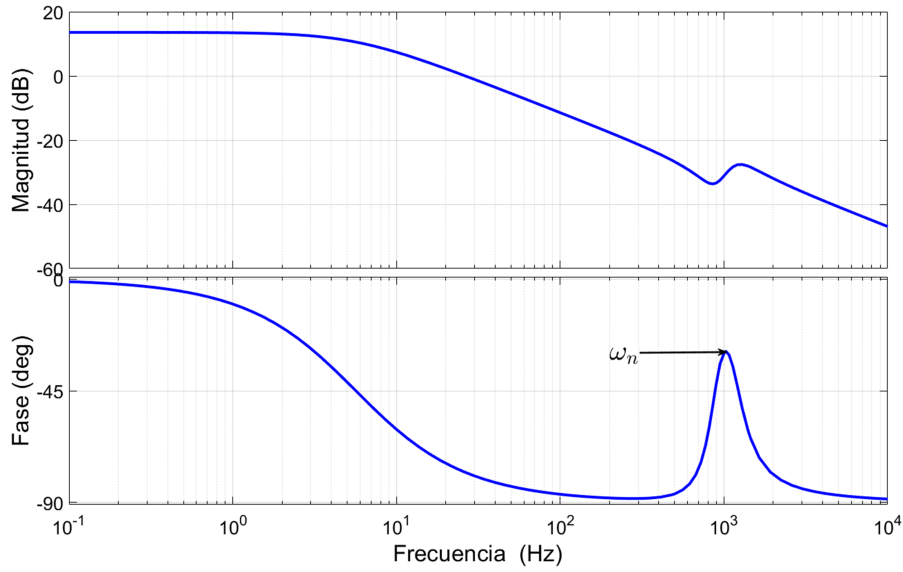


Figura 2.10: Diagrama de Bode de la planta del sistema.

En la Figura 2.11 se realiza la función de transferencia del sistema en lazo abierto, en donde se implementan los parámetros de control deseados.

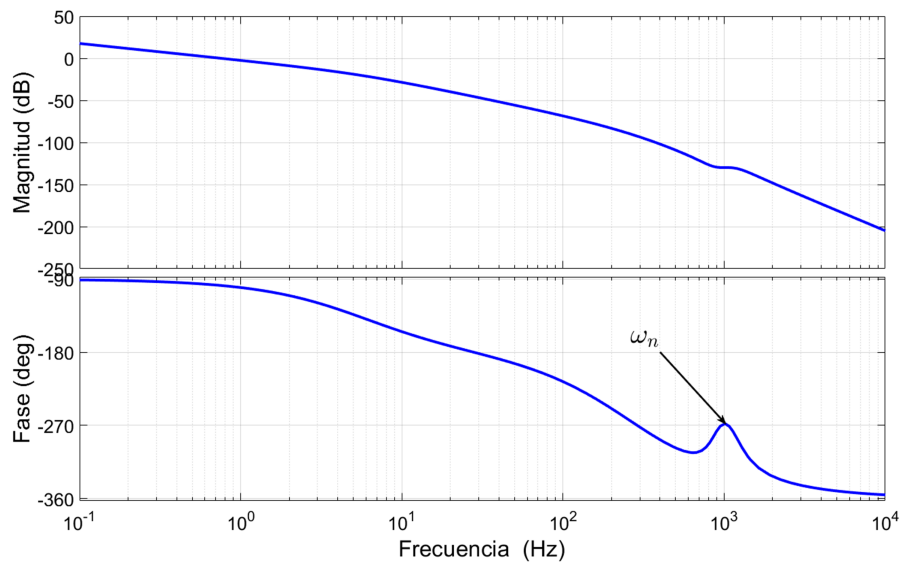


Figura 2.11: Diagrama de Bode de la planta del sistema en lazo abierto.

El Bode mostrado en la Figura 2.12 muestra la función de transferencia en lazo cerrado manteniendo los parámetros de control elegidos.

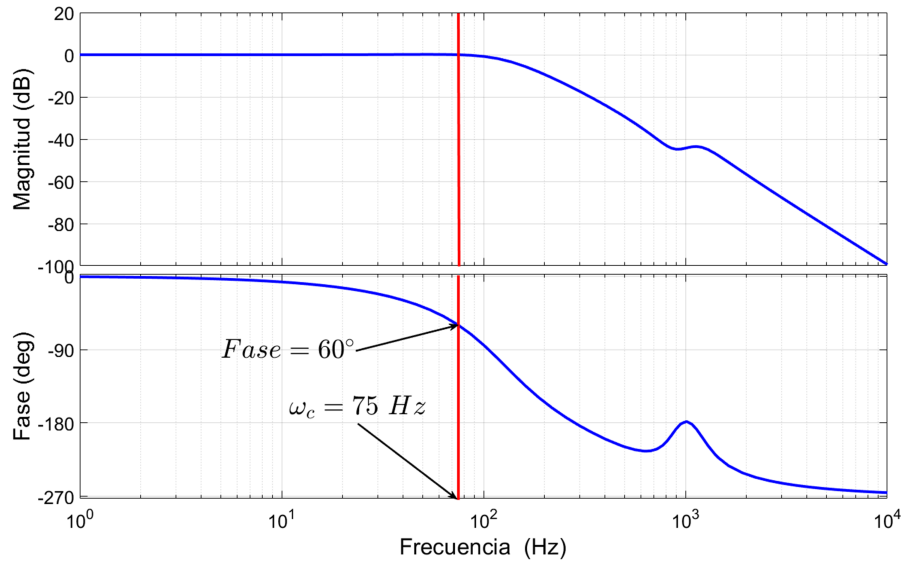


Figura 2.12: Diagrama de Bode de la planta del sistema en lazo cerrado.

En la Tabla 2.4 se muestran los valores de la ganancia K_p y la constante de tiempo T_n calculadas.

Parámetros	Sistema 1	Sistema 2	Sistema 3
Margen de fase	60°	60°	60°
ω_c	75 Hz	75 Hz	75 Hz
K_p	2.9983	2.86219	2.51744
T_n	0.02849404 s	0.025993 s	0.0201259 s

Tabla 2.3: Parámetros del control.

Para el control del lazo de amarre de fase se establecen los siguientes parámetros:

- Margen de fase = 0°
- Frecuencia de corte $\omega_c = 25 \text{ Hz}$

Al sintonizar un PLL por respuesta en frecuencia, el margen de fase es muy cercano a 0 debido a que la fase de salida ω_{PLL} y la fase de entrada ω_n están alineadas perfectamente. Esto quiere decir que el PLL ajusta su frecuencia de salida para que coincida con la frecuencia de la señal de entrada. Por otro lado se busca que la frecuencia de corte en un PLL sea cercana a 0 ya que esto permite que el PLL responda de manera efectiva a los cambios lentos en la frecuencia de

la señal de entrada. La función de transferencia en lazo abierto del PLL es:

$$FT_{LA} = \frac{K_p * (T_n * s + 1)}{T_n * s + 1} * \frac{1}{1.5 * T_{conmutacin} * s + 1} * \frac{1}{s} \quad (2.49)$$

$$\text{Margen de fase} = 180^\circ + \theta_{Sistema}(s)$$

$$0 = 180^\circ + \theta_{Controlador}(s) + \theta_{Digitalizacion}(s) + \theta_{Integrador}(s) \quad (2.50)$$

$$1 = \left| \frac{K_p * (T_n * s + 1)}{T_n * s + 1} \right| * \left| \frac{1}{1.5 * T_{conmutacin} * s + 1} \right| * \left| \frac{1}{s} \right| \quad (2.51)$$

Obteniendo de esta manera K_{pPLL} y T_{nPLL} con los siguientes valores:

$$K_{pPLL} = 12.25$$

$$T_{nPLL} = 0.000512 \text{ s}$$

2.10. Cálculo de las variables de referencia I_d^* e I_q^*

En la Figura 2.13 se presenta el diagrama de implementación del control en el inversor trifásico. Al expresar las componentes de corriente y voltaje en coordenadas dq , se simplifica la estrategia de control, ya que permite establecer referencias de corriente independientes para las componentes d y q .

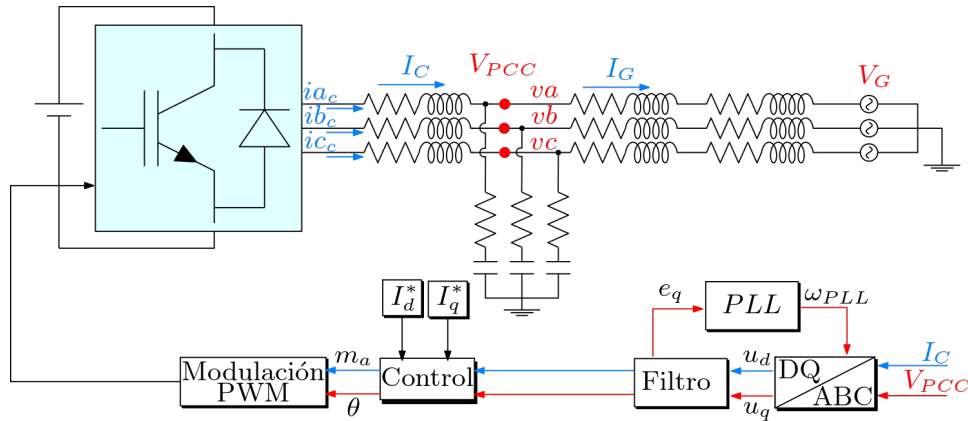


Figura 2.13: Sistema de control implementado al inversor conectado a la red.

Para calcular los valores de las referencias de corriente, es fundamental considerar que las leyes de control se evalúan en valores por unidad. Por lo tanto, se especifican los siguientes parámetros:

Parámetros	Valor
Voltaje base	690 V
Potencia base	600 kVA
Potencia que transfiere el filtro	100 kVA

Tabla 2.4: Valores base del sistema.

A continuación se calcula el valor de la corriente base de acuerdo a los valores establecidos de voltaje y potencia.

$$V_b = 690 \text{ V} \quad (2.52)$$

$$S_b = 600 \text{ kVA} \quad (2.53)$$

$$I_b = \sqrt{\frac{2}{3}} * \frac{S_b}{V_b} = 709 \text{ A} \quad (2.54)$$

El valor de I_d^* se calcula referente a la relación de la potencia que puede transmitir el filtro y la potencia base, en todos los sistemas la potencia que transmite el filtro es la misma. Las corrientes de referencia se calculan de la siguiente manera:

$$I_d^* = \frac{I_{filtro}}{I_{base}} = \frac{\frac{100 \text{ kVA}}{690 \text{ V}} * \sqrt{\frac{2}{3}}}{709 \text{ A}} = 0.16 \text{ pu} \quad (2.55)$$

2.11. Implementación en Simulink

Se implementa el Sistema 1 en Simulink para validar los valores obtenidos previamente en la Figura 2.14. Todos los bloques se han introducido con un tiempo de muestreo de $15 \mu s$, siguiendo una estructura similar a la representada en la Figura 2.1. Para el modelo conmutado de la Figura 2.18 las señales moduladoras se introducen a un bloque generador de pulsos para la creación de las señales PWM, donde se especifica tanto la frecuencia de conmutación como el ángulo de desplazamiento. En el modelo promedio se utiliza el concepto de la ecuación (2.5) para representar los voltajes de salida del convertidor. Posteriormente, se efectúa la medición de la corriente en el lado del convertidor y del voltaje en el lado de la red. Estas señales se transforman de abc a dq para su análisis. El sistema se controla mediante el control PI y el PLL, con el objetivo de obtener la fase requerida. Además, se emplea una transformación lineal para discretizar los controladores PI, asegurando así una adecuada implementación del sistema.

2.11.1. Implementación del modelo promedio

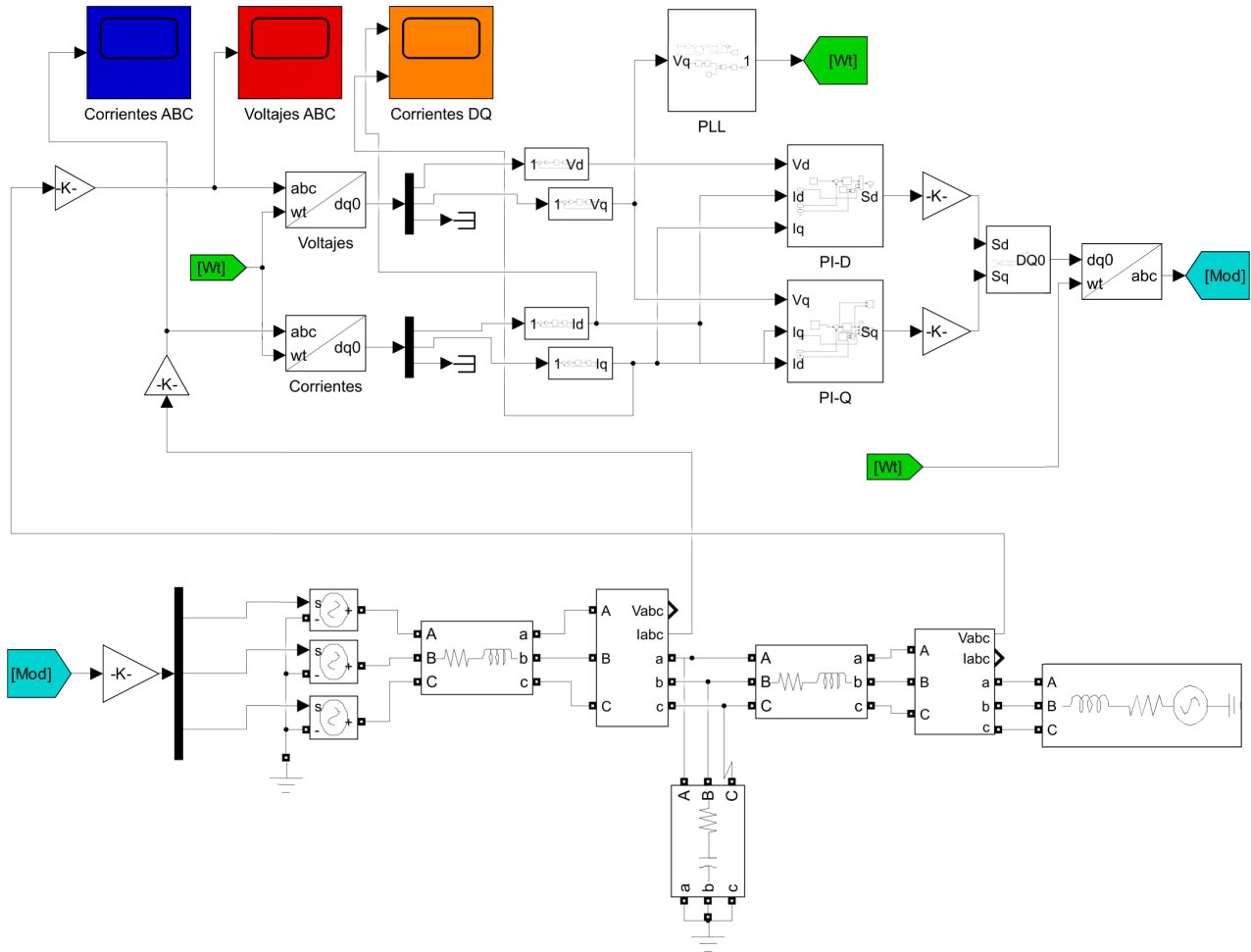
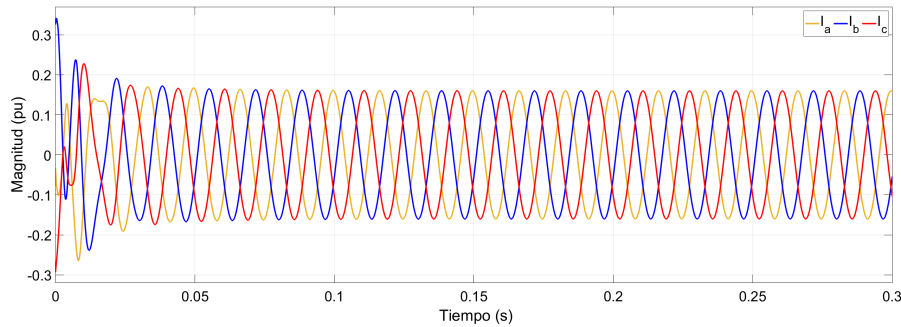


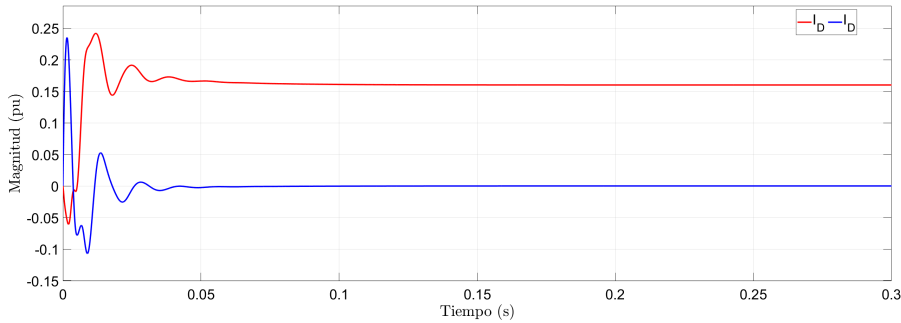
Figura 2.14: Modelo promedio implementado en Simulink.

Se llevaron a cabo simulaciones del modelo promedio y del modelo conmutado en Simulink como un punto de referencia adicional al modelo analítico obtenido. El objetivo de estas simulaciones es resaltar las limitaciones que pueden presentarse en las simulaciones fuera de línea, poniendo énfasis en la importancia de las simulaciones en tiempo real. Estas no solo permiten una mejor adaptación a las condiciones cambiantes del sistema, sino que también optimizan el uso de recursos computacionales, brindando resultados más precisos y confiables. A continuación se presentan los resultados obtenidos del sistema ilustrado en la Figura 2.14. Para esto se consideraron los valores de referencia de I_d^* e I_q^* como 0.16 p.u. y 0 p.u., respectivamente. A continuación se muestran las señales obtenidas de la simulación realizada.

En la Figura 2.15 se muestran las corrientes trifásicas vistas desde el marco de referencia abc y el marco de referencia dq . En este análisis, es importante destacar que el marco de referencia abc representa las corrientes en su forma original, lo que permite observar las variaciones en el tiempo y la interacción entre las fases. Por otro lado, el marco de referencia dq transforma estas corrientes trifásicas a un sistema de coordenadas rotativas, lo que facilita la visualización y el análisis de las magnitudes y ángulos relacionados con el comportamiento del sistema.



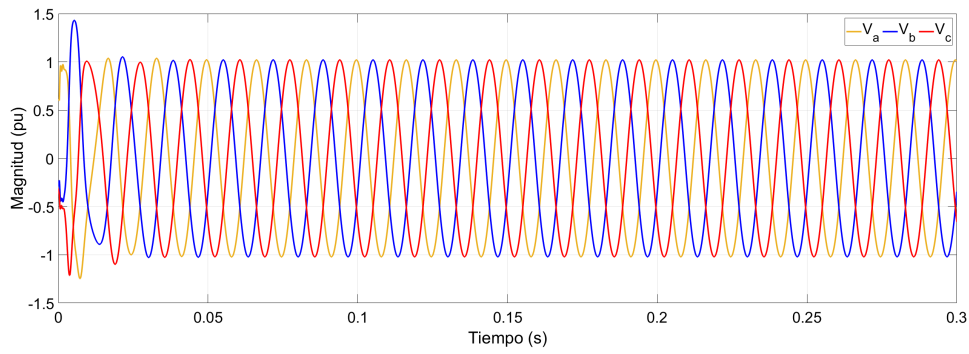
(a) Corrientes en la salida del convertidor en abc .



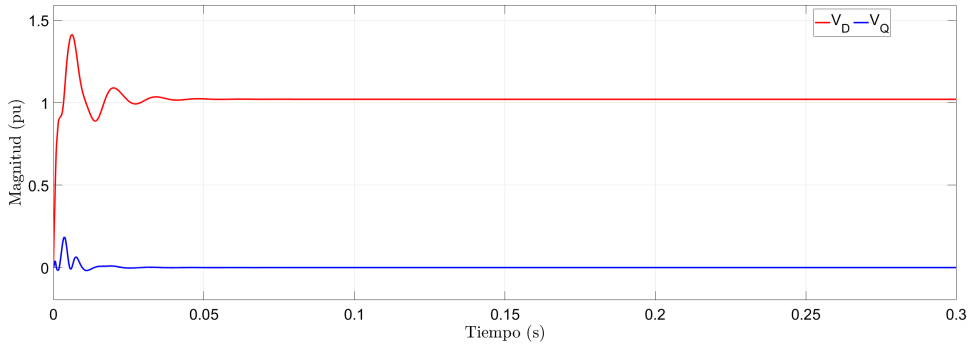
(b) Corrientes en la salida del convertidor en dq .

Figura 2.15: Señales de corriente del modelo promedio.

En la Figura 2.16 se presentan los voltajes obtenidos en el sistema, analizados desde ambos marcos de referencia: abc y dq . El marco de referencia abc muestra los voltajes en su forma original, lo que permite observar las fluctuaciones y la relación entre las diferentes fases a lo largo del tiempo. Esta representación es útil para identificar patrones de comportamiento y posibles desequilibrios en el sistema. Por otro lado, al transformar estos voltajes al marco de referencia dq , se facilita el análisis de las magnitudes y ángulos que caracterizan la operación del sistema. Esta transformación permite una evaluación más clara de cómo los voltajes se comportan en un contexto rotativo, lo que es esencial para el control y la estabilidad del sistema eléctrico.



(a) Voltajes en el PCC en abc .



(b) Voltajes en el PCC en dq .

Figura 2.16: Señales de voltaje del modelo promedio.

Por último, en la Figura 2.17 se presentan las señales correspondientes al índice de modulación y al ángulo θ_n , que son fundamentales para el control del ancho de pulso de los transistores en el sistema. El índice de modulación es un parámetro clave que determina la relación entre la amplitud de la señal de entrada y la amplitud de la señal portadora, lo que influye directamente en la calidad y eficiencia del proceso de modulación.

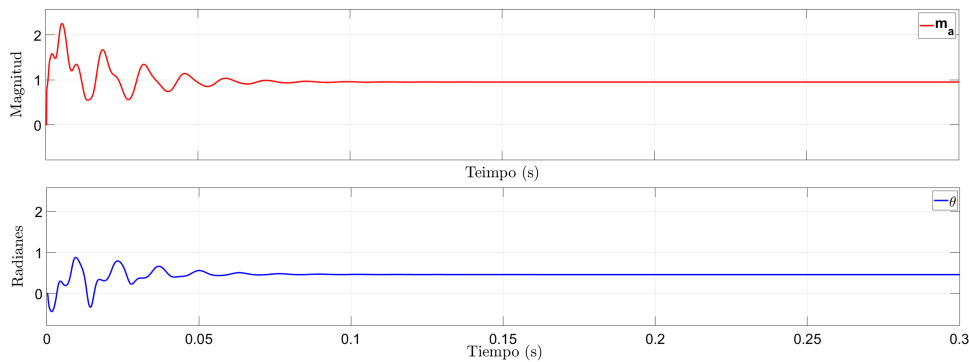


Figura 2.17: Señales de control

Además, al observar los gráficos, se puede apreciar cómo las corrientes alcanzan un estado estacionario después de un período transitorio. Este estado estacionario es crucial, ya que indica

que el sistema ha estabilizado sus condiciones operativas y que las oscilaciones iniciales han disminuido. La convergencia a este estado es fundamental para garantizar un funcionamiento eficiente y predecible del sistema eléctrico. Así, la comparación entre ambos marcos de referencia no solo ilustra las características dinámicas de las corrientes trifásicas, sino que también resalta la importancia del análisis en estado estacionario para la evaluación del rendimiento del sistema.

2.11.2. Implementación del modelo conmutado

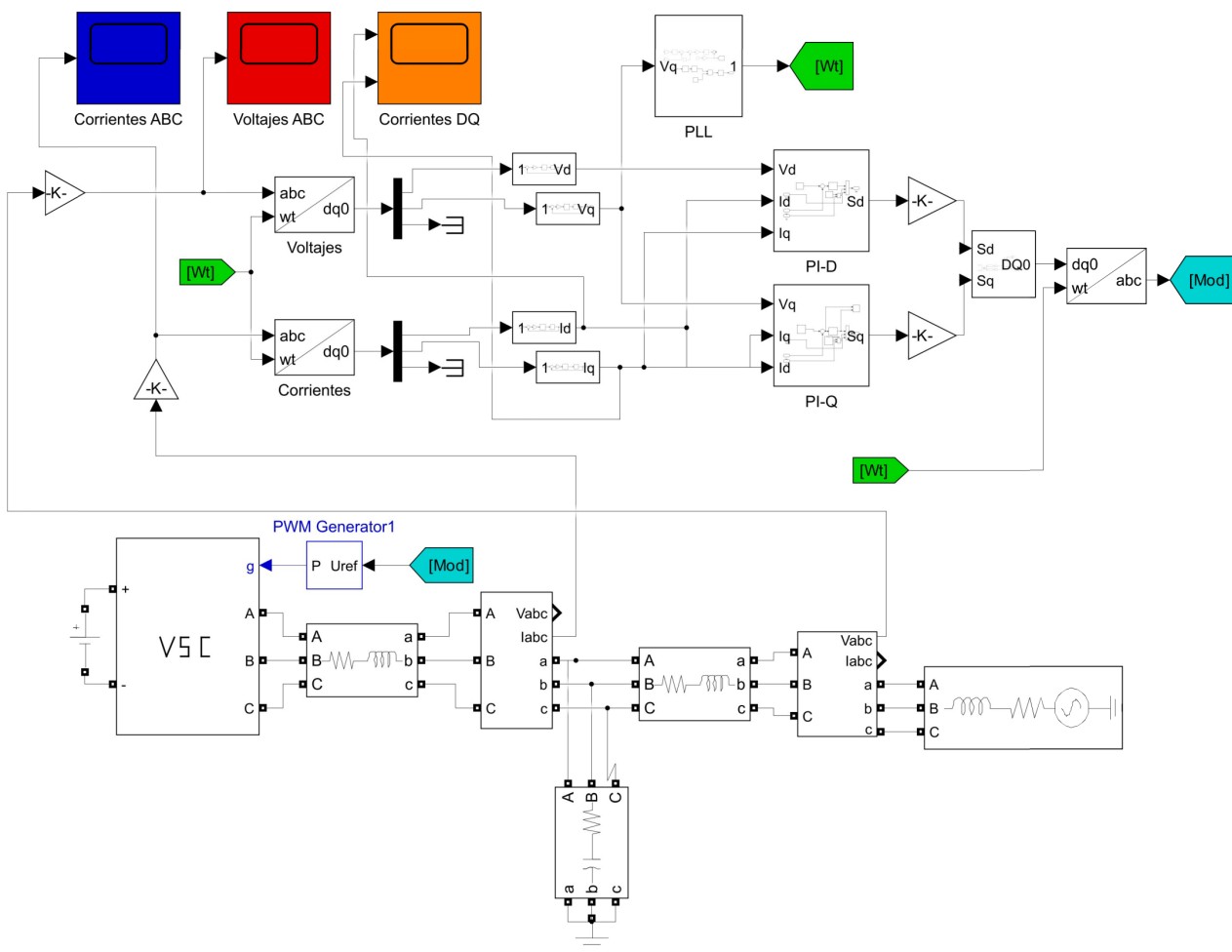
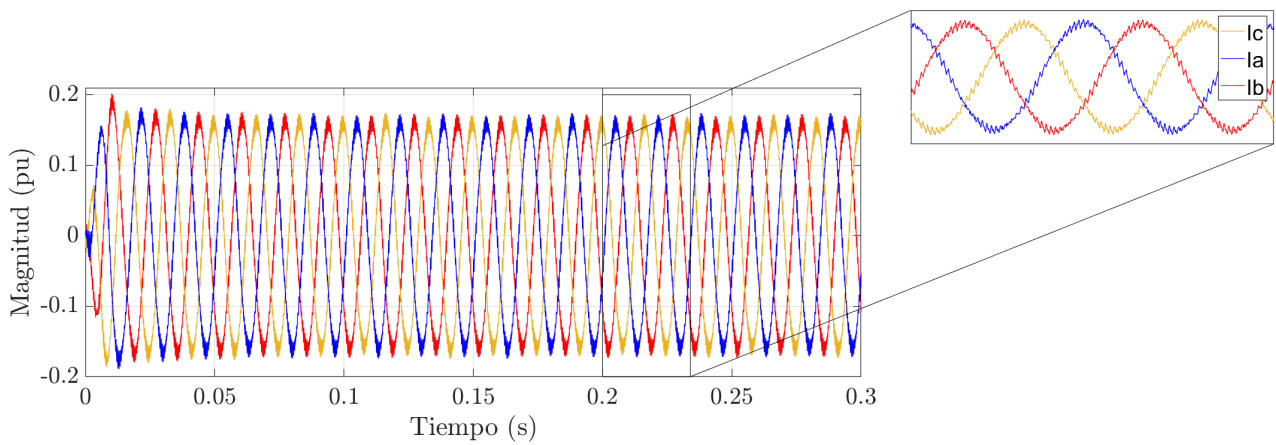


Figura 2.18: Modelo conmutado implementado en Simulink.

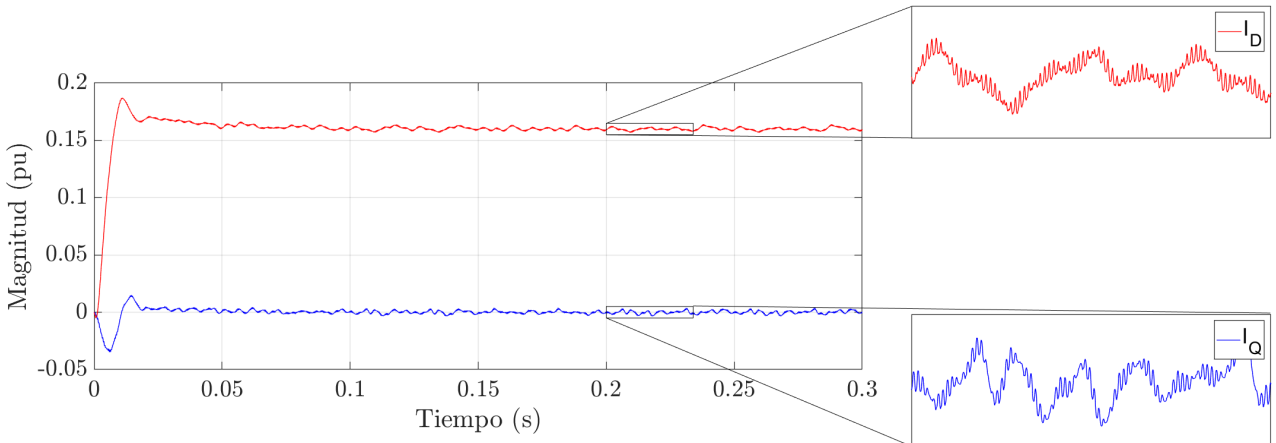
En la Figura 2.18 se presenta el modelo conmutado del sistema. A diferencia del modelo promedio, este enfoque incorpora un módulo de interruptores que representa el inversor trifásico utilizado en el análisis. Para su correcto funcionamiento, es necesario incluir un bloque que genere la señal portadora requerida. Tal como se mencionó anteriormente, esta señal portadora

debe operar a la frecuencia de conmutación deseada, que en este caso es 39 veces la frecuencia fundamental. En secciones posteriores, se explicará detalladamente la razón detrás de la elección de esta frecuencia, así como su impacto en el rendimiento del sistema.

En la Figur 2.19 se visualizan las señales de corriente generadas en la simulación del modelo conmutado. Se puede observar la similitud entre las respuestas del sistema con el modelo promedio; sin embargo, en este caso, se aprecian los efectos de la conmutación en las señales del esquema *abc*. Además, es importante mencionar que las señales evaluadas alcanzan el punto de referencia establecido.



(a) Corrientes en la salida del convertidor en *abc*.

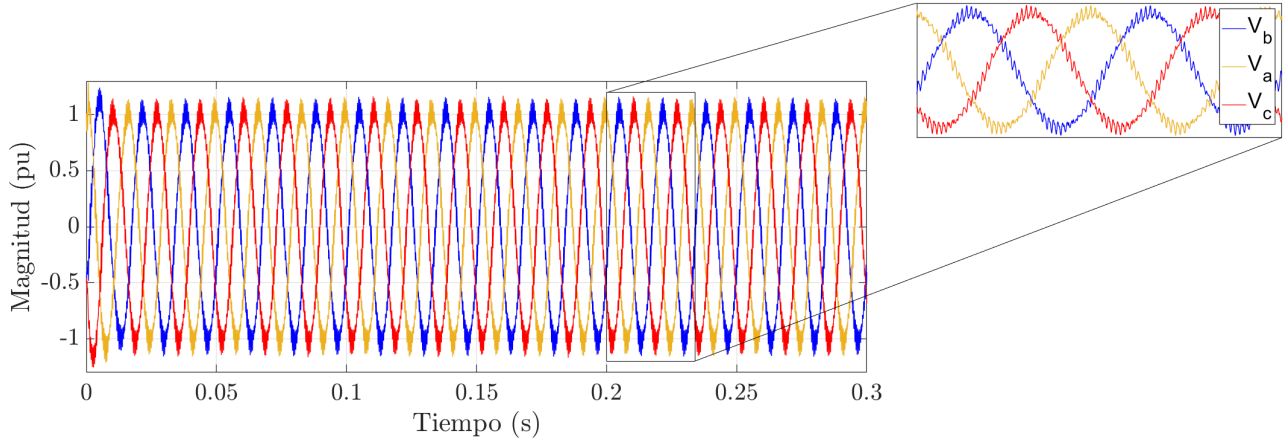


(b) Corrientes en la salida del convertidor en *dq*.

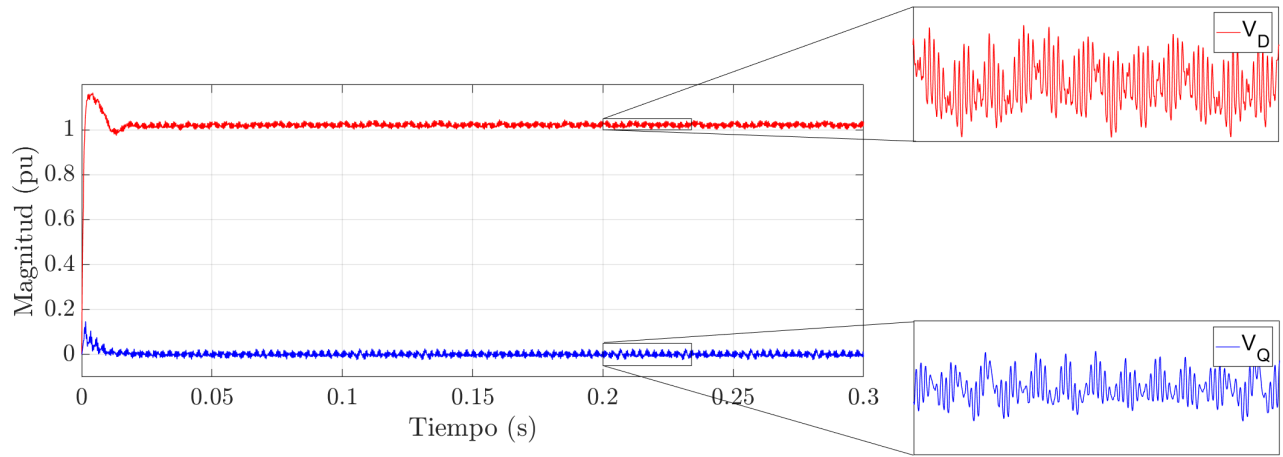
Figura 2.19: Señales de corriente del modelo conmutado

En la Figura 2.20 se presentan las señales de voltaje obtenidas del sistema controlado mediante el modelo conmutado del inversor. La dinámica de la respuesta es muy distinta a la observada en el modelo promedio; sin embargo, en esta simulación se pueden apreciar los efectos de la

conmutación. A lo largo del tiempo simulado, se alcanza un punto estable en el cual el rizado generado por las distintas perturbaciones del sistema es mínimo.



(a) Voltajes en el PCC en abc .



(b) Voltajes en el PCC en dq .

Figura 2.20: Señales de voltaje del modelo conmutado.

En la Figura 2.21 se observan las señales del índice de modulación y el ángulo de fase necesarios para construir las señales moduladoras del PWM. Al compararlas con las señales obtenidas del modelo promedio, se nota una gran diferencia en su dinámica. En el modelo promedio, la señal se estabiliza aproximadamente a los 0.1 segundos de la simulación, mientras que en el modelo conmutado, esta estabilización ocurre a los 0.05 segundos.

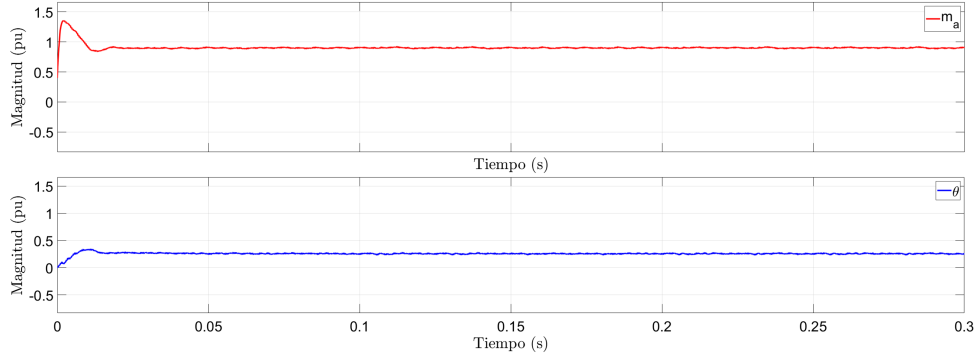


Figura 2.21: Señales de control.

En los resultados presentados, se mostraron las señales obtenidas de ambos sistemas una vez que alcanzaron el estado estacionario en el punto de referencia establecido. Al analizar las señales de ambos modelos, se observaron resultados distintos. Las dinámicas que aparecieron en los resultados del modelo promedio mostraron picos muy altos, mientras que en el modelo conmutado se registraron transitorios más suaves y tiempos de establecimiento más cortos. Para realizar estas simulaciones, se consideró un tiempo de muestreo de $T_s = 10\mu s$ y se utilizó el método de Runge-Kutta para resolver los sistemas implementados en Simulink.

2.12. Método de impedancia base

El método de impedancia base encuentra cómo un convertidor en lazo cerrado (un sistema dinámico no lineal) se comportará cuando esté interconectado a la red, en la condición de operación de estado estacionario el convertidor de potencia puede ser visto como fuentes de voltaje en serie con una impedancia, la red eléctrica es representada por un equivalente de Thevenin [18].

La corriente de salida del convertidor se representa de la siguiente manera:

$$I_C(s) = \frac{uV_{DC}(s) - V_G(s)}{Z_{conv}(s) + Z_{red}(s)} \quad (2.56)$$

$$= \left(\frac{1}{1 + Z_{red}(s) Z_{conv}^{-1}(s)} \right) \left(\frac{uV_{DC}(s) - V_G(s)}{Z_{conv}(s)} \right) \quad (2.57)$$

Para los análisis de estabilidad se asume que el convertidor es estable cuando la red está en cortocircuito y la red es estable cuando el convertidor es desconectado [39]. Para determinar el efecto del convertidor en el punto común de conexión (PCC), la corriente se calcula para

poder determinar la estabilidad del convertidor. En este caso es estable si está conectado a una fuente ideal de voltaje y la red es estable sin carga, la posible inestabilidad puede ser atribuida al primer término, el cual se asemeja a una retroalimentación negativa con la ganancia de lazo abierto $L(s) = Z_{red}(s) Z_{conv}^{-1}(s)$.

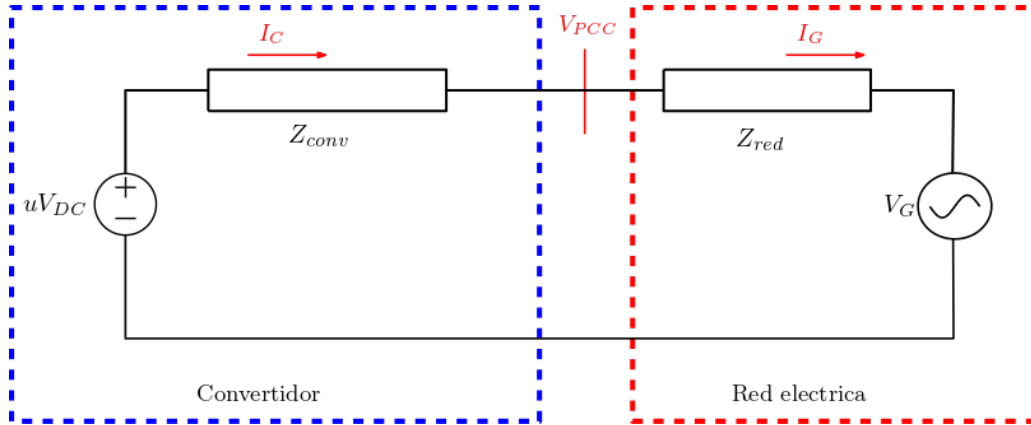


Figura 2.22: Equivalente del convertidor interconectado a la red.

2.13. Estimación de la impedancia

En el proceso de identificación de la respuesta en frecuencia del sistema, es necesaria una señal de excitación en el sistema y medir las respuestas en voltaje y corriente. La amplitud de la señal debe tener un valor inferior al 10 % de la operación normal, de esta manera el sistema no se ve perturbado. Existen distintos métodos de generación de señales de perturbación, en este proyecto solamente se analizaran dos de los métodos más prácticos. En la Figura 2.23 se ilustra un ejemplo de la implementación de una fuente de excitación de voltaje V_h en el sistema.

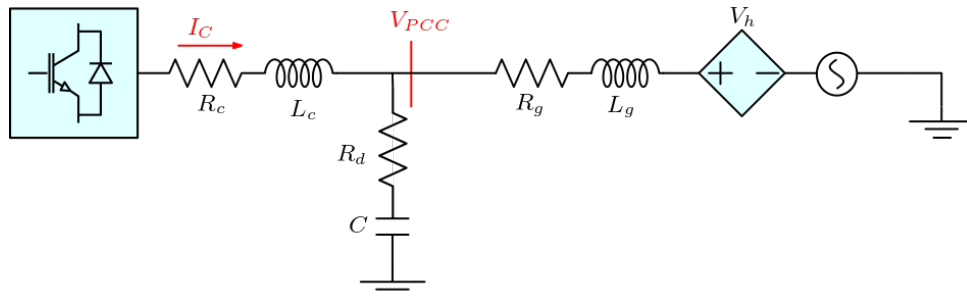


Figura 2.23: Excitación del sistema por medio de una fuente.

2.13.1. Señal de excitación

Es uno de los métodos con mayor eficiencia para identificar la impedancia a partir de una señal sinusoidal con frecuencia específica. La excitación por medio de una señal de este tipo en distintas frecuencias de interés provoca una relación de señal-ruido alta, lo que ocasiona una estimación con mayor precisión de la impedancia del sistema [18].

2.13.2. Multiseno

La señal multiseno es la suma de sinusoidales con una variación de amplitudes y fases. Esta señal puede ser expresada por la ecuación (2.58)[34].

$$x(t) = \sum_{i=1}^n A_k \sin(2\pi f_k t + \theta_k) \quad \text{donde} \quad f_k = \frac{l_k}{T_{medido}} \quad (2.58)$$

Donde T_{medido} es el periodo de medición, l_k es un entero positivo, θ_k es la fase del n-ésimo componente y A_k su amplitud.

Capítulo 3

Simulación en tiempo real e implementación del control en un procesador digital de señales.

En este capítulo se emplea el software RSCAD FX con el fin de construir el sistema que se ha estado estudiando y poder comparar los resultados obtenidos. En la Figura 3.1 se muestra la interfaz gráfica del simulador. Se divide el sistema en bloques que representan la planta, el control y la transformación del marco de referencia.

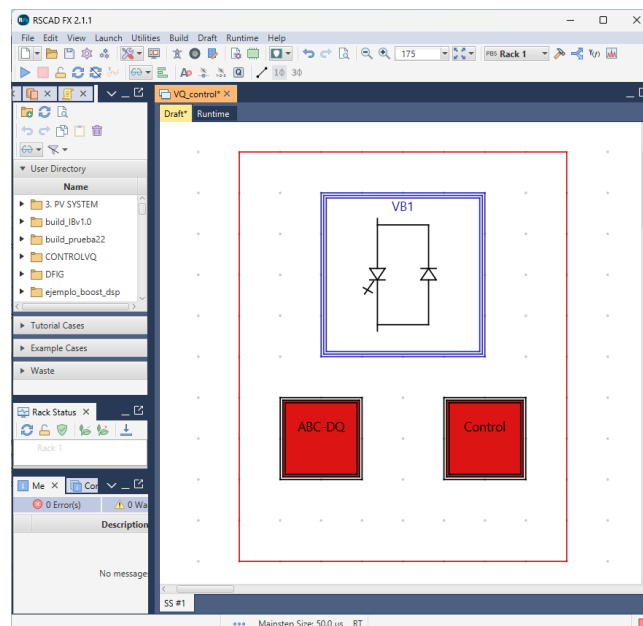
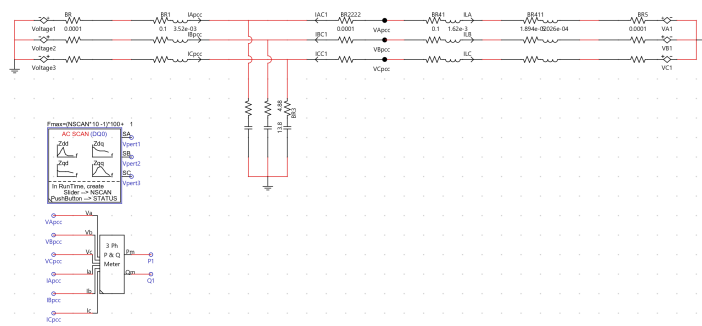


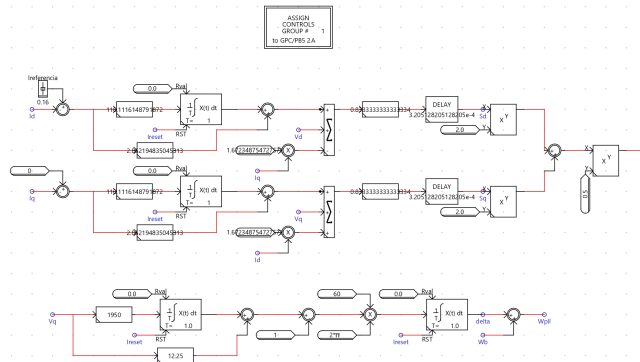
Figura 3.1: Interfaz del software.

3.1. Implementación del modelo promedio

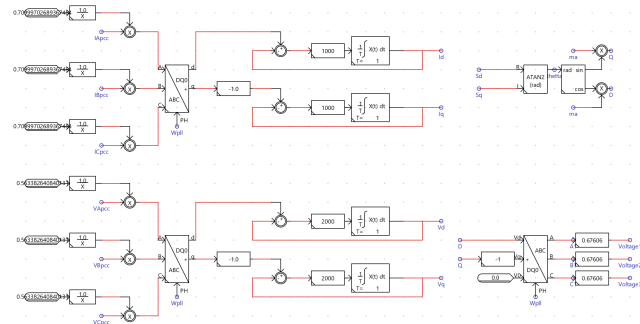
En RSCAD FX también es posible implementar el modelo promedio del inversor trifásico. Para emular las señales de voltaje de salida del inversor se utilizó el mismo método aplicado en la simulación del modelo promedio en Simulink. En la Figura 3.2a se muestra el sistema del inversor (modelo promedio) interconectado a la red y en las Figuras 3.2b y 3.2a son los diagramas de bloques del control aplicado y de la transformación del esquema abc al esquema dq .



(a) Inversor interconectado a la red.



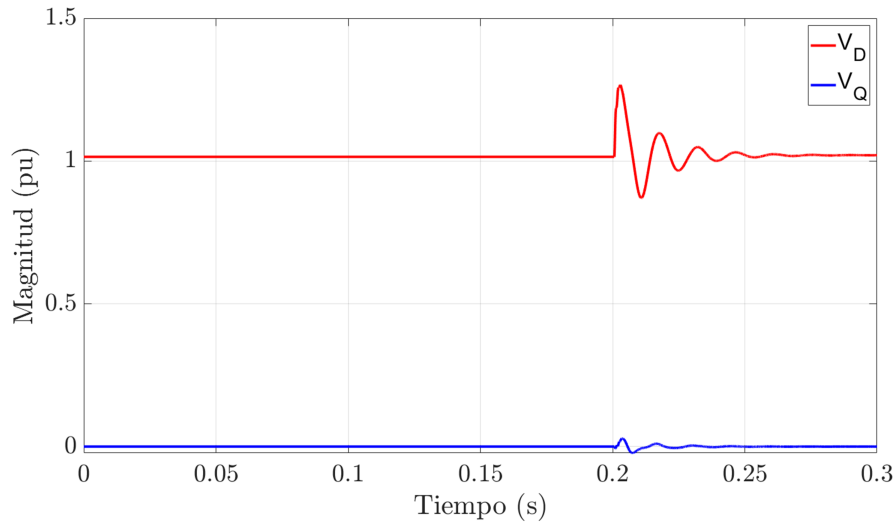
(b) Control PI y PLL en el esquema dq .



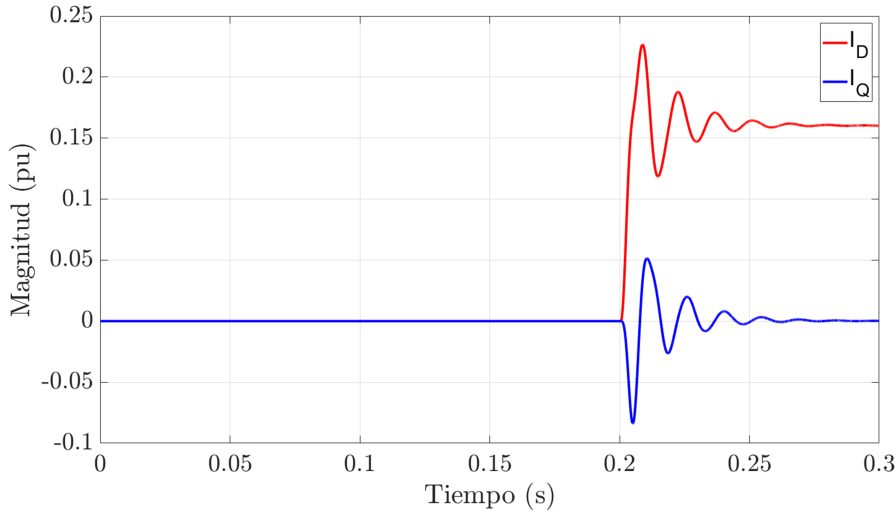
(c) Transformación $abc-dq$.

Figura 3.2: Modelo promedio implementado en RSCAD FX.

A continuación, se analiza cada uno de los sistemas que se desarrollaron. A partir de las simulaciones realizadas en tiempo real del modelo promedio, se espera validar los resultados obtenidos con el modelo analítico y el modelo promedio implementado en Simulink. En la Figura 3.3 se muestra la prueba realizada al sistema con un SCC de 5MVA, donde este parte con una referencia de $I_d^* = 0.0$. En un cierto instante, el valor de I_d^* se cambia a 0.16 pu . Este paso se realiza para capturar el estado transitorio del sistema y poder compararlo con las simulaciones anteriores.



(a) Señales de voltaje controladas.

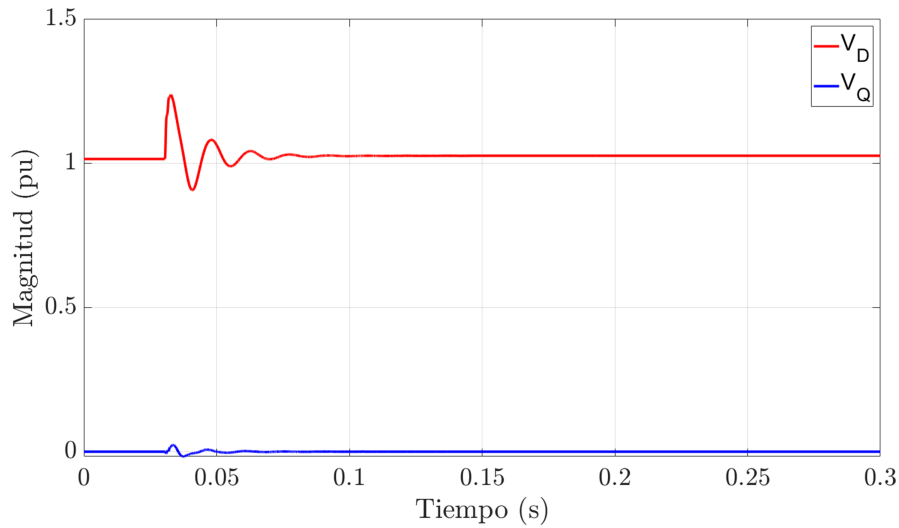


(b) Señales de corriente controladas.

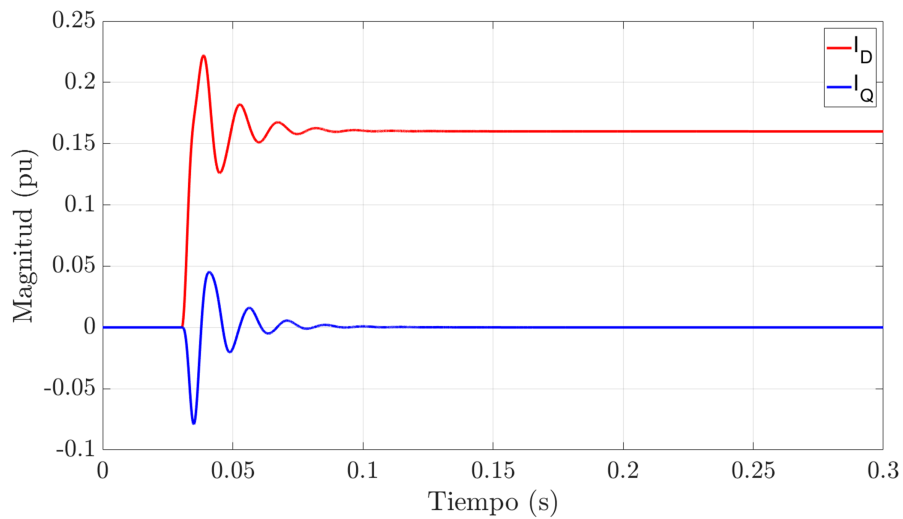
Figura 3.3: Señales de voltaje y corriente del sistema promedio de 5 MVA.

En la Figura 3.4 se realiza la misma prueba, en la cual se cambia el valor de la referencia en el control. La dinámica de la respuesta de cada sistema es muy parecida entre sí; sin embargo,

cada uno de los sistemas presenta diferentes valores de K_p y K_i . El sistema con una capacidad de cortocircuito de 2.5 MVA muestra un transitorio muy similar al del sistema anterior, lo que sugiere que, a pesar de las diferencias en los parámetros de control, ambos sistemas responden de manera comparable ante cambios en la referencia. Este comportamiento similar puede ser indicativo de que las características dinámicas fundamentales de los sistemas están alineadas, lo cual es un aspecto crucial en el diseño y análisis de sistemas de control. Además, esta similitud en las respuestas transitorias puede facilitar la validación y comparación entre modelos, permitiendo ajustar los parámetros de control para optimizar el rendimiento del sistema en diferentes condiciones operativas.



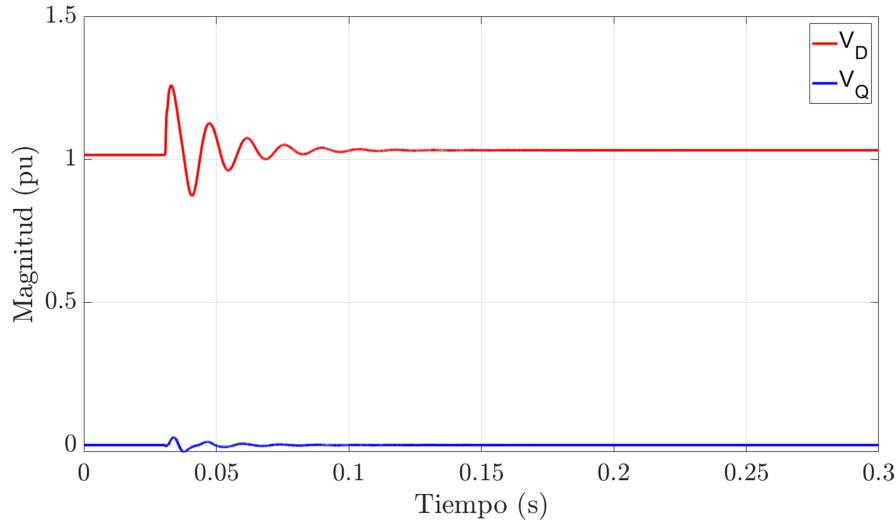
(a) Señales de voltaje controladas.



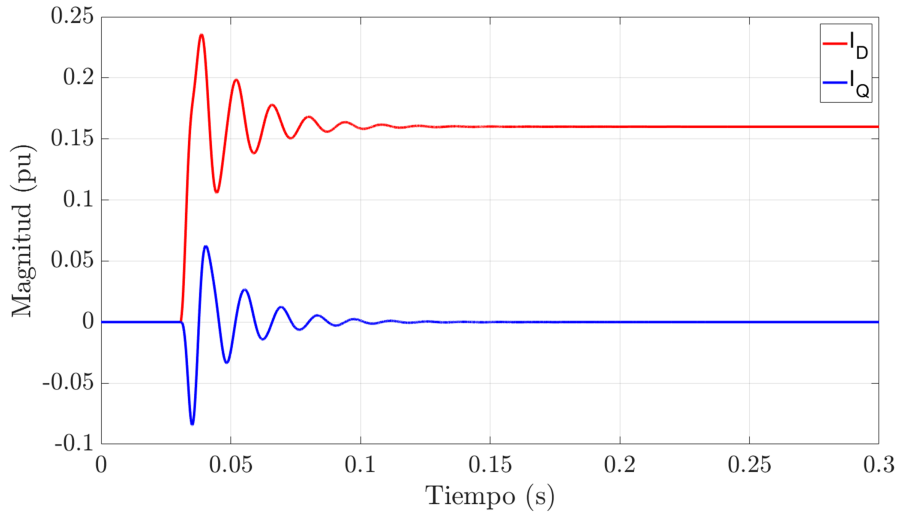
(b) Señales de corriente controladas.

Figura 3.4: Señales de voltaje y corriente del sistema promedio de 2.5 MVA.

En la Figura 3.5 se evalúa el sistema con una capacidad de cortocircuito de 1 MVA. En esta simulación, se observa una dinámica en el transitorio de las señales muy distinta, lo cual puede deberse a que tiene una capacidad de cortocircuito considerablemente más pequeña en comparación con los otros sistemas. Se puede notar que el transitorio presenta un tiempo de establecimiento mucho mayor, además de tener picos más altos.



(a) Señales de voltaje controladas.



(b) Señales de corriente controladas.

Figura 3.5: Señales de voltaje y corriente del sistema promedio de 1 MVA.

3.2. Implementación del modelo conmutado

Ahora se evalúan los mismos sistemas, pero añadiendo el modelo conmutado del inversor trifásico. En estas pruebas, se construyen la señal portadora y la señal moduladora de la misma manera que se explicó anteriormente. Como se ha discutido a lo largo del desarrollo de esta tesis, al implementar el modelo conmutado del inversor trifásico, se espera observar el efecto de la conmutación en las señales medidas.

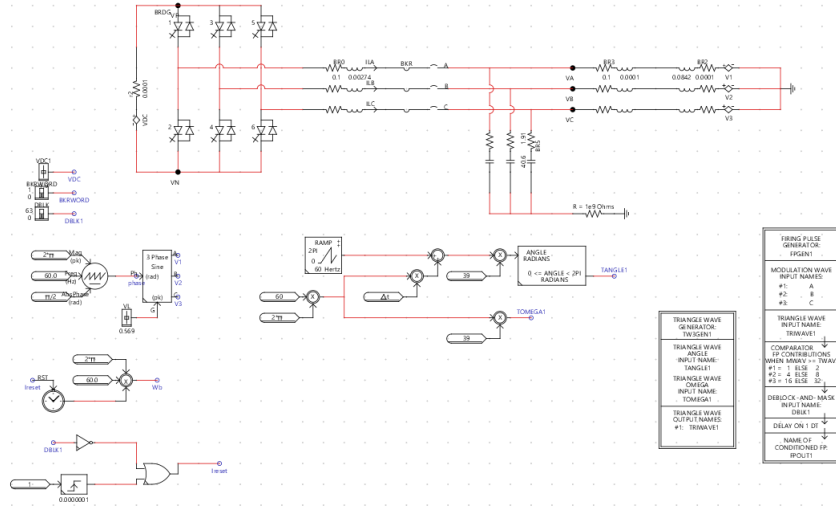


Figura 3.6: Inversor interconectado a la red.

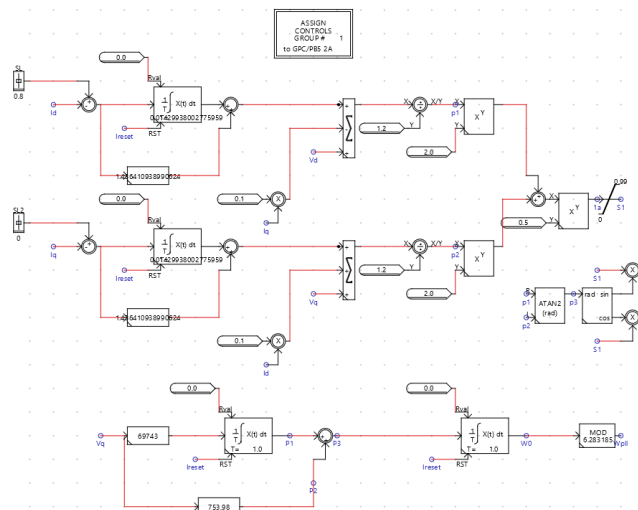


Figura 3.7: Control PI y PLL en el esquema dq.

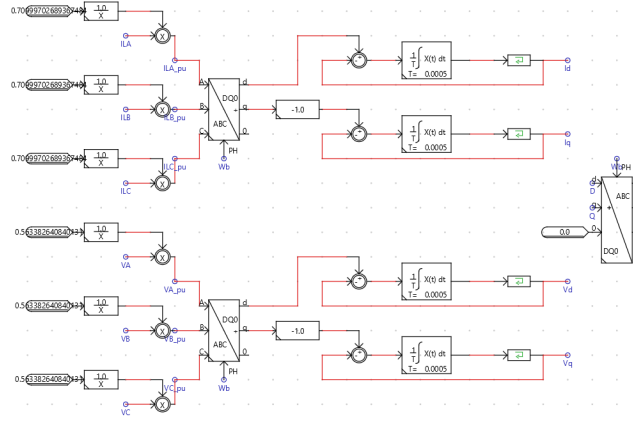
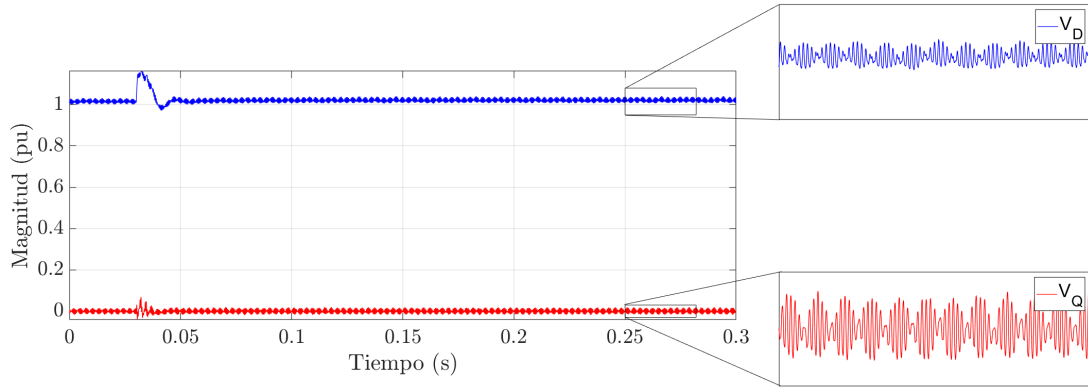
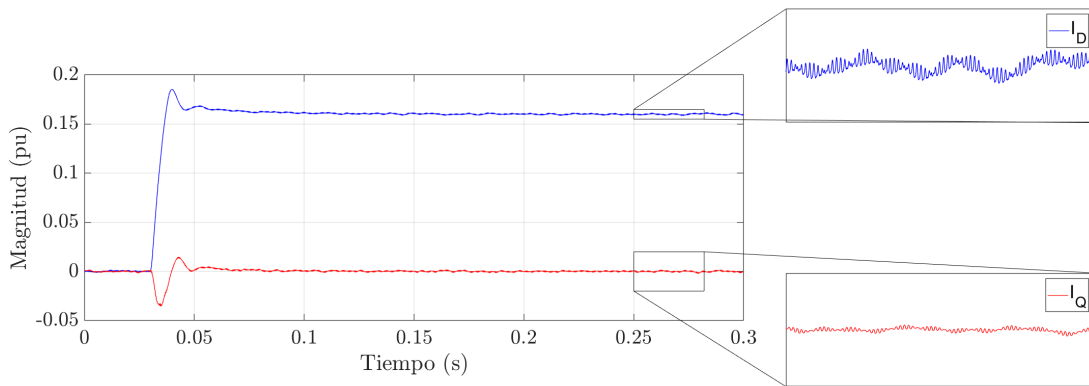


Figura 3.8: Transformación $abc-dq$.

En la Figura 3.9 se presentan los voltajes y corrientes del sistema con capacidad de cortocircuito de 5 MVA. A diferencia del modelo en Simulink, las oscilaciones en esta simulación muestran más simetría que las obtenidas con $T_s = 10 \mu s$ mientras que las simulaciones en RSCAD utilizan un $T_s = 14 \mu s$.



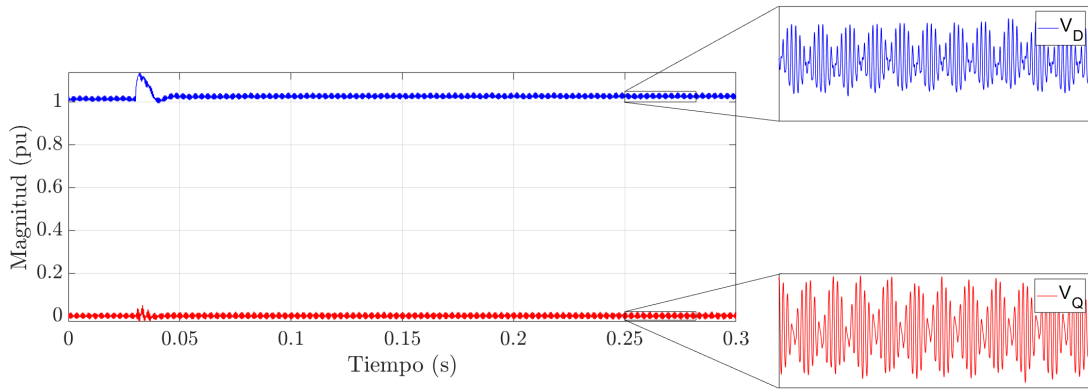
(a) Señales de los voltajes controlados en dq .



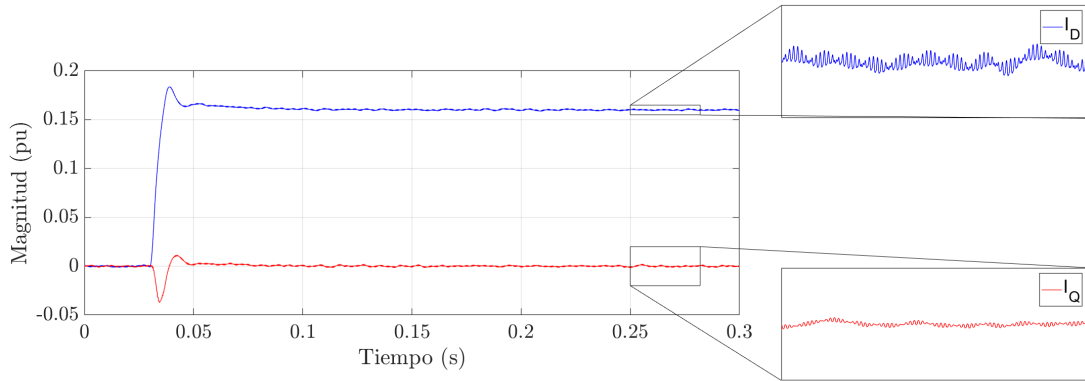
(b) Señales de la corrientes controladas en dq .

Figura 3.9: Señales de voltaje y corriente del sistema conmutado de 5 MVA.

En la Figura 3.10 se evalúa el sistema con una capacidad de cortocircuito de 2.5 MVA. Este sistema presenta dinámicas en el estado transitorio muy similares a las del sistema de 5 MVA. A pesar de la diferencia en la capacidad de cortocircuito, ambos sistemas muestran comportamientos comparables ante cambios en las condiciones operativas. Esto sugiere que, en términos de respuesta dinámica, la capacidad de cortocircuito no es el único factor determinante. Además, es importante considerar otros parámetros, como los ajustes de control y la configuración del sistema, que pueden influir en el rendimiento general. Estas similitudes en las dinámicas transitorias pueden facilitar la validación de modelos y ayudar en el diseño de sistemas más eficientes.



(a) Señales de los voltajes controlados en dq .

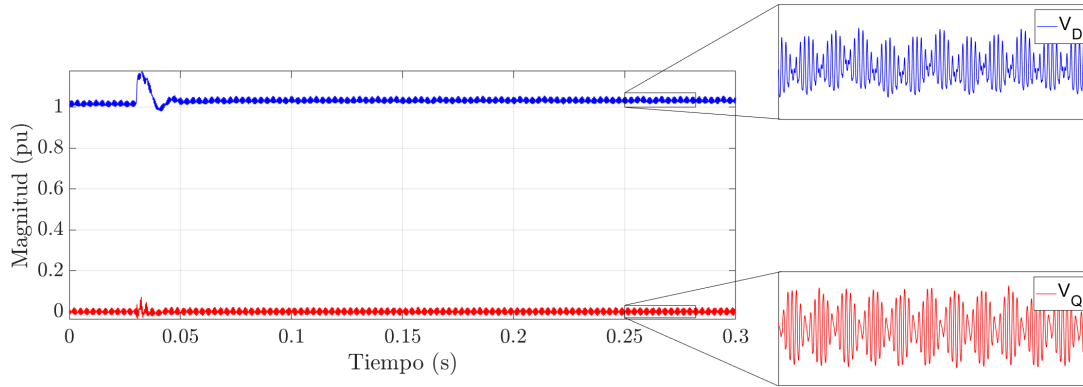


(b) Señales de la corrientes controladas en dq .

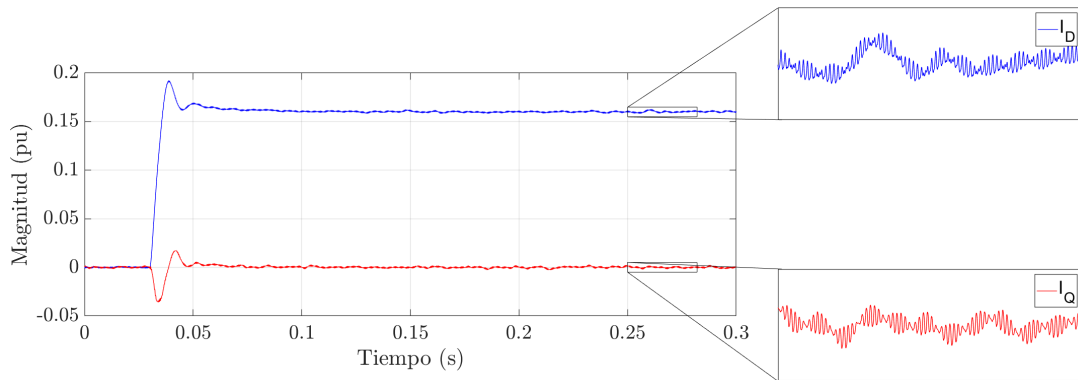
Figura 3.10: Señales de voltaje y corriente del sistema conmutado de 2.5 MVA.

En la Figura 3.11 se muestran las señales de voltaje y corriente en el esquema dq . Se puede observar que las señales obtenidas en esta simulación en tiempo real del sistema con una capacidad de cortocircuito de 1 MVA son muy similares a las de los sistemas evaluados anteriormente. A diferencia de las simulaciones realizadas en Simulink, donde se obtuvieron respuestas distin-

tas con transitorios que presentan un mayor tiempo de establecimiento, esto sugiere que, al simular en Simulink, aunque se consideren parámetros adecuados para realizar una simulación bien hecha, no necesariamente los resultados obtenidos serán correctos. Esta validez solo puede verificarse simulando con distintos métodos y analizando las respuestas obtenidas.



(a) Señales de los voltajes controlados en dq .



(b) Señales de la corrientes controladas en dq .

Figura 3.11: Señales de voltaje y corriente del sistema conmutado de 1 MVA.

3.3. Implementación de Control Hardware-in-the-Loop

CHIL es una técnica utilizada en ingeniería para probar y validar controladores en tiempo real al interactuar con hardware físico simulado en un entorno controlado. Este enfoque permite verificar el rendimiento del controlador en condiciones realistas antes de su implementación en el mundo real [37]. Para realizar esta prueba se emplea el RTDS como la planta y el DSP es la parte de hardware que controla las conmutaciones del inversor.

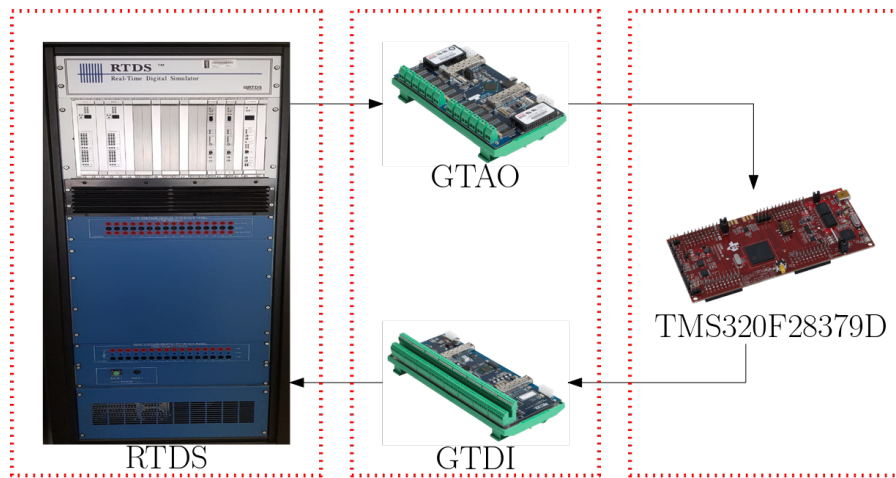


Figura 3.12: Esquema implementado en laboratorio

Se implementa el inversor interconectado a la red que previamente se ha estado analizando. Las señales que se obtienen del RTDS son las corrientes del lado del convertidor y los voltajes del lado de la red (todo en esquema *abc*), estas señales son enviadas a la tarjeta GTAO (Gigabit Transceiver Analogue Output Card) del simulador con el correcto escalamiento para introducirlas a la tarjeta de desarrollo. Las leyes de control se desarrollan en la tarjeta TMS320F28379D. El DSP, al obtener las 6 señales de entrada provenientes de la planta, realiza las operaciones matemáticas para llevar el control adecuado y construir las señales PWM y de esta manera enviar estas señales al RTDS por medio de la tarjeta GTDI (Gigabit Transceiver Digital Input Card).

Debido a que se está trabajando en el mismo simulador, se utiliza la misma planta, lo único que cambia es la configuración de las salidas analógicas y las entradas digitales ya que el control se realiza por medio del DSP. En la Figura 3.13 se visualiza el bloque necesario para poder configurar las salidas analógicas del RTDS; debido que el DSP utilizado solamente trabaja con

CAPÍTULO 3. SIMULACIÓN EN TIEMPO REAL E IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL EN UN PROCESADOR DIGITAL DE SEÑALES.

voltajes de 0 – 3.3 volts, se debe configurar adecuadamente las salidas analógicas del RTDS ya que puede entregar señales en CA.

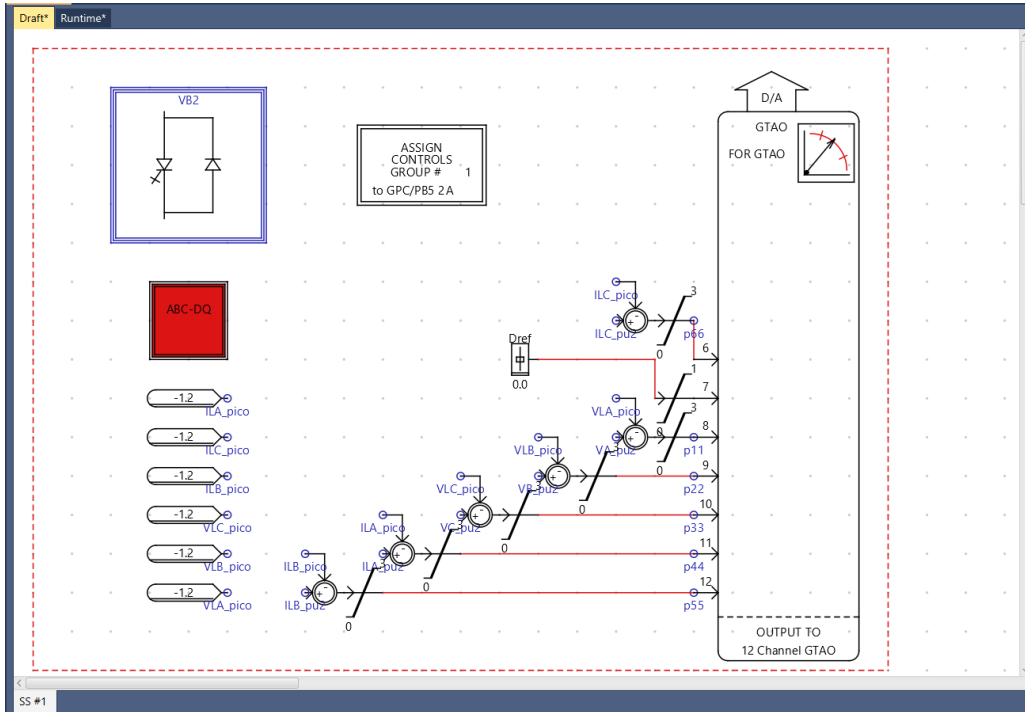


Figura 3.13: Configuración de las salidas analógicas en RSCAD.

En la Figura 3.14 se muestran las señales de corriente y voltaje controladas por medio del DSP, se cambia el valor de referencia de la corriente I_d^* directamente desde RSCAD-FX y se puede observar un transitorio de corriente, al estabilizarse llega al punto de referencia establecido.

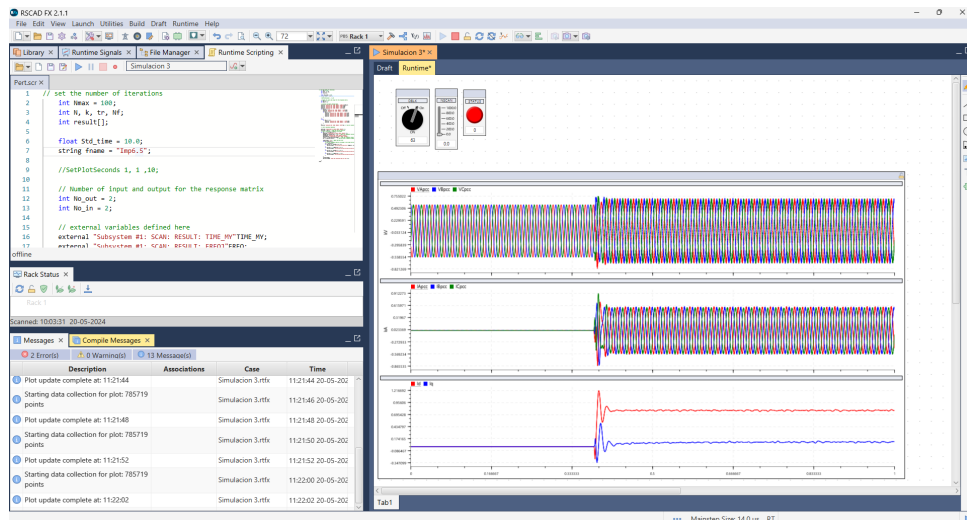


Figura 3.14: Visualización de las señales en una simulación en tiempo real.

En la Figura 3.15 se muestran los voltajes en el esquema *abc*, los cuales son controlados por las leyes de control implementadas en el DSP. Este control se lleva a cabo mediante las señales PWM generadas dentro del mismo DSP. Las señales PWM son fundamentales para regular la potencia entregada a la carga, ya que permiten ajustar el ancho de los pulsos de manera precisa, lo que a su vez modula la energía suministrada. Gracias a la capacidad del DSP para procesar información en tiempo real, se logra una respuesta rápida y eficiente ante variaciones en las condiciones del sistema. Esto es especialmente importante en aplicaciones donde se requiere un control dinámico y preciso, como en sistemas de energía renovable o en inversores de potencia.

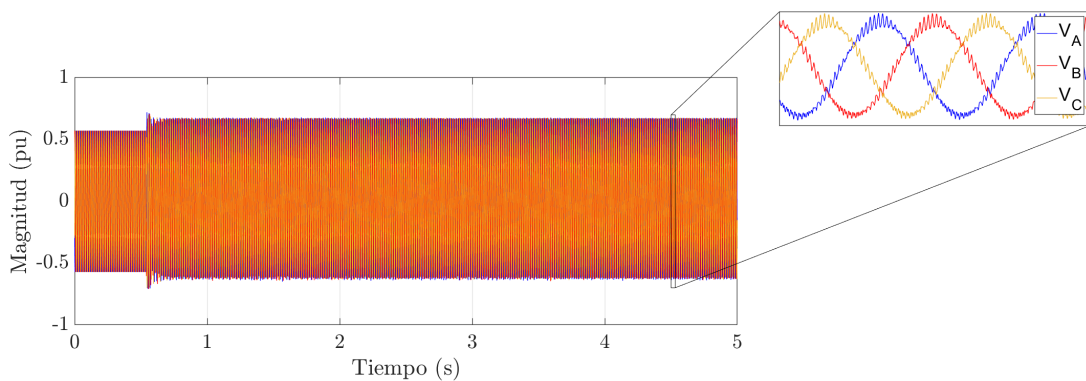


Figura 3.15: Voltaje trifásico del lado del convertidor.

En la Figura 3.16 se grafican las señales de voltaje. En comparación con las simulaciones anteriores, se observan oscilaciones más estrechas en estas simulaciones. Sin embargo, es notable que el transitorio y el tiempo de establecimiento del sistema son muy cortos.

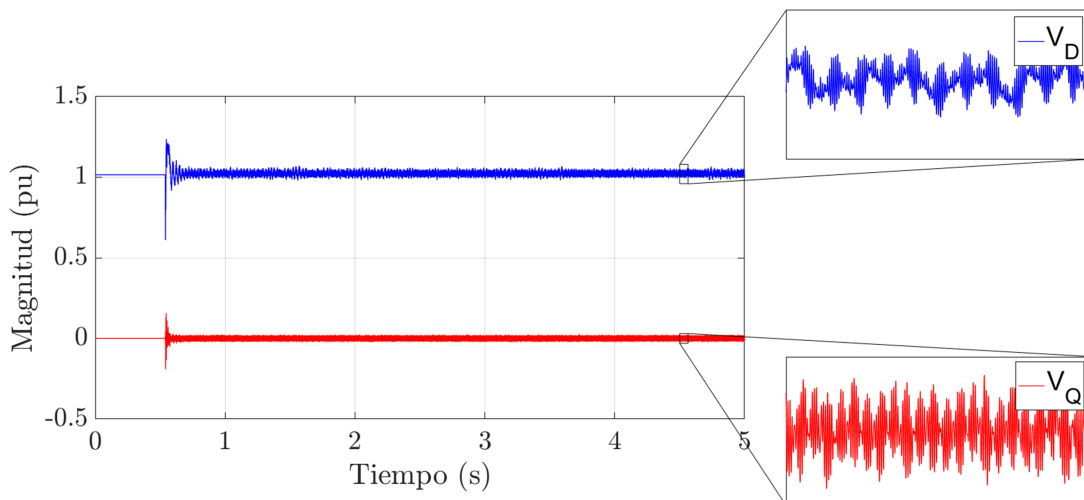


Figura 3.16: Señales de voltaje del lado del convertidor en el esquema *dq*.

En la Figura 3.17 se muestran las señales de corriente. En este caso, se observa que los picos en el transitorio son un poco más altos que en simulaciones anteriores. Es importante recalcar que al implementar una tarjeta de desarrollo para llevar a cabo las leyes de control adecuadas, pueden surgir retardos debido al tipo de conexión, lo que puede provocar alteraciones en las operaciones realizadas dentro del DSP.

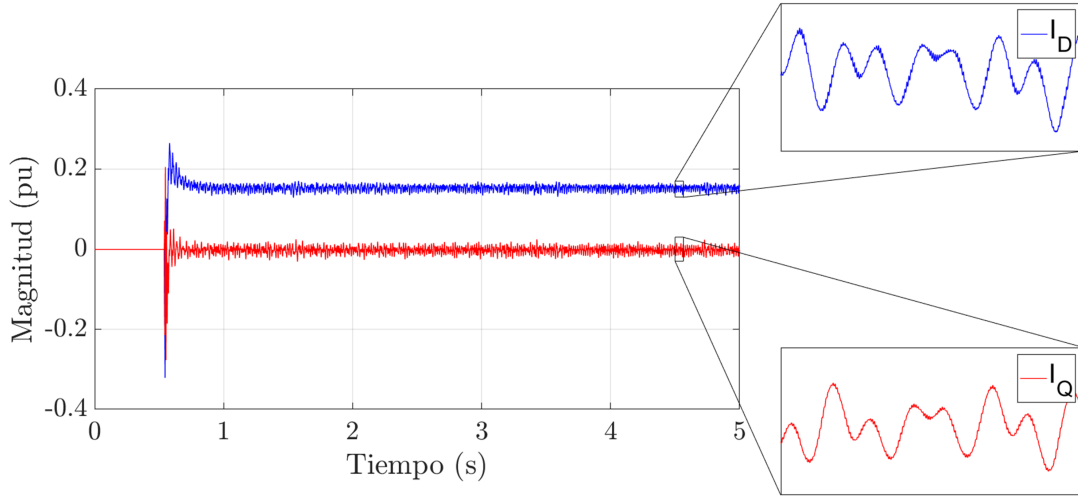


Figura 3.17: Corrientes del lado del convertidor en el esquema dq .

3.4. Identificación de impedancia en RSCAD FX

Se utiliza la herramienta "Harmonic Scan Component" para obtener la impedancia del sistema, esta herramienta utiliza señales multisenoidales de pequeña magnitud para controlar fuentes y excitar al sistema en prueba. En [30] se menciona que este método es obtenido mediante la superposición de señales armónicas en distintas frecuencias. Una vez perturbado el sistema, los datos proporcionados de las señales de voltaje y corriente son utilizadas en la herramienta. Se calcula la impedancia con la ecuación (3.1) donde $V_h(f)$ y $I_h(f)$ son el voltaje y la corriente del sistema en frecuencias determinadas, para calcular el valor del voltaje o corriente en una frecuencia exacta se utiliza una transformada discreta de Fourier.

$$Z(f) = \frac{V_h(f)}{I_h(f)} \quad (3.1)$$

En caso de utilizar un sistema trifásico en esta prueba, las señales $V_{abc}(f)$ y $I_{abc}(f)$ son escalares medidos.

$$V_{abc}(f) = Z_{abc}(f) I_{abc}(f) \quad (3.2)$$

En simulaciones en tiempo real es necesario restringir el número de frecuencias máximo en una perturbación (en este caso, ≤ 60), debido a que el costo computacional del cálculo de la impedancia es muy grande. Para poder obtener la respuesta del sistema en un rango amplio de frecuencias, se divide en subrangos más pequeños, por ejemplo, cada subrango puede tener 5 frecuencias ascendentes, y con un total de 40 subrangos se puede llegar a valores de frecuencias más altas.

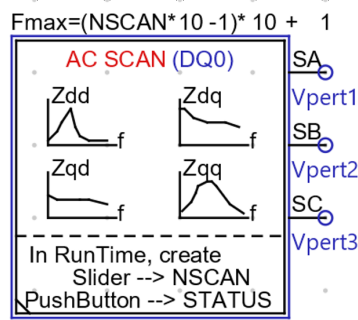


Figura 3.18: Identificación de la impedancia en RSCAD FX.

Capítulo 4

Resultados.

Después de haber implementado las simulaciones del modelo promedio, conmutado fuera de línea en Simulink, en tiempo real en RSCAD FX y de haber implementado Control Hardware In the Loop mediante el control de la corriente en un DSP, en este capítulo se realiza la comparación de la respuesta en frecuencia de cada una de las simulaciones, el modelo analítico analizado previamente es con el que se compararán las distintas respuestas de las simulaciones. En capítulos previos se mencionó la capacidad de poder evaluar la estabilidad de un sistema a través de su respuesta en frecuencia, por consecuencia, para tener la certeza de que las respuestas obtenidas de las simulaciones en tiempo real son capaces de evaluar el sistema por respuesta en frecuencia se realizan las siguientes comparaciones.

4.1. Comparativa del modelo promedio

En la Figura 4.1 se analiza la respuesta en frecuencia del modelo promedio del inversor trifásico, con el PCC colocado en el capacitor del filtro LCL, diseñado para un sistema con una capacidad de cortocircuito de 5 MVA. La señal azul representa el modelo promedio obtenido del modelo generalizado, mientras que la señal con círculos morados corresponde a los valores obtenidos en la implementación de RTDS, que tiene un tiempo de muestreo de $14 \mu s$. Por último, la señal de círculos rojos es la respuesta en frecuencia obtenida en Simulink.

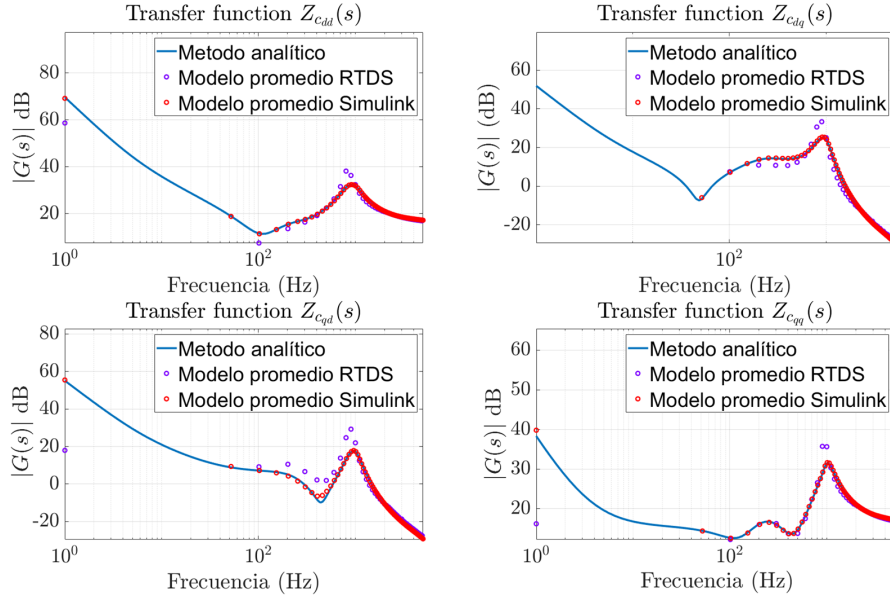


Figura 4.1: Respuesta en Frecuencia del Modelo Promedio (5 MVA)

En la Figura 4.2 están graficados los valores obtenidos de la respuesta en frecuencia en un rango de 1 Hz hasta 5 kHz del sistema previo, se comparan los resultados obtenidos del RTDS con distinto tiempo de muestreo con los valores obtenidos del método analítico.

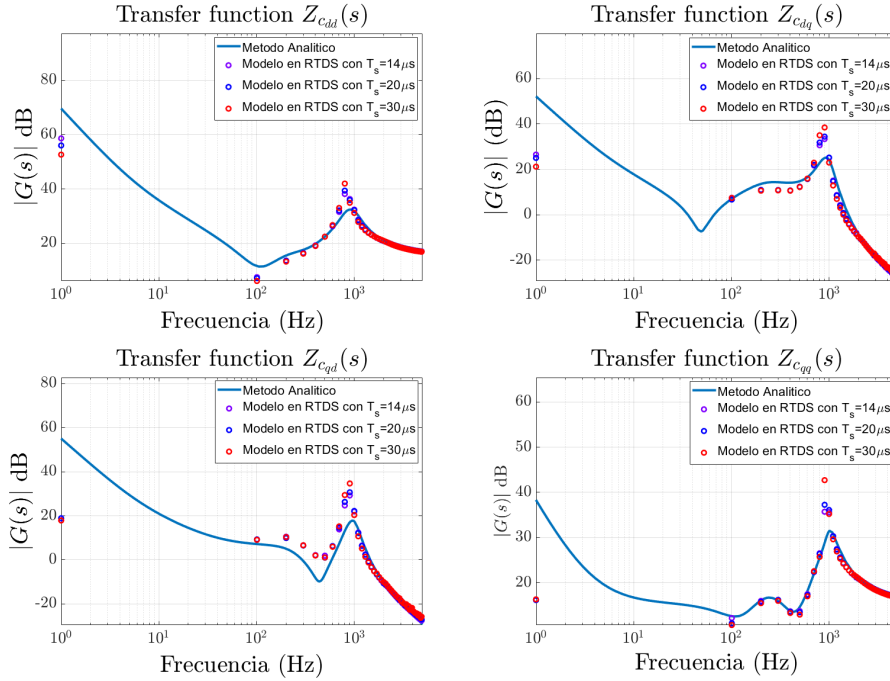


Figura 4.2: Comparación de la respuesta en frecuencia con distintos tiempos de muestreo.

En la Figura 4.3 se compara los valores obtenidos para el sistema de 2.5 MVA. Se observa un

ligero cambio en la respuesta en frecuencia, destacando el pico al acercarse a la frecuencia de resonancia.

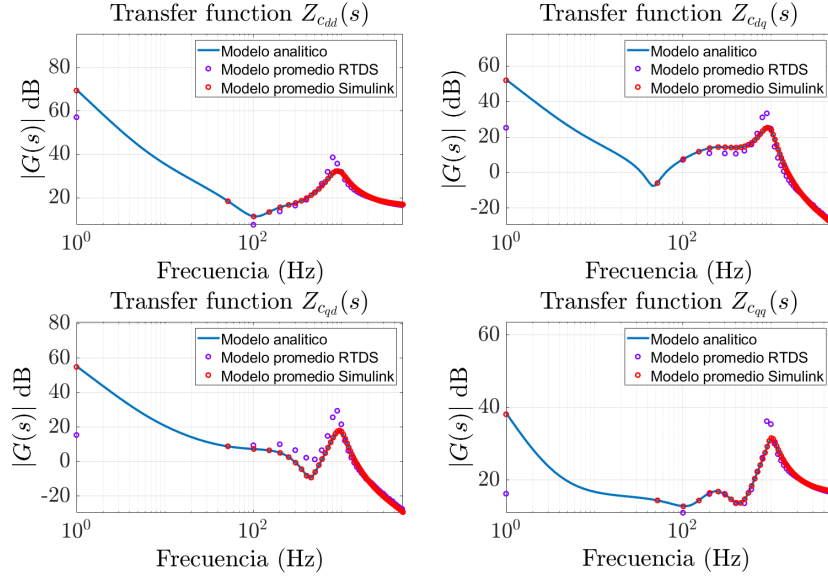


Figura 4.3: Respuesta en Frecuencia del Modelo Promedio (2.5 MVA).

En la Figura 4.4 se observa que, sin importar el cambio en el tiempo de muestreo de la simulación, las alteraciones continúan apareciendo al acercarse a la frecuencia de resonancia del filtro.

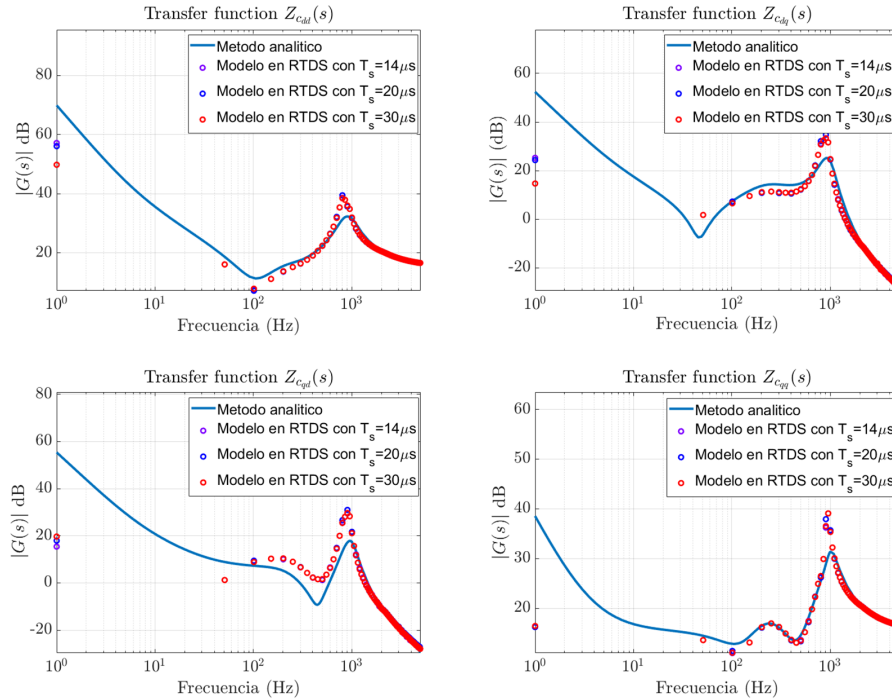


Figura 4.4: Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo promedio.

En la Figura 4.5 se observan las mismas alteraciones, aunque con menor amplitud en comparación con las simulaciones anteriores. Sin embargo, es importante destacar que las alteraciones son más pronunciadas en la componente cruzada. Esto sugiere que, a pesar de la reducción en la amplitud general de las perturbaciones, las interacciones entre las componentes directas y cuadráticas siguen siendo significativas.

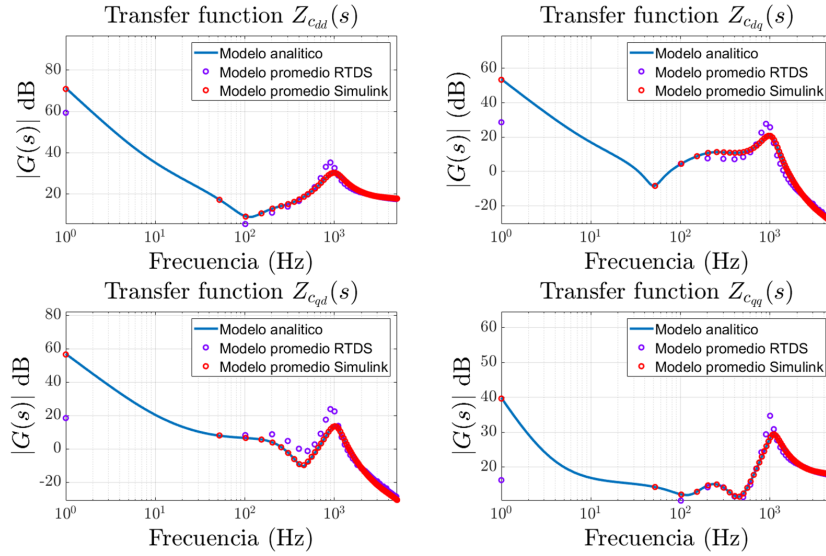


Figura 4.5: Respuesta en Frecuencia del Modelo Promedio (1 MVA).

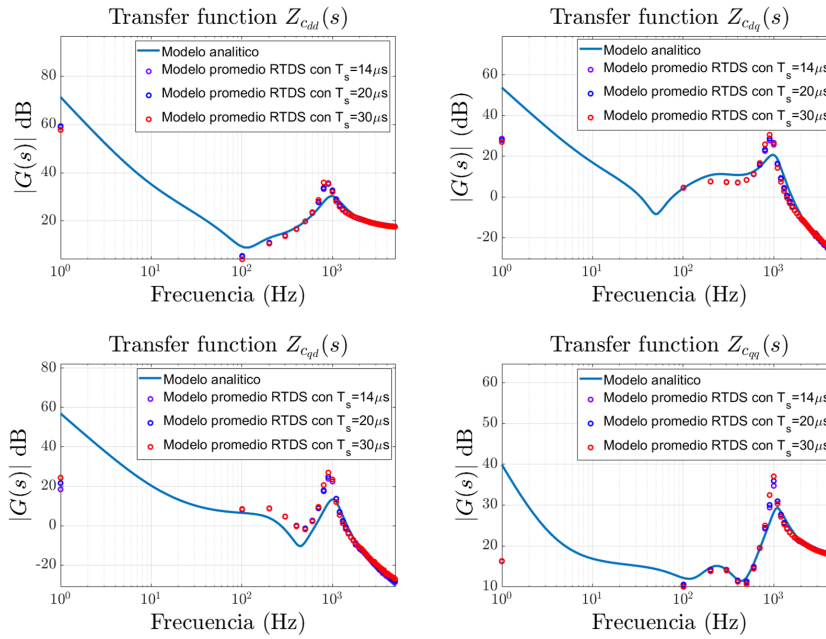


Figura 4.6: Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo promedio.

En la Figura 4.6 se observa que, al variar el tiempo de muestreo, las variaciones aumentan en magnitud. Sin embargo, en este caso, con una capacidad de cortocircuito de 1 MVA, el incremento no es tan significativo.

En los resultados obtenidos, se observa que el modelo analítico, comparado con el resultado del modelo promedio en Simulink, presenta una gran similitud, con un error casi nulo. Sin embargo, al comparar estos valores con los obtenidos del modelo promedio en RTDS, se encuentran algunas frecuencias donde aparecen picos. Esto se atribuye principalmente al método de perturbación utilizado en RSCAD, ya que se emplea una señal con distintas frecuencias. Como resultado, el sistema puede resonar a las frecuencias de perturbación. Para ser más claros, estos picos se observan con mayor magnitud al acercarse a la frecuencia de resonancia del filtro LCL. Sin embargo, a medida que la capacidad de cortocircuito es menor, también influye en la magnitud de estas alteraciones. La presencia de estas alteraciones en la componente cruzada puede indicar un acoplamiento entre las señales de voltaje y corriente, lo que resalta la importancia de analizar no solo las componentes individuales, sino también cómo se afectan mutuamente. Este comportamiento es fundamental para comprender el rendimiento del sistema y optimizar su diseño, especialmente en aplicaciones donde el control preciso de la energía es crucial.

4.2. Comparativa del modelo conmutado

En esta sección se presenta la respuesta en frecuencia del modelo conmutado del inversor trifásico, las simulaciones implementadas en RTDS y en Simulink son comparadas con el modelo promedio, con esto se puede observar la diferencia entre un modelo conmutado y un modelo promedio. Es importante destacar que en el modelo promedio, las conmutaciones se representan con un retardo, lo que puede influir en las diferencias de los resultados de la comparación. En la Figura 4.7 se muestra la comparación del sistema con una capacidad de cortocircuito de 5 MVA. La señal azul representa el modelo analítico, la señal con círculos morados corresponde a los valores obtenidos de RTDS, y la señal con círculos rojos muestra los valores del sistema implementado en Simulink.

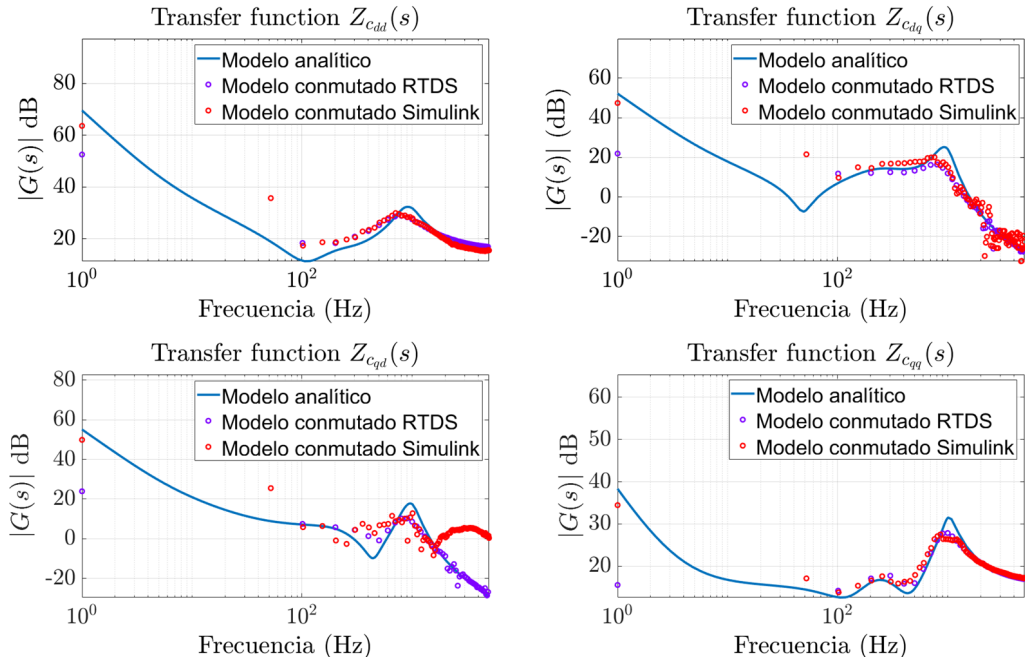


Figura 4.7: Respuesta en Frecuencia del Modelo Conmutado (5 MVA).

En la Figura 4.8, se obtiene una dinámica distinta a la que se obtuvo en el modelo promedio, en este caso se atenúa la magnitud de la respuesta en frecuencia al estar llegando a la frecuencia de resonancia, con la diferencia de que en cuanto se cambia el valor de T_s la respuesta del sistema no tiene un cambio significativo.

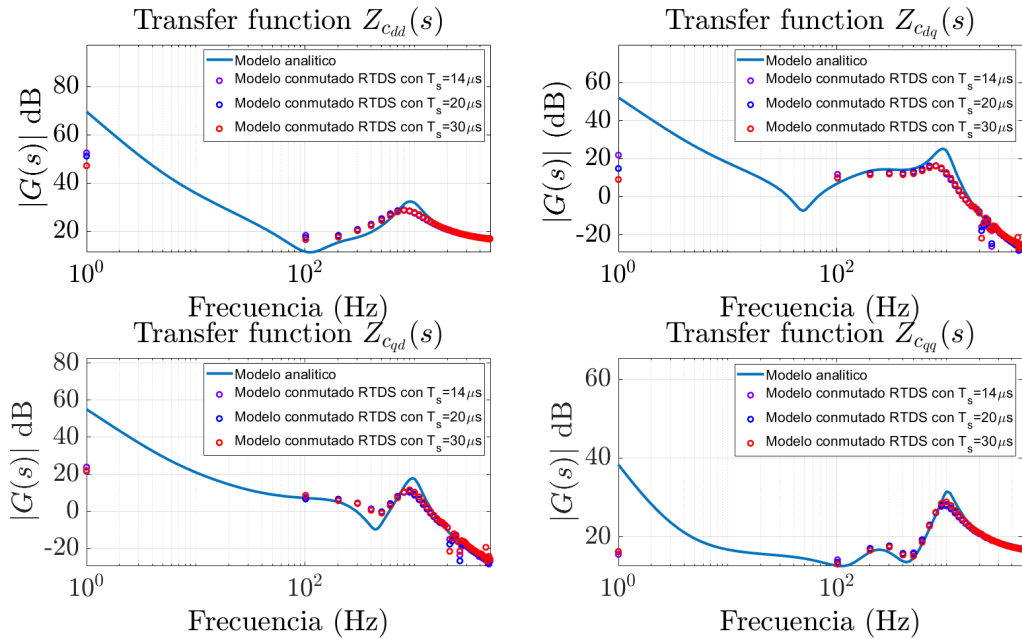


Figura 4.8: Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo conmutado.

En la comparación de resultados del modelo conmutado, se observa que el modelo implementado en Simulink presenta variaciones significativas a partir de frecuencias altas. Esta inestabilidad puede atribuirse a que el paso de integración fijado no es suficiente para resolver adecuadamente el sistema. Cuando se utilizan pasos de integración demasiado grandes, especialmente en simulaciones de sistemas dinámicos, se corre el riesgo de perder detalles importantes en la respuesta del sistema. Esto es particularmente crítico en frecuencias altas, donde las dinámicas pueden cambiar rápidamente.

4.3. Comparativa del modelo conmutado controlado por CHIL

Por último, se presentan los resultados de la implementación de CHIL utilizando el DSP28379D. Al igual que en las secciones anteriores, se compara el modelo conmutado controlado a través de la tarjeta de desarrollo (representado por la señal con círculos rojos) con los valores obtenidos mediante un método analítico (señal azul) y con el modelo conmutado implementado en el RTDS (señal con círculos morados). Esta comparación permite demostrar que la implementación de CHIL presenta algunas diferencias en la respuesta de impedancia en comparación con los otros métodos. No obstante, la respuesta de la implementación CHIL es la más precisa de los tres enfoques, ya que el DSP y su control no son sólo un modelo, sino que constituyen un dispositivo real con su control implementado. Esto considera incluso las limitaciones de precisión y velocidad del DSP, así como el error introducido por la discretización del control y los retardos de comunicación.

En la Figura 4.9 se observa que la respuesta obtenida de la simulación CHIL es más precisa que la que se obtuvo con las leyes de control dentro del RTDS. Sin embargo, se encuentran picos cercanos a la frecuencia de resonancia.

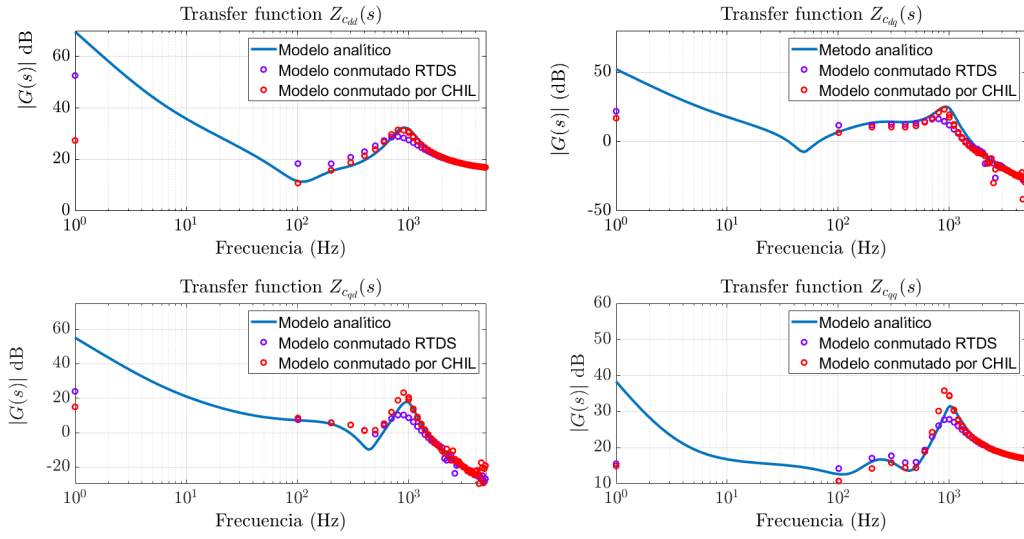


Figura 4.9: Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo conmutado.

En la Figura 4.10 se compara el mismo sistema, pero cambiando T_s en la simulación dentro del RTDS. Al aumentar el tiempo de muestreo, la respuesta del sistema sigue manteniendo el mismo valor, lo que sugiere que, dentro de este rango de tiempos de muestreo, el sistema es robusto y no se ve afectado significativamente por los cambios en T_s .

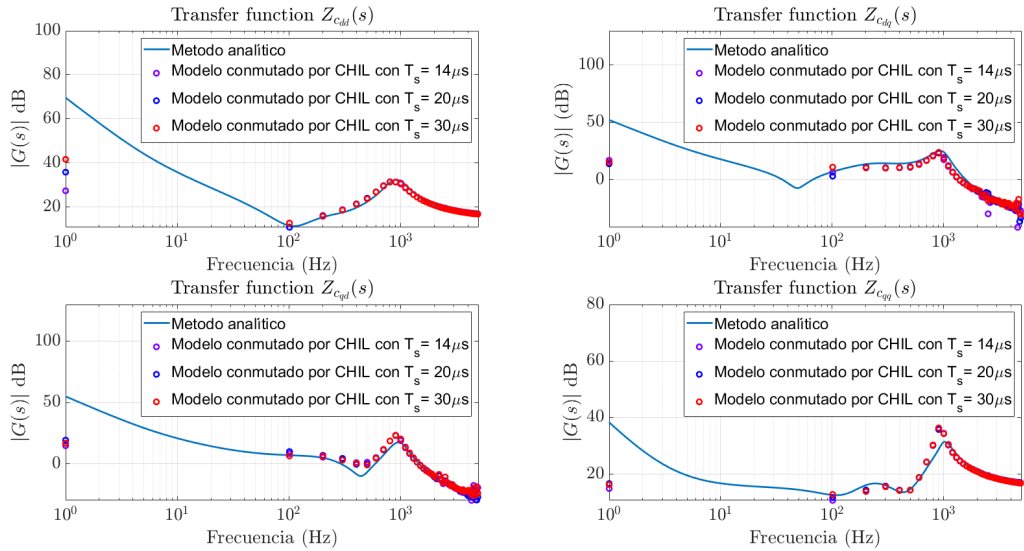


Figura 4.10: Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo conmutado.

En la Figura 4.11 se comparan las respuestas en frecuencia de las simulaciones desarrolladas con un sistema que tiene una capacidad de cortocircuito de 2.5 MVA. Los valores obtenidos de la simulación CHIL muestran que, incluso al cambiar el valor de la capacidad de cortocircuito, la respuesta del sistema sigue siendo adecuada. Esta consistencia indica que el modelo es robusto

y capaz de adaptarse a diferentes condiciones operativas, lo que es crucial para garantizar un rendimiento confiable en diversas situaciones.

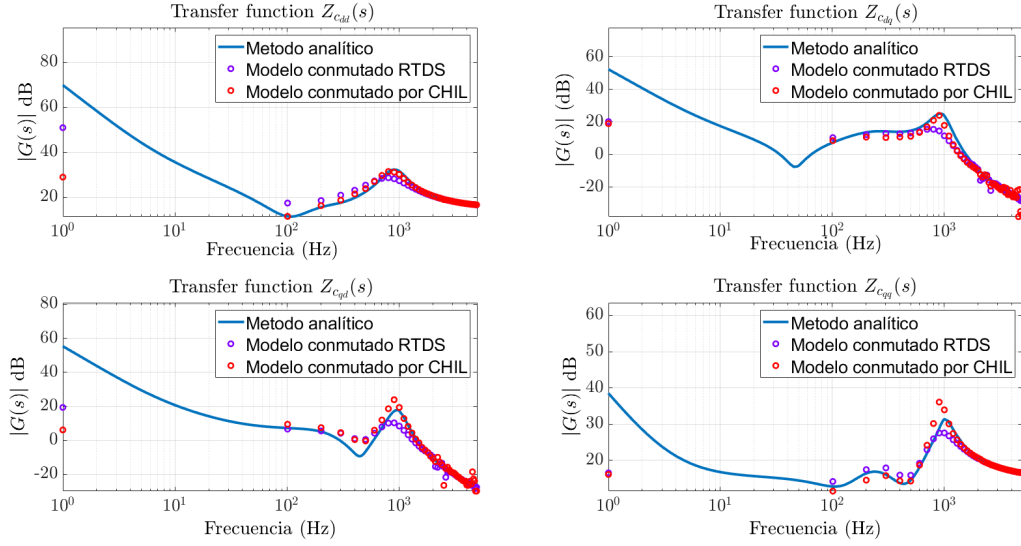


Figura 4.11: Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo conmutado.

En la Figura 4.12 se puede observar que el sistema mantiene la misma dinámica a pesar de los grandes cambios en T_s y en la capacidad de cortocircuito. Esta consistencia sugiere que el sistema es robusto y capaz de adaptarse a diversas condiciones operativas sin comprometer su rendimiento.

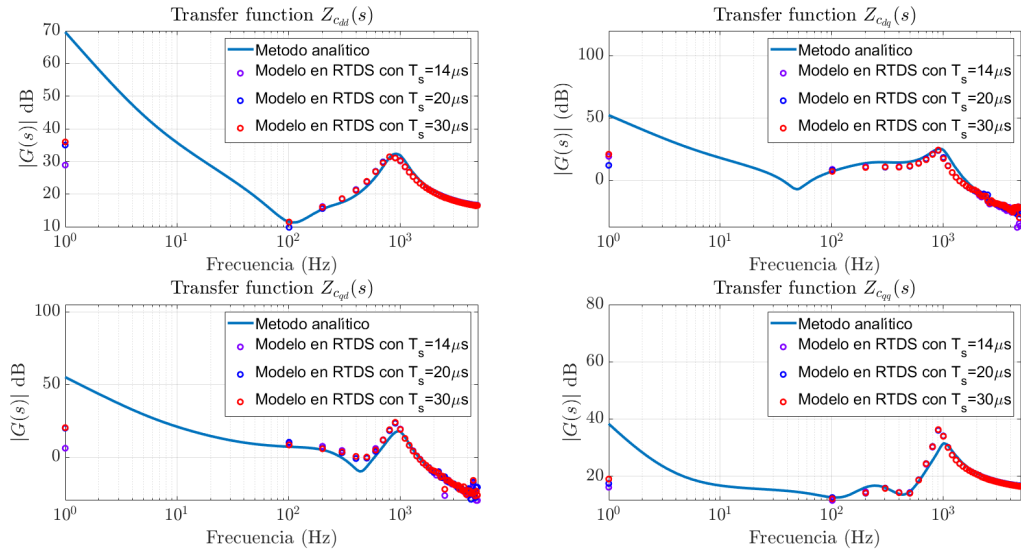


Figura 4.12: Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo conmutado.

Por último, se realizan las comparaciones en el sistema de 1 MVA. En las Figuras 4.13 y 4.14, se obtienen valores muy similares a los anteriores. Teniendo en cuenta que, en comparación con el modelo promedio, los valores obtenidos son estables y no presentan cambios bruscos al variar T_s . En el esquema cruzado, se logran observar pequeñas variaciones a frecuencias más altas, alrededor de 2 kHz.

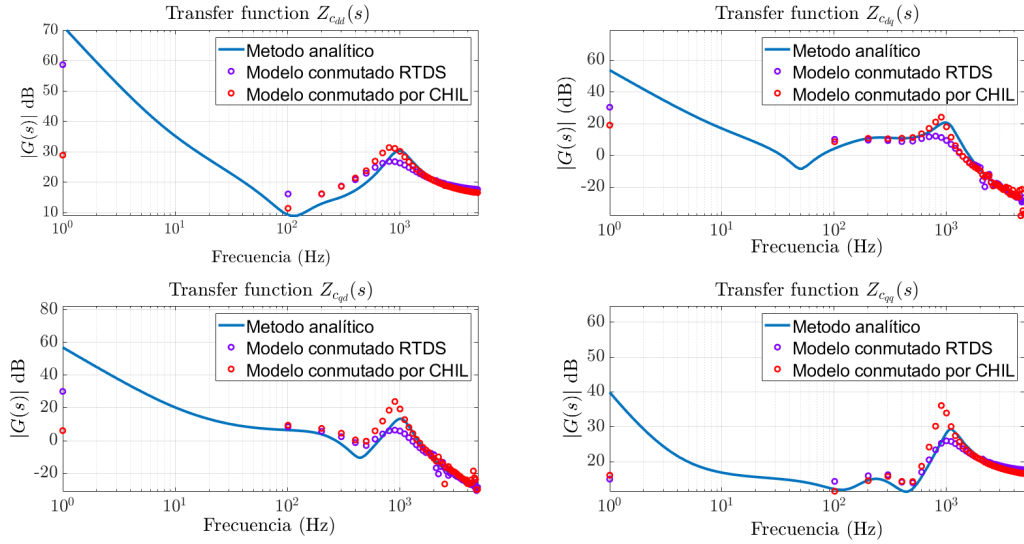


Figura 4.13: Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo conmutado.

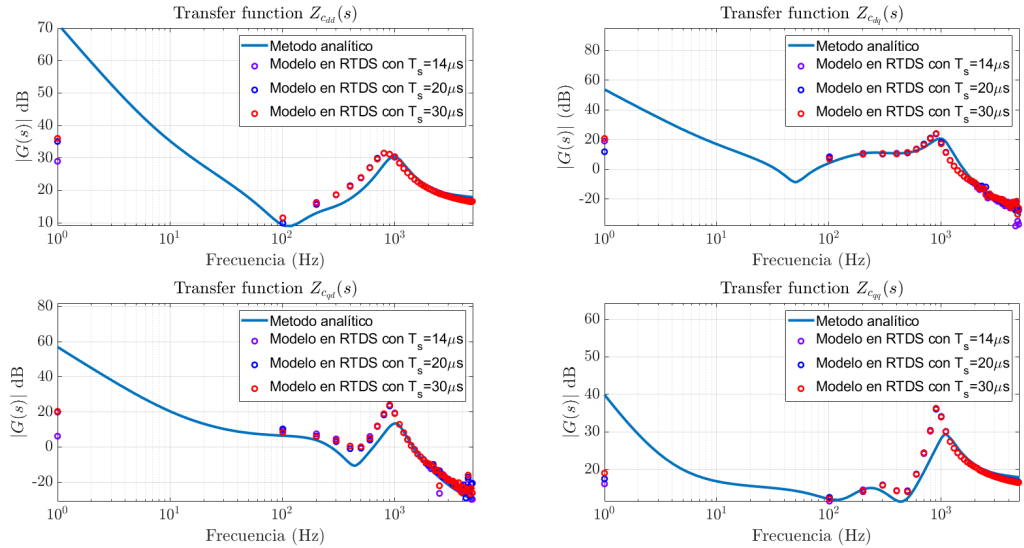


Figura 4.14: Comparación de la respuesta en frecuencia con el modelo conmutado.

Conclusiones

El presente trabajo tuvo como objetivo principal la implementación de Control Hardware In the Loop (CHIL) utilizando un procesador digital de señales en una simulación en tiempo real de un inversor trifásico interconectado a la red. Para alcanzar dicho objetivo, se llevaron a cabo diversas actividades que incluyeron la formación en el uso del simulador en tiempo real RTDS y su interfaz RSCAD-FX, herramientas esenciales para la correcta implementación de los sistemas analizados. Además, se empleó el software Code Composer para la programación de la tarjeta de desarrollo TMS320F28379D, y se desarrolló tanto el modelo matemático como el control correspondiente, además del diseño del filtro LCL. Todo este proceso culminó en la implementación y validación del control en el sistema modelado en RTDS.

Tras la validación de la respuesta del sistema bajo el control implementado, se utilizó una herramienta del software para la obtención de las respuestas en frecuencia. En términos generales, las simulaciones realizadas resultaron satisfactorias, puesto que las señales de voltaje y corriente mostraron un comportamiento acorde con las expectativas teóricas. Asimismo, las respuestas en frecuencia obtenidas a partir del modelo promedio y del modelo conmutado en tiempo real presentaron resultados consistentes, cercanos a los valores predichos por el modelo analítico. Sin embargo, a pesar de esta mejora en la precisión, se encuentran picos cercanos a la frecuencia de resonancia en ambas simulaciones. Estos picos son indicativos de resonancias en el sistema, lo que sugiere que, aunque las leyes de control se implementen correctamente, las características inherentes del sistema pueden seguir afectando su comportamiento. La presencia de estos picos resalta la importancia de considerar no solo los parámetros de control, sino también las propiedades dinámicas del sistema al realizar simulaciones y análisis. En resumen, aunque la simulación CHIL proporciona una representación más precisa del sistema, es crucial seguir investigando y ajustando los parámetros para mitigar los efectos de resonancia y opti-

mizar el rendimiento general del sistema. La estabilidad de la respuesta del sistema, incluso con variaciones significativas en estos parámetros, indica que su diseño es efectivo para manejar diferentes escenarios. Esto es crucial para aplicaciones en las que se requiere un desempeño confiable bajo diversas condiciones de operación.

A partir de los resultados obtenidos y de las observaciones realizadas a lo largo de este trabajo, es posible extraer las siguientes conclusiones:

- **Viabilidad del Control Hardware In the Loop (CHIL):** La tesis demuestra la viabilidad de implementar el método CHIL en sistemas con inversores trifásicos interconectados a la red, utilizando un simulador en tiempo real (RTDS) y un procesador digital de señales (DSP). Este enfoque es prometedor para la evaluación y el desarrollo de sistemas de control en tiempo real, especialmente en entornos donde es crucial la interacción dinámica entre el hardware y el software.
- **Precisión en la Simulación:** Las simulaciones realizadas utilizando el modelo promedio y el modelo conmutado proporcionaron resultados satisfactorios y coherentes con las expectativas teóricas, lo que valida la precisión de los modelos empleados. Sin embargo, la dispersión observada en los resultados de la implementación CHIL sugiere que, aunque el método es efectivo, aún existen desafíos en la sincronización y en la gestión de los recursos computacionales que deben abordarse en investigaciones futuras.
- **Importancia del Filtro LCL:** El diseño y la implementación del filtro LCL jugaron un papel crucial en la estabilidad del sistema. La correcta sintonización de este filtro es esencial para evitar resonancias indeseadas y asegurar la calidad de la energía inyectada a la red.
- **Desafíos en el Control Digital:** La tesis subraya la importancia de considerar los desafíos asociados con el control digital, especialmente en lo que respecta a los retardos introducidos por los filtros digitales y las limitaciones en la frecuencia de muestreo. Estos factores pueden afectar significativamente el rendimiento del sistema, y su adecuada gestión es crítica para el éxito de las aplicaciones en tiempo real.
- **Contribución al Campo de los Sistemas de Potencia:** El trabajo realizado contribuye al avance del conocimiento en el campo de los sistemas de potencia, especialmente

en lo que respecta a la integración de técnicas avanzadas de simulación y control. Los hallazgos y las metodologías presentadas en esta tesis pueden servir como base para futuros estudios y desarrollos en el área de la electrónica de potencia y la estabilidad de redes eléctricas.

- **Recomendaciones para Trabajos Futuros:** Se recomienda que futuros trabajos en esta línea exploren más a fondo los aspectos relacionados con la dispersión de los resultados en la implementación CHIL, y que se consideren mejoras en la sincronización entre el hardware y el software, así como en la optimización del tiempo de muestreo y la capacidad computacional. Además, la implementación de otros tipos de controladores y topologías de filtros podría ofrecer perspectivas adicionales y enriquecer el campo de estudio.

Anexo.

A continuación se presenta el código realizado para solucionar las ecuaciones diferenciales del modelo de estudio.

```
function dy=vsc_ex1_delay(y)
global flag Vcd
t=0.8;
wb=120*pi;
w0=wb;
Vb=690;
Vb1=sqrt(2/3)*Vb;
Sb=600e3;
Zb=(Vb^2)/Sb;
Lb=Zb/wb;
Cb=1/(Zb*wb);

Vsc=5000e3;
V_base=690;
XsR=10;
x=((V_base^2)/Vsc)/(sqrt(1+(1/XsR^2)));
L=x/(2*pi*60);
R=x/XsR;

%% 5000KVA
Rc=(0.1)/Zb;
```

```
L2=(L)/Lb;  
R2=(R+0.0001)/Zb;  
Lg=(2.12e-3)/Lb;  
Rg=(0.1+0.0001)/Zb;  
Lc=(3.54e-3)/Lb;  
Rd=5.09/Zb;  
C=(13.5e-6)/Cb;  
Kp1 =2.998995271902618;  
Ti1  =2.849353388712140e-02;
```

```
kpid=Kp1;  
kiid=Kp1/Ti1;  
kpiq=Kp1;  
kiiq=Kp1/Ti1;
```

```
vg0=1.01*[cos(w0*t)  
          cos(w0*t-2*pi/3)  
          cos(w0*t+2*pi/3)];
```

```
vpp=0;
```

```
vg=vg0+vpp;
```

```
%State variables
```

```
ic=y(1:2);
```

```
delta=y(3);
```

```
xpll=y(4);
```

```
ed=y(5);
```

```
eq=y(6);
```

```
xintd=y(7);
```

```
xintq=y(8);
```

```
xdelay_d=y(9:10);
```

```
xdelay_q=y(11:12);
```

```
id=y(13:14);
```

```

ig=y(15:16);
Vc=y(17:18);
kppll=12.25;
kipll=1950;
tau_pcci=1e-3;

theta_pll=(w0*t);
T1=2/3*[cos(theta_pll) cos(theta_pll-2*pi/3) cos(theta_pll+2*pi/3)
        -sin(theta_pll) -sin(theta_pll-2*pi/3) -sin(theta_pll+2*pi/3)];
T=[cos(delta) sin(delta)
   -sin(delta) cos(delta)];
ica=T*ic;
vgdq=T1*vg;

tau_pccv=0.5e-3;
idref=0.16;
iqref=0.0;
ud=kpid*(idref-id(1))+xintd;
uq=kpiq*(iqref-id(2))+xintq;

w=kppll*eq+xpll;
sdu=1/Vcd*(ud-1*Lc*id(2)+ed);
squ=1/Vcd*(uq+1*Lc*id(1)+eq);
%Aproximacion del retraso
fsw=39*60;
Tsw=1/(2*fsw);
Ts=1.5*Tsw;
Adelay=[-6/Ts -12/(Ts^2)
         1 0];
Bdelay=[1;0];
Cdelay=[-12/Ts 0];

```

```

Ddelay=1;
sd=Cdelay*xdelay_d+Ddelay*sdu;
sq=Cdelay*xdelay_q+Ddelay*squ;
ma=sqrt(sd^2+sq^2);
thett=atan2(sq,sd);
if ma>=0.99
    ma=0.99;
end
Qq=[0 -1
    1 0];
sdqa=ma*[cos(thett);sin(thett)];
sdq=(T.')*sdqa;
dv_dt=((wb/C))*((ic-ig)-C*Qq*Vc);
di1_dt=(wb/Lc)*(Vcd*sdq-Rc*ic-1*Lc*Qq*ic-Rd*(ic-ig)-Vc);
di2_dt=(wb/(Lg+L))*(-(Rg+R)*ig-(Lg+L)*Qq*ig-vgdq+Rd*(ic-ig)+Vc);
vpcc=Rd*(ic-ig)+Vc;
vpcca=T*vpcc;
dy=[di1_dt
    _____wb*(w-1)
    _____kipll*eq
    _____(1/tau_pccv)*(vpcca(1)-ed)
    _____(1/tau_pccv)*(vpcca(2)-eq)
    _____kiid*(idref-id(1))
    _____kiiq*(iqref-id(2))
    _____Adelay*xdelay_d+Bdelay*sdu
    _____Adelay*xdelay_q+Bdelay*squ
    _____(1/tau_pcci)*(ica(1)-id(1))
    _____(1/tau_pcci)*(ica(2)-id(2))
    _____di2_dt
    _____dv_dt];
end

```

Bibliografía

- [1] International Energy Agency. *World Energy Outlook 2023*. Inf. téc. IEA, 2023.
- [2] Henrik Alenius et al. “Hardware-in-the-loop methods for stability analysis of multiple parallel inverters in three-phase AC systems”. En: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 9.6 (2020), págs. 7149-7158.
- [3] Saffet Ayasun et al. “Modeling and stability analysis of a simulation–stimulation interface for hardware-in-the-loop applications”. En: *Simulation Modelling Practice and Theory* 15.6 (2007), págs. 734-746.
- [4] Remus Narcis Beres et al. “A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters”. En: *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics* 4.1 (2015), págs. 54-69.
- [5] Vladimir Blasko y Vikram Kaura. “A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter”. En: *IEEE Transactions on Industry Applications* 33.2 (1997), págs. 542-550.
- [6] Portia Astrea Cantera Gandara et al. “Inversor interconectado a red con capacidad de estimación de impedancia”. Tesis de mtría. Tecnológico Nacional de México, 2024.
- [7] FJ Carrol y CH Spenny. “APOLLO command and service module stabilization and control system design survey”. En: *NASA technical note, Manned Spacecraft Center, Electronic Research Center, Cambridge, MA* (1968).
- [8] Mauricio Cespedes y Jian Sun. “Adaptive control of grid-connected inverters based on online grid impedance measurements”. En: *IEEE Transactions on sustainable energy* 5.2 (2014), págs. 516-523.

- [9] Seung Tae Cha et al. “Real-time hardware-in-the-loop (HIL) testing for power electronics controllers”. En: *2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*. IEEE. 2012, págs. 1-6.
- [10] I F II. “IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems”. En: *New York, NY, USA* (1993), págs. 1-1.
- [11] Roberto Armín Fantino. “Estrategias de control para convertidores electrónicos de potencia que utilizan filtros LCL”. Tesis doct. UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR, 2018.
- [12] MD Omar Faruque et al. “Real-time simulation technologies for power systems design, testing, and analysis”. En: *IEEE Power and Energy Technology Systems Journal* 2.2 (2015), págs. 63-73.
- [13] Xinxin Fu et al. “Exploring the influence of switching frequency on the stability in a weak grid: A comprehensive analysis of grid-connected photovoltaic systems”. En: *Solar Energy* 278 (2024), pág. 112767.
- [14] Adrián González González. “Diseño e implementación de los lazos de corriente de un inversor trifásico”. Tesis de mtría. Universidad Pública de Navarra / Nafarroako Unibertsitate Publikoa, 2021.
- [15] Andrzej J Grono. “Synchronizing generators with HITL simulation”. En: *IEEE Computer Applications in Power* 14.4 (2001), págs. 43-46.
- [16] Herong Gu et al. “Real-time grid impedance estimation technique for grid-connected power converters”. En: *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. IEEE. 2012, págs. 1621-1626.
- [17] Carlos Gurrola-Corral et al. “Optimal LCL-filter design method for grid-connected renewable energy sources”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 120 (2020), pág. 105998.
- [18] Julio Hernández-Ramírez et al. “Application of the Impedance-Based Method in Power Electronics: A Step-by-Step Review”. En: *2021 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*. Vol. 5. IEEE. 2021, págs. 1-6.

- [19] Rolf Isermann, Jochen Schaffnit y Stefan Sinsel. “Hardware-in-the-loop simulation for the design and testing of engine-control systems”. En: *Control Engineering Practice* 7.5 (1999), págs. 643-653.
- [20] Kamran Jalili y Steffen Bernet. “Design of *LCL* filters of active-front-end two-level voltage-source converters”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56.5 (2009), págs. 1674-1689.
- [21] Manuel Tlapa Juárez et al. “SIMULACIÓN “HARDWARE IN THE LOOP” DE UN INVERSOR TRIFÁSICO CONECTADO A LA RED ELÉCTRICA”. En: *Pistas Educativas* 39.128 (2018).
- [22] Muhammad Khalid. “Smart grids and renewable energy systems: Perspectives and grid integration challenges”. En: *Energy Strategy Reviews* 51 (2024), pág. 101299.
- [23] Hui Li et al. “Development of a unified design, test, and research platform for wind energy systems based on hardware-in-the-loop real-time simulation”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.4 (2006), págs. 1144-1151.
- [24] Junliang Liu et al. “A phase feed-forward method to enhance inverter-grid system stability”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 150 (2023), pág. 109106.
- [25] Adrian Martin y M Reza Emami. “Dynamic load emulation in hardware-in-the-loop simulation of robot manipulators”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58.7 (2010), págs. 2980-2987.
- [26] Ned Mohan, Tore M Undeland y William P Robbins. *Power electronics: converters, applications, and design*. John wiley & sons, 2003.
- [27] JUAN DANIEL PERALTA VILLAFUERTE et al. “SIMULACIÓN HARDWARE IN THE LOOP DE INVERSORES TRIFÁSICOS”. Tesis de maestría. Tecnológico Nacional de México, 2023.
- [28] William H Peters y Kenneth J Cox. *Apollo experience report: Guidance and control systems-Digital autopilot design development*. Inf. téc. 1973.

- [29] Julio Cesar Hernández Ramírez. “Estabilidad Armónica en Microrredes de Corriente Alterna Interconectadas a la Red”. Tesis de maestría. Universidad Autónoma de San Luis Potosí, 2017.
- [30] *RTDS - Real-Time Digital Simulator*. Consultado: 10 de agosto de 2021. RTDS Technologies Inc. Winnipeg, Canada, 2021. URL: <https://www.rtds.com>.
- [31] A Bayo Salas. “Control interactions in power systems with multiple VSC HVDC converters”. En: *Ph. D. thesis* (2018).
- [32] Elham Samavati y Hamid Reza Mohammadi. “An improved method for harmonic mitigation and stability improvement of the grid-connected inverters under local load variation and weak grid condition”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 123 (2020), pág. 106310.
- [33] Pouria Sarhadi y Samereh Yousefpour. “State of the art: hardware in the loop modeling and simulation with its applications in design, development and implementation of system and control software”. En: *International Journal of Dynamics and Control* 3 (2015), págs. 470-479.
- [34] Johan Schoukens et al. “Survey of excitation signals for FFT based signal analyzers”. En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 37.3 (1988), págs. 342-352.
- [35] Juan Segundo-Ramirez et al. “Frequency domain methods for accuracy assessment of wideband models in electromagnetic transient stability studies”. En: *IEEE Transactions on Power Delivery* 35.1 (2019), págs. 71-83.
- [36] Roger Skjetne y Olav Egeland. “Hardware-in-the-loop testing of marine control system”. En: *Modeling Identification and Control*. 2006.
- [37] Jahangir Badar Soomro et al. “Efficient hardware-in-the-loop and digital control techniques for power electronics teaching”. En: *Sustainability* 14.6 (2022), pág. 3504.
- [38] Jian Sun. “Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters”. En: *IEEE transactions on power electronics* 26.11 (2011), págs. 3075-3078.
- [39] Vili Väinölä. “System impedance measurement with a three-phase converter”. Tesis doct. Aalto University, 2018.

- [40] Yuan-Kang Wu, Jhih-Hao Lin y Huei-Jeng Lin. “Standards and guidelines for grid-connected photovoltaic generation systems: A review and comparison”. En: *IEEE Transactions on Industry Applications* 53.4 (2017), págs. 3205-3216.
- [41] Amirnaser Yazdani y Reza Iravani. *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. John Wiley & Sons, 2010.