

ANÁLISIS Y VALIDACIÓN EXPERIMENTAL
DEL CONTROL NO LINEAL BASADO EN
LA TÉCNICA DE CONTROL DESLIZANTE
APLICADO A CONEXIÓN DE REDES



TRABAJO FINAL DE MAESTRÍA

UNIVERSIDAD DEL CONO SUR DE LAS AMÉRICAS
Maestría en Ingeniería Electrónica con énfasis en Energías
Renovables y Eficiencia Energética

ANÁLISIS Y VALIDACIÓN EXPERIMENTAL DEL CONTROL NO
LINEAL BASADO EN LA TÉCNICA DE CONTROL DESLIZANTE
APLICADO A CONEXIÓN DE REDES

Thalia Alicia Morel Otazú
Autor

Prof. Dr. Magno Elías Ayala Silva
Tutor

Prof. Dr. Jorge Esteban Rodas Benítez
Cotutor

2020

TRIBUNAL EXAMINADOR

PROF. DR. MAAROUF SAAD, École de Technologie Supérieure (Canadá).

PROF. DR. ALEJANDO GOMEZ YEPES, Universidad de Vigo (España).

PROF. M.SC. LEONARDO COMPARATORE, Universidad Nacional de Asunción (Paraguay).

PROF. DR. MAGNO AYALA, Universidad Nacional de Asunción, (Paraguay).

PROF. DR. JORGE RODAS, Universidad Nacional de Asunción (Paraguay).

Noviembre 2020
Asunción, Paraguay

RESUMEN

En el país, actualmente la generación y distribución de energía eléctrica forma parte de un sistema centralizado mayormente abastecido por la Hidroeléctrica Itaipu. La integración de energías renovables en el suministro eléctrico representa un método alternativo a la generación centralizada, permitiendo la conexión de generadores, preferentemente de fuentes de energías renovables, a la red principal para disminuir las pérdidas energéticas referidas, principalmente, a la transformación, al transporte y distribución de energía.

La interconexión de sistemas de generación distribuida a la red eléctrica se lleva a cabo utilizando un convertidor electrónico de potencia. Uno de los puntos importantes a considerar en estos sistemas son los controladores aplicados a dichos convertidores electrónicos de potencia para cumplir con los requisitos de la red eléctrica, entregando energía de calidad. Así también, otro aspecto importante es la respuesta del sistema ante cambios bruscos de los parámetros de la red eléctrica, el cual debe poseer un buen seguimiento del mismo.

Los esquemas de control aplicados a los convertidores de potencia han evolucionado de acuerdo con el desarrollo de nuevos dispositivos semiconductores y la introducción de nuevas plataformas de control. Al principio, circuitos de control de forma analógica

eran utilizados y más tarde fueron reemplazados por el control digital, en el cual, existen posibilidades de implementar esquemas más avanzados.

Entre distintas estrategias de control analizadas e implementadas, el control en modo deslizante es un tipo especial de control no lineal que ha demostrado ser una estrategia de control robusta, efectiva y con una estructura simple que permite un fácil ajuste de sus ganancias para sistemas modelados de forma incompletos o no lineales desde su primera aparición en los años 50.

Teniendo en cuenta lo mencionado, se plantea como principal objetivo de este TFM, realizar un análisis comparativo de dos técnicas de control en modo deslizante para el control de la corriente inyectada de una fuente de generación a partir de fuentes renovables a la red eléctrica.

THALIA MOREL

Noviembre, 2020. Asunción, Paraguay.

SUMMARY

In Paraguay, the generation and distribution of electricity is currently part of a centralized system mostly supplied by the Itaipu Hydroelectric Power Plant. The integration of renewable energies into the electricity grid represents an alternative method to centralized generation, allowing the connection of generators, preferably from renewable energy sources, to the main grid in order to reduce energy losses mainly related to the transformation, transport and distribution of energy.

The interconnection of distributed generation systems to the electricity grid is carried out using an electronic power converter. An important aspect to consider in these systems are the controllers applied to these electronic power converters in order to comply with the requirements of the electrical grid, delivering quality energy. Likewise, another important aspect is the response of the system to sudden changes in power grid parameters, which must be well tracked.

The control schemes applied to power converters have evolved in accordance with the development of new semiconductor devices and the introduction of new control platforms. At first, analog control circuits were used and later replaced by digital control, in which there are possibilities of implementing more advanced schemes.

Among the different control strategies analyzed and implemented, sliding mode control is a special type of non-linear control that has proven to be a robust and effective control strategy with a simple structure that allows easy adjustment of its gains for systems modeled in an incomplete or non-linear manner since its first appearance in the 1950s.

Taking into account what has been previously stated, the main objective of this TFM is to carry out a comparative analysis of two control techniques of sliding mode for the control of the current injected from a renewable source into the electric grid.

THALIA MOREL

November, 2020. Asunción, Paraguay.

AGRADECIMIENTOS

Gratitud eterna a la vida y a la Presencia Divina en su forma de oportunidades que surcaron y siguen presentes en mi existencia.

A mis padres, Eduardo y Lourdes, por ser mi inspiración de vida, por los esfuerzos que realizan y los valores que me inculcan. A mis hermanos, Omar y Violeta, por su apoyo incondicional en cada etapa de mi vida.

A mis tutores el Prof. Dr. Magno Ayala y el Prof. Dr. Jorge Rodas por su excelencia académica, profesional e investigativa y, sobre todo, por transmitir sus conocimientos, fortaleciendo los míos. Vuestro apoyo fue primordial para la culminación de este Trabajo Final de Maestría.

A los excelentes profesionales nacionales e internacionales, que formaron parte del plantel docente del programa de Maestría, por su dedicación y por brindarnos tantos conocimientos.

A mis compañeros, por su amistad en momentos buenos y también en los difíciles, por el apoyo técnico en cada momento del programa, Hector Fretes, Fátima Martínez, Bruno Sanabria, Luis Morínigo, Enrique Paiva, Santiago Gulino, Marcos Gómez, Esteban Cristaldo, Larizza Delorme, Marcelo Benítez y Antonio Martínez.

A los funcionarios del Centro Tecnológico de la Universidad del Cono Sur de las Américas, en especial a María Emilia Pecci por la calidez y el soporte brindado durante el programa de Maestría.

A mis amigos y colegas, por brindarme apoyo en todo momento, especialmente a Francisco Aguilera, Daniel Aranda, Esteban Segovia y Walter Alonso.

Y a todos aquellos que de una u otra manera acompañaron mi caminar en esta etapa de mi vida.

T.M.

AGRADECIMIENTOS INSTITUCIONALES

A la Universidad del Cono Sur de las Américas y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) del Paraguay por brindarme la posibilidad de cursar esta edición de la maestría denominada “Maestría en Ingeniería Electrónica con énfasis en Energías Renovables y Eficiencia Energética”

Al Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC) de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción por el apoyo mediante los equipos y disponibilización de su espacio de trabajo.

T.M.

*Dedicado a mis padres y
hermanos.*

ÍNDICE GENERAL

Resumen	iii
Summary	v
Agradecimientos	vii
Agradecimientos Institucionales	ix
Índice General	xiii
Índice de Figuras	xv
Índice de Tablas	xvii
Acrónimos	xix

PARTE I GENERALIDADES

1	Justificación y Metodología	3
1.1	Introducción	3
1.2	Motivación	4
1.3	Objetivos	5
1.3.1	Objetivo General	5
		xiii

1.3.2	Objetivos Específicos	5
1.4	Organización del Documento	5
2	Estado del Arte	7
2.1	Generación Distribuida	7
2.2	Convertidores de Potencia	9
2.2.1	Inversor de dos Niveles	11
2.3	Reseña de Controladores	13
2.3.1	Control en modo Deslizante	15
2.4	Resumen del Capítulo	17
 PARTE II ANÁLISIS DE CONTENIDO		
3	Discusión de las aportaciones	21
3.1	Modelado del Inversor de dos Niveles	22
3.2	Modelado del Sistema Interconectado a la Red	24
3.2.1	Modelado del Sistema en el marco $(\alpha - \beta)$	26
3.3	Control en modo Deslizante aplicado al Sistema	27
3.4	Resultados de Simulación	30
3.4.1	Análisis y Comparación entre SMC convencional y SM-ERL	33
3.4.2	Respuesta del sistema a cambios en la red eléctrica	38
3.5	Validación experimental	41
4	Conclusión y Trabajos futuros	45
4.1	Conclusión	45
4.2	Trabajos Futuros	46
 PARTE III ANEXOS		
A	Artículos publicados	51
2	Artículo 1	53
3	Artículo 2	61
	Referencias	69

ÍNDICE DE FIGURAS

2.1	Esquema de generación centralizada y de energía limpia distribuida.	8
2.2	Diagrama de bloques de la técnica de PLL trifásica en $(d - q)$.	9
2.3	Sistema genérico de conversión de energía.	10
2.4	Diagrama de un inversor de puente completo trifásico.	11
2.5	Salida de voltaje trifásica del VSI de dos niveles.	12
2.6	Clasificación de los controladores para interconexión a red.	13
2.7	Clasificación del SMC aplicado a los convertidores de potencia.	16
3.1	Topología del convertidor DC-AC.	22
3.2	Sistema interconectado a la red eléctrica.	24
3.3	Esquema de control del VSI interconectado a la red.	30
3.4	Proceso de sincronización y conexión a la red eléctrica.	32

3.5	Corriente inyectada a la red con la técnica SMC convencional y SM-ERL.	33
3.6	Análisis frecuencial de corriente para cada fase.	34
3.7	Corriente de salida en estado estacionario utilizada para el cálculo del THD con SMC convencional y SM-ERL.	35
3.8	Funcionamiento del SMC convencional para el control de la corriente activa y reactiva.	36
3.9	Funcionamiento del SM-ERL para el control de la corriente activa y reactiva.	36
3.10	Funcionamiento del SMC convencional para el control de la corriente activa y reactiva a $f_s=10\text{kHz}$.	37
3.11	Funcionamiento del SM-ERL para el control de la corriente activa y reactiva a $f_s=10\text{kHz}$.	37
3.12	Respuesta del sistema para cambios de frecuencia en la red eléctrica.	39
3.13	Respuesta de la corriente inyectada a la red para cambios de frecuencia.	39
3.14	Respuesta del sistema para cambios de fase en la red eléctrica.	40
3.15	Respuesta de la corriente inyectada a la red para cambios de fase.	41
3.16	Evolución de los voltajes antes de conectar a la red.	43
3.17	Evolución de la corriente inyectada aplicando el SMC-ERL con $I_q^* = 10\text{A}$.	43
3.18	Evolución de la corriente inyectada aplicando el SMC-ERL con $I_q^* = 5\text{A}$.	44

ÍNDICE DE TABLAS

2.1	Beneficios y limitaciones de las técnicas de control.	14
3.1	Parámetros de simulación.	31
3.2	Resumen THD de la corriente inyectada a la red.	35
3.3	RMSE y RF de las corrientes controladas.	37
3.4	RMSE y RF de las corrientes controladas a $f_s=10\text{kHz}$.	38
3.5	Resumen THD de la corriente inyectada a la red con $f_s=10\text{kHz}$.	38
3.6	Parámetros eléctricos de la bancada experimental.	42

ACRÓNIMOS

AC	Corriente alterna
CT	Tiempo continuo
DC	Corriente continua
DG	Generación distribuida
DR	Recursos distribuidos
DSP	Procesador de señales digitales
DT	Tiempo discreto
ERL	Ley de alcance exponencial
FV	Fotovoltaico
GEI	Gas de efecto invernadero
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada
LP	Filtro de lazo
MPC	Control predictivo por modelo

xx ACRÓNIMOS

PCC	Punto común de acoplamiento
PI	Proporcional-integral
PLL	Bucle de bloqueo de fase
RES	Fuente de energía renovables
RF	Factor de rizado
SMC	Control en modo Deslizante
THD	Distorsión armónica total
VCO	Oscilador controlado por voltaje
VSI	Inversor con fuente de voltaje
VSS	Sistema de estructura variable

Parte I

GENERALIDADES

CAPÍTULO 1

JUSTIFICACIÓN Y METODOLOGÍA

A continuación se presenta la motivación para la realización del presente Trabajo Final de Maestría (TFM), los objetivos establecidos, tanto general como los específicos y finaliza este capítulo con la explicación de la organización del presente libro.

1.1 Introducción

El crecimiento económico e industrial de los últimos tiempos permitió que la electricidad se generara de forma centralizada y se transportara a grandes distancias. Las economías de escala en la generación de electricidad condujeron a un aumento de la producción de energía y a sistemas masivos de energía [1]. En un sistema centralizado de producción de energía, todos los problemas y desafíos existen debido a los recursos productivos con combustibles fósiles y la necesidad de transferencia de energía desde los centros de producción a los lugares de consumo a través de una amplia red de sistemas de transmisión interconectados a diferentes niveles de voltaje [2].

Las tecnologías de la generación distribuida (DG) utilizan generalmente recursos renovables con una alta eficiencia energética. Las tecnologías de energía renovable utilizan fundamentalmente suministros de energía locales. Otros recursos, como el almacenamiento de energía, la cogeneración y los dispositivos de control de la demanda, ayudan a mejorar la eficiencia de cualquier fuente de generación que se está utilizando. El aumento de la eficiencia energética disminuye tanto los costos de la energía como las emisiones de gases de efecto invernadero por unidad de generación [1].

Los sistemas de DG como la energía fotovoltaica y la energía solar térmica permiten el recorte de la demanda máxima si coincide con su producción. El objetivo es construir cargas fuera de las horas punta para suavizar la carga y mejorar la eficiencia económica de la utilidad [1].

1.2 Motivación

Actualmente, en el país, el concepto de generación de energía está mayormente representado por Centrales Hidroeléctricas; según datos obtenidos del Balance Energético Nacional del año 2018, la producción de hidro-energía representa el 56,99% de la energía primaria producida, siendo la mayor cantidad producida por la Itaipu [3]. La energía eléctrica es transmitida y distribuida por la ANDE mediante una red denominada Sistema Interconectado Nacional (SIN), el cual forma parte de un sistema centralizado. Las pérdidas totales en la distribución y transmisión de la ANDE en el 2018 representan casi un 27,73% del total producido, siendo el valor promedio en América Latina y el Caribe alrededor de 17%.

Una posible solución a la problemática que se presenta es la generación distribuida como método alternativo a la generación centralizada, permitiendo la conexión de generadores, preferentemente de fuentes de energías renovables, a la red principal para disminuir las pérdidas energéticas referidas, principalmente, a la transformación, al transporte y distribución de energía.

La interconexión de sistemas de DG a la red, se lleva a cabo utilizando una interfaz conocida como convertidor de potencia. En este escenario, los convertidores de potencia juegan un rol fundamental en el manejo de la energía eléctrica, por lo tanto, es deseable que estos sean capaces de aprovechar al máximo la energía eléctrica generada y que la entreguen al sistema, con la mayor eficiencia posible.

Controlar un convertidor de potencia y mejorar el uso de los recursos, dependerá de la técnica de control empleada. Actualmente existen diversos tipos de herramientas que facilitan la implementación de algoritmos de control no lineales, como el control por

histéresis, el control Dead-beat, el control predictivo basado en el modelo y el control en modo deslizante (SMC).

1.3 Objetivos

Para lograr los resultados esperados dentro del marco de este TFM, los objetivos se han dividido en partes. En primer lugar, se define el objetivo general, para posteriormente desglosar éste en objetivos específicos, los cuales son detallados en los siguientes apartados.

1.3.1 Objetivo General

El objetivo principal de este TFM se centra en el análisis, implementación a nivel de simulación y posterior validación experimental de una estrategia de control digital, basado en el control de modo deslizante comparando el control en modo deslizante convencional de primer orden y control en modo deslizante con ley de alcance exponencial, aplicados a un convertidor de potencia para su conexión a la red eléctrica. Para lograr esto, se definen los siguientes objetivos específicos.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Implementar un algoritmo de control digital basado en el SMC enfocado al control de corriente.
- Utilizar una plataforma de simulación para aplicar el esquema de control propuesto.
- Analizar y evaluar la estrategia de control tanto convencional como con alcance exponencial al convertidor de dos niveles.
- Validar las respuestas obtenidas mediante simulación de forma experimental en la bancada de potencia.

1.4 Organización del Documento

Para lograr los objetivos trazados, y a fin de organizar el documento se ha seguido una metodología de desarrollo gradual que ha sido documentada de la siguiente manera: la Parte I, dividida en dos capítulos donde se presenta una perspectiva general acerca del TFM, presentando la justificación y los objetivos establecidos (Capítulo 1). Posteriormente,

se detalla el estado del arte de los convertidores de potencia haciendo énfasis en el VSI de dos niveles, su funcionamiento básico, y por último las técnicas de control utilizadas para conexión a redes, con especial énfasis a la técnica SMC aplicado a estos, en tiempo discreto (Capítulo 2).

En la Parte II se describe la estrategia del SMC, como así también el modelo de simulación a ser utilizado. Se analizan los resultados obtenidos y se finaliza el capítulo con la comparación de las técnicas de control aplicadas, tomando como parámetro de rendimiento para el análisis, la distorsión armónica de la corriente inyectada a la red eléctrica y el error cuadrático medio de los mismos, se finaliza el capítulo con la validación experimental de las técnicas aplicadas en la bancada de potencia (Capítulo 3). Luego, se describen las conclusiones y los posibles trabajos futuros relacionados a la línea de investigación de este TFM (Capítulo 4). Finalmente, la Parte III está compuesta por las publicaciones realizadas a lo largo del programa de la Maestría. También las referencias bibliográficas se incluyen en el último apartado.

CAPÍTULO 2

ESTADO DEL ARTE

En este capítulo se analiza el contexto en que se enmarca el TFM. En primer lugar, se presenta una reseña para introducir a algunos conceptos sobre la DG, los convertidores de potencia, sus principios de operación y limitaciones. Además, se presentan los métodos de control de corriente más utilizados en convertidores de potencia para conexión a redes, para finalmente detallar la estrategia del SMC utilizada.

2.1 Generación Distribuida

La DG está relacionada con el uso de pequeñas unidades de generación instaladas en puntos estratégicos del sistema de energía eléctrica o en lugares de centros de carga [4]. Puede utilizarse de forma aislada, abasteciendo la demanda local del consumidor, o integrada a la red suministrando energía al resto del sistema eléctrico. Las tecnologías de DG pueden funcionar con recursos de energía renovable, combustibles fósiles o calor residual. El tamaño de los equipos varía desde menos de un kilovatio (kW) hasta decenas de megavatios (MW). La DG puede satisfacer todas o parte de las necesidades de energía

de un cliente. Si se conecta a un sistema de distribución o transmisión, la energía puede venderse a la empresa de servicios públicos o a un tercero. La DG y las fuentes de energía renovables (RES) han atraído mucha atención en todo el mundo [5]. Ambos se consideran importantes para mejorar la seguridad de la energía suministrada, disminuyendo la dependencia de los combustibles fósiles importados y reduciendo las emisiones de gases de efecto invernadero (GEI). La viabilidad de las emisiones de GEI y las RES depende en gran parte de las reglamentaciones locales, lo cual está relacionado al ámbito político [6]. En la Figura 2.1 se aprecia el esquema de distribución de energía utilizado actualmente en el país y también, el esquema de DG utilizando RES.

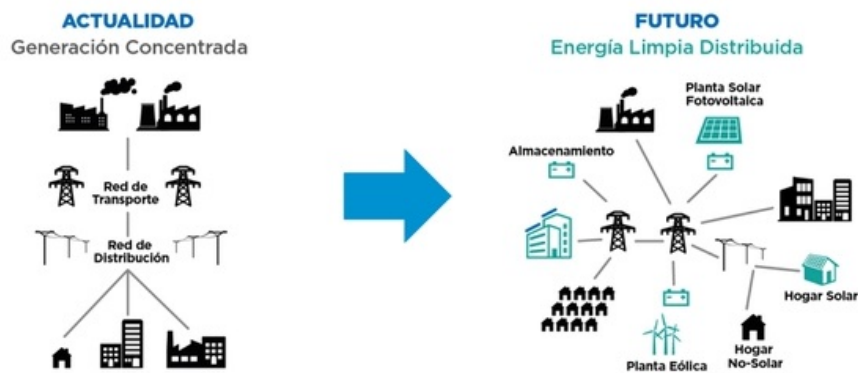


Figura 2.1: Esquema de generación centralizada y de energía limpia distribuida.

La utilización de la DG puede tener numerosos impactos en las redes de distribución, tanto positivos o negativos. Los temas preocupantes incluyen las pérdidas de energía, el control de corriente, los niveles de falla, etc [7]. La conexión de los DG directamente a los sistemas de distribución se ha convertido en una práctica común en todo el mundo y trae un gran cambio en la configuración de la red de distribución de servicios públicos. Como resultado, esto lleva a un gran desafío para su sistema de control y protección [8]. En general, la interconexión de los sistemas de generación de energía renovable (RPGS) a la red debe satisfacer los requisitos estándares de voltaje, frecuencia y armónicos de corriente [9–13].

El voltaje de la red puede verse afectado significativamente por la gran inyección de energía de los RPGS a la red de suministro. El suministro de voltaje y frecuencia por los RPGS mediante el control de corriente debe abordar tanto las operaciones de la red en estado estacionario como las dinámicas. El funcionamiento en estado estacionario se refiere a la respuesta de los RPGS a la lenta variación de los parámetros de la red, como

el voltaje y la frecuencia. El funcionamiento dinámico se refiere a la respuesta rápida que proporcionan los RPGS al tratar grandes variaciones en los parámetros de la red que pueden colapsar la red de servicios públicos [14–16].

Con respecto a las técnicas de sincronización a la red, en la literatura se dispone para aplicaciones tanto monofásicas como trifásicas. Hoy en día, el bucle de bloqueo de fase (PLL) es el método más adecuado para extraer el ángulo de fase de los voltajes de la red debido a su simplicidad, robustez y eficacia. La sincronización es crucial para asegurar que la corriente de salida esté en fase para el funcionamiento con un ángulo de desplazamiento específico durante las operaciones de soporte del voltaje [17, 18]. Normalmente, un PLL comprende un sistema de retroalimentación de lazo cerrado, que puede proporcionar una señal que está en sincronización con la componente fundamental del voltaje de la red. El PLL se aplica típicamente en el marco de referencia síncrono ($d - q$), cuya estructura se muestra en la Figura 2.2 para un sistema trifásico. La estructura está compuesta por el bloque de transformación trifásico abc a bifásico continuo ($d - q$), luego la componente DC es extraída y amplificada por el filtro de lazo (LF) antes de pasar al oscilador controlado por voltaje (VCO), que a menudo es un controlador PI, para generar la frecuencia de la señal de salida. El bloque VCO genera a su salida una señal alterna cuya frecuencia varía respecto a una frecuencia fundamental en función de la tensión de entrada. Las principales ventajas de esta técnica PLL incluyen una mayor capacidad de rechazo de los armónicos de la red y una menor incidencia de las perturbaciones como el desequilibrio de la red [19–23].

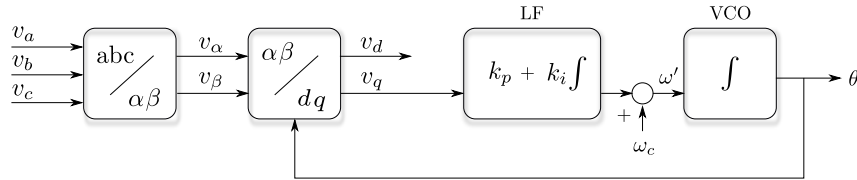


Figura 2.2: Diagrama de bloques de la técnica de PLL trifásica en ($d - q$).

2.2 Convertidores de Potencia

Se utilizan diferentes tecnologías de interconexión de las RES a un sistema de DG; comúnmente es el uso de generadores y convertidores electrónicos de potencia. El objetivo principal de la tecnología de interconexión es adaptar la energía producida a las necesidades de la red. Según la naturaleza de la energía que producen, las diferentes fuentes de energía utilizan diferentes tecnologías para interconectarse o acoplarse a la red.

La principal tarea de las tecnologías de interconexión electrónica de potencia es acondicionar la energía suministrada por el DG para que se ajuste a los requisitos de la red y mejorar el rendimiento de la fuente de energía. Los equipos de electrónica de potencia tienen la capacidad de convertir la energía de una forma a otra mediante el uso de interruptores electrónicos controlados, y por lo tanto llamados convertidores electrónicos de potencia. Por ejemplo, se utilizan para convertir la energía de corriente continua (DC) a la energía de corriente alterna (AC) que se ajusta a los requisitos de la red. Tales convertidores se denominan convertidores DC/AC o inversores [24].

Dentro de las aplicaciones de los convertidores de potencia, la energía fotovoltaica (FV) conectada a la red es una de las fuentes de energía renovable más prometedoras y de más rápido crecimiento en el mundo [25], donde la topología más popular tanto en sistemas trifásicos como multifásicos, es la de dos niveles y dos etapas DC-DC, luego DC-AC, como se muestra en la Figura 2.3.

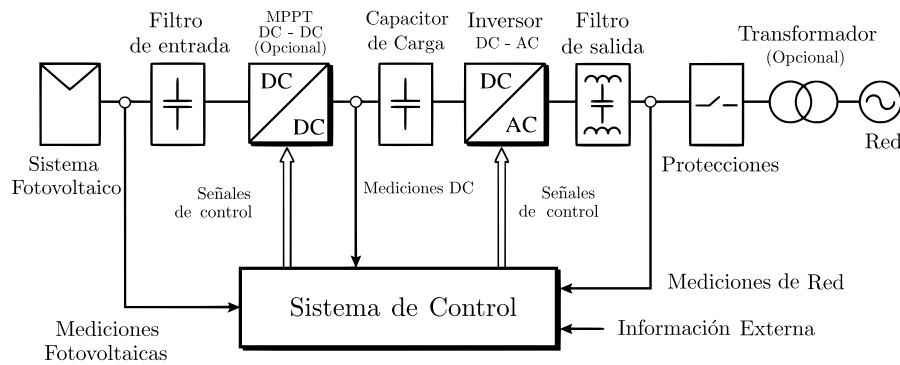


Figura 2.3: Descripción general de un sistema genérico de conversión de energía fotovoltaica conectado a la red [26].

Basándose en el número de niveles de salida, los inversores se clasifican en dos categorías. El número de niveles de salida de cualquier inversor puede ser al menos dos o más de dos. Los inversores de dos niveles tienen limitaciones para operar a alta frecuencia en aplicaciones de alto voltaje debido a las pérdidas de conmutación y a las limitaciones de las capacidades del dispositivo. Sin embargo, la capacidad de los interruptores puede aumentarse mediante combinaciones en serie y en paralelo. Los inversores multiniveles convierten la señal de DC en una forma de onda escalonada multinivel. La forma de onda de salida del inversor multinivel no alterna directamente entre positivo y negativo, sino en varios pasos. La suavidad de la forma de onda es directamente proporcional al número de niveles de voltaje. Por lo tanto, el inversor multinivel generará una onda mucho más suave.

Si bien los inversores multinivel poseen importantes ventajas, las principales ventajas del inversor con fuente de voltaje (VSI) de dos niveles incluyen su simplicidad, su tecnología probada y topología más popular en aplicaciones de media tensión. por lo que será utilizado para la implementación del control de corriente para interconexión de sistemas de DG.

2.2.1 Inversor de dos Niveles

El VSI es la principal tecnología que permite interconectar las fuentes de energía con la red utilizando interfaces electrónicas de potencia. Su característica estructural básica es un capacitor en el DC-Link y el uso de interruptores de potencia para transferir la energía a la red en la forma adecuada. La transferencia de energía activa se controla mediante la inyección de corriente en la red [24].

El diagrama esquemático de un inversor de puente completo de tres fases se encuentra en la Figura 2.4, donde las componentes fundamentales del voltaje del lado AC son controladas usualmente basadas en técnicas de control clásicas, y últimamente mediante avanzadas técnicas, tal como serán puestas en manifiesto en la siguiente sección.

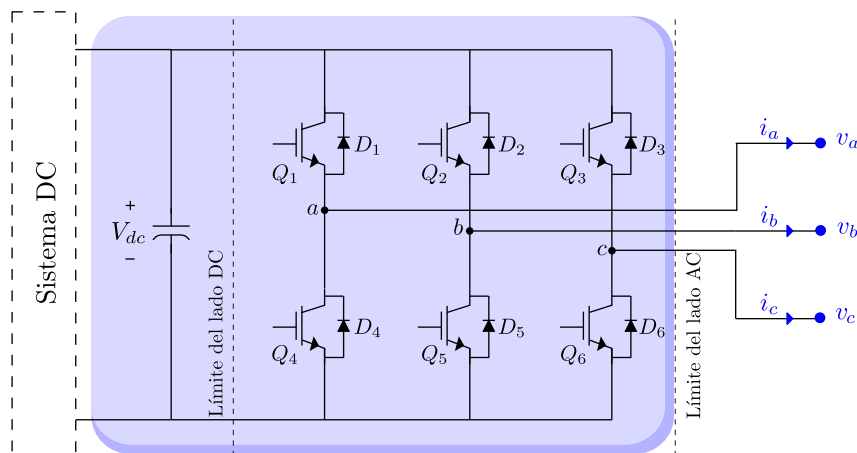


Figura 2.4: Diagrama de un inversor de puente completo trifásico.

Este convertidor se conoce como inversor trifásico de dos niveles ya que cada uno de sus terminales del lado AC puede alcanzar los dos extremos de voltaje V_{dc} y $-V_{dc}$. En la electrónica de potencia los componentes electrónicos suelen operar en conmutación para evitar el calentamiento excesivo del silicio, por lo que siempre se encontrarán en alguno de los dos estados posibles, de conducción o de bloqueo. De esta forma, la carga conectada a

la salida del inversor recibe un voltaje en forma de pulsos. Controlando los instantes de entrada de conducción y bloqueo de los interruptores, es posible reproducir en la carga una forma de onda determinada [27].

El inversor trifásico está compuesto por seis celdas de conmutación, seis interruptores de potencia (Q_1 a Q_6), que se representan utilizando transistores bipolares de puerta aislada (IGBT) que se utilizan comúnmente en aplicaciones de media tensión. Un IGBT es un interruptor auto-conmutado, lo que facilita el uso de la conmutación de alta frecuencia que produce mejores formas de onda en relación con el contenido de armónicos, y seis diodos de libre circulación (D_1 a D_6), colocados en antiparalelo con los interruptores y que se encargan de garantizar la continuidad de la corriente en la carga. Cada una de las ramas del inversor está formada por dos interruptores en paralelo con los diodos de libre circulación, estando la salida de cada fase en el punto medio de la rama. Las señales de control de los interruptores de cada rama deben ser complementarias para evitar que se cortocircuite la fuente DC. Por otro lado, es necesario tener en cuenta que los interruptores necesitan un tiempo denominado tiempo muerto, tanto para realizar la conducción o bloqueo de los interruptores. Para permitir el paso de corriente, es necesario esperar este tiempo muerto para que el interruptor complementario haya tenido tiempo suficiente para bloquearse y no se produzca un cortocircuito en la fuente [28].

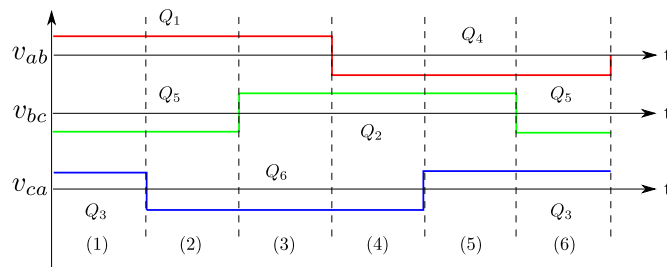


Figura 2.5: Salida de voltaje trifásica del VSI de dos niveles.

Desde el lado AC la conexión entre el terminal del inversor y el sistema AC se establece a través de un bobinado, que podría estar representado por una rama RL en serie o LCL, por ejemplo. El voltaje de salida se muestra en la Figura 2.5, la terminal del inversor es una forma de onda conmutada y contiene un rizado de voltaje. Así, la bobina actúa como un filtro pasa bajos y asegura un rizado bajo en la corriente AC [28–30].

2.3 Reseña de Controladores

Una parte importante del sistema distribuido es su control. El esquema de control implementado en el lado de la red implica principalmente dos bucles en cascada. Uno es el bucle de corriente interna, que se utiliza para regular la corriente de la red, y otro es el bucle de voltaje externo, que se utiliza para controlar el voltaje V_{dc} . Este TFM se centra en el bucle de control de corriente de la red eléctrica, considerando V_{dc} como una fuente de voltaje ideal, consecuentemente esta sección se basa en la descripción de técnicas de control de corriente del VSI bajo el concepto de GD.

Las estructuras de control de corriente se clasifican en técnicas de control lineal y no lineal. Si bien el control lineal es la técnica habitual en estas aplicaciones, el rendimiento de los controladores lineales está limitado altamente por las características no lineales del sistema. La clasificación de las técnicas de control más utilizadas aplicadas a los convertidores se encuentra en la Figura 2.6. En la Tabla 2.1, se detallan las ventajas y desventajas de las técnicas de control ya mencionadas [9, 31]. El SMC no se encuentra en el listado debido a que se encuentra detallado en el siguiente apartado.

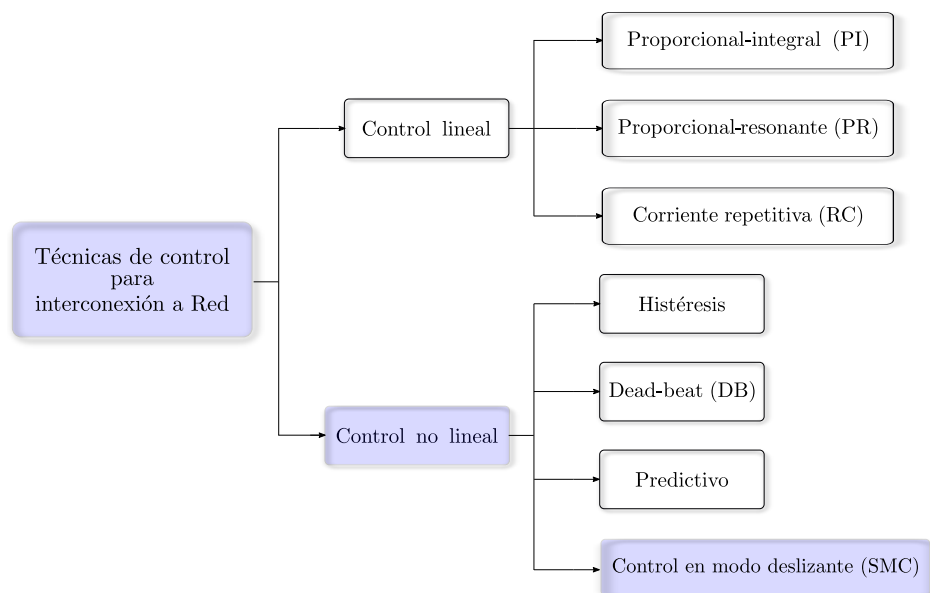


Figura 2.6: Clasificación de los controladores más utilizados aplicado al control de convertidores de potencia para interconexión a red.

Una de las cuestiones más importantes asociadas con el controlador de corriente es la calidad de la energía. La gran inyección de los RPGS en una red eléctrica produce una

Tabla 2.1: Beneficios y limitaciones de las técnicas de control.

Estrategias de control	Características
Proporcional-Integral (PI)	Fácil implementación de hardware. Control de corriente simple. Buena respuesta dinámica en $(d - q)$. Compensación de armónicos muy pobre.
Proporcional-resonante (PR)	Alta ganancia alrededor de la frecuencia de resonancia. Buena omisión del error de estado continuo. Alta respuesta dinámica en $(\alpha - \beta)$. Compensación armónica de corriente de bajo orden. Compensador de armónicos de alto orden.
Corriente repetitiva (RC)	Alta ganancia en los múltiplos integrales de la frecuencia fundamental. Compensador de armónicos de alto orden. Respuesta dinámica lenta.
Dead-beat (DB)	Alta respuesta dinámica. Fácil control para la regulación de corriente. Desarrollo rápido. Implementación en DSP de alta frecuencia.
Histéresis	Alta respuesta dinámica. Simple estructura de control. Complejo control de corriente. Alta tasa de muestreo.
Predictivo	Frecuencia de conmutación optimizada. Buena respuesta dinámica. Aplicación compleja. Alta tasa de muestreo.

nueva fuente de armónicos de corriente, la probabilidad de fases inestables, la inyección de DC a través del inversor y las interrupciones de la red. Uno de los requisitos existentes de la red eléctrica en todas las normas con respecto a los sistemas de interconexión de la red es la calidad de la energía generada [32, 33]. Según las normas de interconexión de redes IEEE 1547a e IEC 61727, la distorsión armónica total de la corriente inyectada debe ser inferior al 5%. Consecuentemente, el control de corriente utilizado debe ser capaz de cumplir con esta normativa.

2.3.1 Control en modo Deslizante

El SMC es un tipo especial de control no lineal que ha demostrado ser una estrategia de control robusta y efectiva para sistemas modelados de forma incompletos o no lineales desde su primera aparición en los años 50. Una de las principales características del SMC es que utiliza una acción de control discontinua que cambia entre dos estructuras de sistemas diferentes, de tal manera que un nuevo tipo de movimiento de sistema, llamado modo de deslizamiento, existe en un conjunto específico. Esta característica particular del movimiento en la superficie proporciona insensibilidad a las variaciones de los parámetros y un rechazo completo de las perturbaciones externas [34]. El análisis y el diseño del SMC han sido bien presentados en la literatura [35–39], tanto desde el punto de vista teórico como de la implementación.

La estrategia de control SMC es robusta contra las perturbaciones externas, es estable en el tiempo finito, tiene una estructura simple que permite un fácil ajuste de las ganancias. Estas características se consiguen utilizando señales de entrada de conmutación que obligan a que los estados del sistema controlado alcancen sus referencias. Sin embargo, su implementación en el mundo real se ha visto obstaculizada por el problema del efecto “Chattering” [40].

El fenómeno denominado chattering, es indeseable porque causa inexactitud en el control, alta pérdida de calor en los circuitos eléctricos y alto desgaste de las partes mecánicas móviles. El chattering asociado al SMC suele estar causado por: 1) la dinámica no modelada con pequeñas constantes de tiempo, que a menudo desprecian al utilizar un modelo ideal del sistema; y 2) la utilización de controladores digitales con una tasa de muestreo finita, que causa el llamado chattering de discretización. Teóricamente, el modo de deslizamiento ideal implica una frecuencia de conmutación infinita [34, 41].

Un inversor conectado a la red puede ser visto como un sistema de estructura variable. Por lo tanto, es un candidato para la aplicación del SMC. Sin embargo, la frecuencia de conmutación es la principal desventaja del SMC [42]. Con CT-SMC ocurre un periodo de muestreo bastante pequeño, lo cual no es aceptable para la implementación de hardware digital convencional. Además, el inversor debe cambiar de estado a alta frecuencia, por lo tanto posee grandes pérdidas. Sin embargo, la implementación con bajo tiempo de conmutación puede generar el efecto denominado chattering alrededor de la trayectoria del sistema, e incluso la inestabilidad del sistema. El SMC en tiempo discreto (DT-SMC) trabaja intrínsecamente con una frecuencia constante y una menor frecuencia de chattering [42, 43].

En la literatura se han propuesto varios métodos de diseño de SMC que consisten principalmente en dos pasos [44–49]:

- Diseñar una superficie deslizando $S(x)$ que proporcione el rendimiento deseado en el modo de deslizamiento, como estabilidad, capacidad de rechazo de perturbaciones y seguimiento;
- Diseñar un control de retroalimentación discontinuo $u(t)$ que obligue a los estados del sistema a alcanzar la superficie de deslizamiento en un tiempo finito, de modo que se alcance y mantenga el rendimiento deseado.

La Figura 2.7 representa la clasificación del SMC aplicado a los convertidores de potencia. El SMC convencional y SM-ERL son los propuestos en este TFM y serán descritos de manera más detallada en el siguiente capítulo.

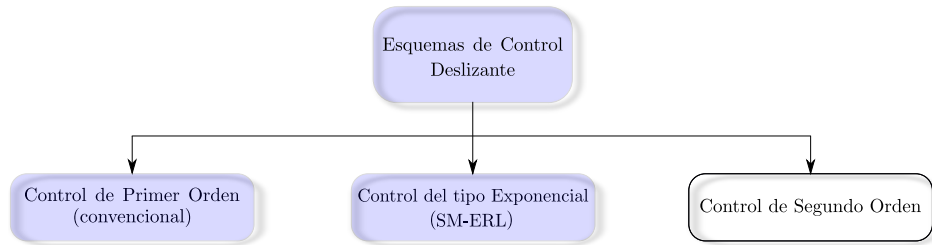


Figura 2.7: Clasificación del SMC aplicado a los convertidores de potencia.

Además, la acción del chattering puede excitar la dinámica de alto orden no modelada, lo que probablemente conduce a una inestabilidad imprevista [40]. Por lo tanto, se han propuesto varios métodos en la literatura para reducir o suavizar la acción del chattering [34, 50–53]. Algunos de los principales enfoques para evitar o limitar los problemas de chattering son la aproximación a la capa límite (Boundary layer approach) [54–56], ley de alcance exponencial (ERL) [57–61], enfoque dinámico del SMC (Dynamic SMC approach) [62–65], entre otros.

El ERL proporciona una adaptación de las ganancias de conmutación, si el valor absoluto del error de seguimiento se hace grande, las ganancias de conmutación se hacen grandes también como una convergencia más rápida durante la fase de alcance, de lo contrario las ganancias de conmutación se hacen pequeñas como el fenómeno del chattering se reduce durante la fase de deslizamiento [39]. Esta ley mejora el rendimiento adaptando las ganancias de conmutación proporcionalmente en función de la distancia que separa la trayectoria real del sistema y la función de deslizamiento [40]. Sin embargo, dado que la amplitud del chattering depende de la magnitud del control, la manera intuitiva de reducir el chattering es disminuir la amplitud del control discontinuo [66]. Esta técnica afecta la propiedad de robustez del controlador y degrada la respuesta transitoria

del sistema. Por lo tanto, existe un compromiso entre la reducción del chattering y el rendimiento del sistema.

2.4 Resumen del Capítulo

Este capítulo presenta un análisis del estado del arte de la DG; donde para lograr la conexión de RES a sistemas DG, son necesarias tecnologías de interconexión compuestas de generadores y convertidores electrónicos de potencia. Se analizan los convertidores de potencia más utilizados para interconexión a redes, partiendo de la literatura encontrada y utilizando, para este estudio, el VSI de dos niveles debido a su simplicidad y tecnología madura; presentando la estructura general y principio de funcionamiento del mismo. También, se mencionan los controles de corriente implementados a los convertidores para lograr cumplir con los requisitos de la red eléctrica. Finalmente, se expone la estrategia del SMC abordada, mostrando sus principales beneficios y limitaciones.

Parte II

ANÁLISIS DE CONTENIDO

CAPÍTULO 3

DISCUSIÓN DE LAS APORTACIONES

En el capítulo anterior se han descrito los distintos tipos de convertidores de potencia, las ventajas y desventajas del SMC, el cual es evaluado en el marco de este TFM. En secciones posteriores se obtienen las correspondientes ecuaciones que representan el funcionamiento del sistema convertidor y red eléctrica. Se realizan estudios de las técnicas de control en el marco de referencia ($\alpha - \beta$) con el objeto de simplificar el análisis matemático de la dinámica del sistema y con ello aplicar el control a éstos. Se detalla, además, en los siguientes apartados el diseño del controlador utilizando la herramienta MatLab/Simulink para las simulaciones ejecutadas. Así también, se realiza la validación experimental del algoritmo de control seleccionado en la bancada de potencia donde se pueden observar las diferencias, en los resultados obtenidos, entre lo simulado con las condiciones ideales de trabajo y lo implementado de forma experimental.

3.1 Modelado del Inversor de dos Niveles

El modelo matemático del convertidor se obtiene aplicando una función de conmutación que puede ser definida como $S_x \in \{1, 0\}$, donde x denota cada fase de un sistema trifásico ($x = a; b; c$) conforme se muestra en la Figura 3.1.

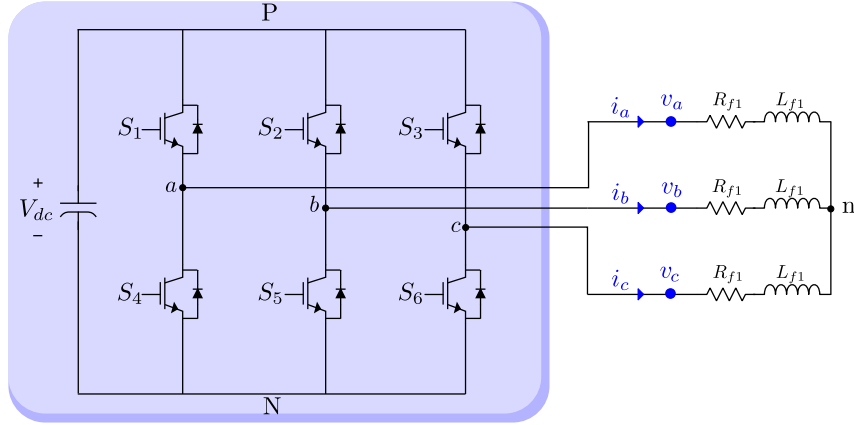


Figura 3.1: Topología del convertidor DC-AC.

Teniendo en cuenta que los dos interruptores en cada fase del convertidor de potencia operan en un modo complementario, con el fin de evitar un cortocircuito en la fuente de DC, el estado de conmutación de las llaves de potencia S_i pueden ser representadas por las señales de conmutación S_a , S_b y S_c , definidas por:

$$\begin{aligned}
 S_a &= \begin{cases} 1 \rightarrow \text{si } S_1 = 1 & y & S_4 = 0 \\ 0 \rightarrow \text{si } S_1 = 0 & y & S_4 = 1 \end{cases} \\
 S_b &= \begin{cases} 1 \rightarrow \text{si } S_2 = 1 & y & S_5 = 0 \\ 0 \rightarrow \text{si } S_2 = 0 & y & S_5 = 1 \end{cases} \\
 S_c &= \begin{cases} 1 \rightarrow \text{si } S_3 = 1 & y & S_6 = 0 \\ 0 \rightarrow \text{si } S_3 = 0 & y & S_6 = 1 \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Estas señales de conmutación definen el potencial de salida asociado a cada una de las tres ramas del convertidor de potencia:

$$\begin{aligned} v_a &= S_a \cdot V_{dc}, \\ v_b &= S_b \cdot V_{dc}, \\ v_c &= S_c \cdot V_{dc}, \end{aligned} \quad (3.2)$$

donde V_{dc} representa el voltaje almacenado en el DC-Link. De las ecuaciones anteriores es posible determinar una secuencia correcta de disparos de los interruptores S_a , S_b , y S_c , que harán que se tenga a la salida del convertidor una señal deseada en términos de V_{dc} . Los voltajes asociados al filtro de cada fase se denota como v_{an} , v_{bn} y v_{cn} , siendo v_{nN} el potencial asociado al punto neutro de los filtros. Considerando filtros similares por cada fase, es decir, una carga balanceada conectada a la salida del convertidor de potencia, se tiene un sistema equilibrado por lo que:

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (3.3)$$

como:

$$\begin{aligned} v_{an} &= v_{aN} - v_{nN}, \\ v_{bn} &= v_{bN} - v_{nN}, \\ v_{cn} &= v_{cN} - v_{nN}. \end{aligned} \quad (3.4)$$

Mediante la ecuaciones (3.3) y (3.4), esta última puede ser escrita como:

$$v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} - 3v_{nN} = 0,$$

donde

$$v_{nN} = \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3}, \quad (3.5)$$

por lo tanto, el modelo del inversor para cada fase queda definido por el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\begin{aligned} v_{an} &= \frac{2}{3}v_{aN} - \frac{1}{3}(v_{bn} + v_{cn}), \\ v_{bn} &= \frac{2}{3}v_{bN} - \frac{1}{3}(v_{an} + v_{cn}), \\ v_{cn} &= \frac{2}{3}v_{cN} - \frac{1}{3}(v_{an} + v_{bn}). \end{aligned} \quad (3.6)$$

A partir de la ecuación (3.6), el convertidor de potencia queda modelado matemáticamente mediante la matriz M , representada como sigue:

$$M = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

3.2 Modelado del Sistema Interconectado a la Red

La Figura 3.2 representa el sistema interconectado por un lado a la red eléctrica, y por el otro el convertidor de potencia a través del punto de acoplamiento común (PCC). Aplicando la ley de voltaje de Kirchhoff al esquema de la Figura 3.2, la dinámica del sistema en el dominio del tiempo continuo puede ser expresado en términos de las corrientes de salida del convertidor, de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} v_a - v_{sa} &= R_{f1} \cdot i_a + L_{f1} \cdot \frac{di_a}{dt} \\ v_b - v_{sb} &= R_{f1} \cdot i_b + L_{f1} \cdot \frac{di_b}{dt} \\ v_c - v_{sc} &= R_{f1} \cdot i_c + L_{f1} \cdot \frac{di_c}{dt} \end{aligned} \quad (3.8)$$

donde v_a, v_b y v_c representan los voltajes originados a la salida del convertidor en las tres fases respectivamente, v_{sa}, v_{sb} y v_{sc} los voltajes en los capacitores, R_{f1} y L_{f1} la resistencia e inductancia respectivamente por fase que compone el filtro de salida, i_a, i_b y i_c las corrientes inyectadas desde el convertidor de cada fase analizada.

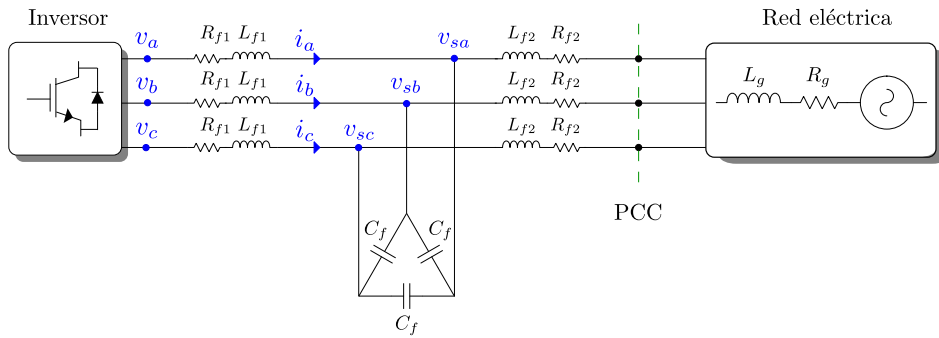


Figura 3.2: Sistema interconectado a la red eléctrica.

Considerando las ecuaciones (3.8), es posible representar el comportamiento del sistema mediante una metodología matricial, representados de la siguiente manera:

$$M = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad v_{sabc} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}, \quad i_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

Las matrices de resistencia e inductancia del filtro se definen según las siguientes ecuaciones:

$$R_M = R_{f1} I_3 = \begin{bmatrix} R_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{f1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{f1} \end{bmatrix}, \quad (3.10)$$

$$L_M = L_{f1} I_3 = \begin{bmatrix} L_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & L_{f1} & 0 \\ 0 & 0 & L_{f1} \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

donde la matriz I_3 representa la matriz identidad de orden 3x3.

A partir de las ecuaciones (3.8) que definen la dinámica del sistema y teniendo en cuenta sus representaciones de forma matricial definidas anteriormente, el modelado matemático para las tres fases queda representado por:

$$M = R_M \cdot i_{abc} + L_M \cdot \frac{d}{dt} i_{abc} + v_{sabc}. \quad (3.12)$$

Pasamos el modelo del sistema en el dominio del tiempo continuo al discreto, utilizando la aproximación de la derivada según el método de discretización de Euler hacia adelante, según:

$$\frac{d_i(t)}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s}, \quad (3.13)$$

donde T_s es el periodo de muestreo. El modelo en el dominio del tiempo discreto resulta en:

$$i_{abc}(k+1) = [I_3 - T_s R_M L_M^{-1}] i_{abc}(k) + T_s L_M^{-1} [M(k) - v_{sabc}(k)], \quad (3.14)$$

donde k es el instante de muestreo actual e $i_{abc}(k+1)$ son las predicciones de las corrientes en el instante de muestra $k+1$, evaluadas en el instante k .

3.2.1 Modelado del Sistema en el marco $(\alpha - \beta)$

Para el estudio y análisis de las señales trifásicas, es posible utilizar varios marcos de referencia con el objeto de aplicar un control desacoplado, a fin de lograr un mayor rendimiento del mismo. El modelado del convertidor de potencia en el marco de referencia estacionario $(\alpha - \beta)$ se centra en la utilización de una matriz de transformación, que transforma el sistema original trifásico sinusoidal, a un sistema bifásico sinusoidal. Esta técnica es conocida como transformada de Clarke, y la matriz utilizada para obtener una expresión de voltajes y corrientes, de amplitudes invariantes, es la siguiente:

$$N = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Con esta transformada es posible generar dos señales a partir de tres, donde la tercera queda con un valor igual a cero. Estas dos señales son portadoras de toda la información necesaria de las anteriores señales. Además, las dos señales generadas también tienen una forma sinusoidal y desfasadas 90° entre si. Aplicando la matriz de transformación (3.15) a las corrientes y voltajes de salida del convertidos, en el marco $(\alpha - \beta)$ resultan:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(k) \\ v_\beta(k) \\ v_\gamma(k) \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} v_a(k) \\ v_b(k) \\ v_c(k) \end{bmatrix}, \quad (3.16)$$

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha}(k) \\ v_{s\beta}(k) \\ v_{s\gamma}(k) \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} v_{sa}(k) \\ v_{sb}(k) \\ v_{sc}(k) \end{bmatrix}, \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \\ i_\gamma(k) \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} i_a(k) \\ i_b(k) \\ i_c(k) \end{bmatrix}. \quad (3.18)$$

Empleando el modelo definido por la ecuación (3.14), el modelo del convertidor de potencia en el marco $(\alpha - \beta)$, resulta en:

$$i_\alpha(k+1) = \left(1 - \frac{R_{f1}T_s}{L_{f1}}\right) i_\alpha(k) + \frac{T_s}{L_{f1}} [v_\alpha(k) - v_{s\alpha}(k)], \quad (3.19)$$

$$i_{\beta}(k+1) = \left(1 - \frac{R_{f1}T_s}{L_{f1}}\right) i_{\beta}(k) + \frac{T_s}{L_{f1}} [v_{\beta}(k) - v_{s\beta}(k)]. \quad (3.20)$$

3.3 Control en modo Deslizante aplicado al Sistema

El sistema no lineal de primer orden se define con la ecuación de estado (3.14) y puede ser representada de la siguiente manera:

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad (3.21)$$

donde x y u son los vectores de estado y control, respectivamente; A y B son matrices delimitadas por los estados del sistema.

Las matrices A y B se definen como:

$$A = I_3 - T_s R_M L_M^{-1}, \quad (3.22)$$

$$B = T_s L_M^{-1}. \quad (3.23)$$

Los vectores de estado y control del sistema están definidas como sigue:

$$x = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{\gamma} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} v_{\alpha} - v_{s\alpha} \\ v_{\beta} - v_{s\beta} \\ v_{\gamma} - v_{s\gamma} \end{bmatrix}. \quad (3.24)$$

Convencionalmente, la superficie de deslizamiento que varía con el tiempo para un sistema de n -ésimo orden se elige como [67]:

$$S(t) = \left(\frac{d}{dt} + \Delta\right)^{n-1} (x^* - x), \quad (3.25)$$

donde Δ es un número estrictamente positivo. Para los sistemas de primer orden ($n = 1$), se puede definir la superficie de deslizamiento como el error de seguimiento de la variable x :

$$S(t) = x^* - x, \quad (3.26)$$

donde x^* es la trayectoria de referencia. Por lo tanto, el error de seguimiento deseado equivale a mantener S cero en todo momento. Hay dos modos diferentes en la metodología del SMC; en la etapa de alcance, el error de seguimiento alcanza la superficie de desliza-

miento $S = 0$ en un tiempo finito. Como la superficie de deslizamiento es un conjunto invariable, la trayectoria del sistema se desliza y permanece en $S = 0$ en la etapa de deslizamiento.

Se realiza el análisis de estabilidad utilizando la función candidata de Lyapunov:

$$V = \frac{1}{2} S^T S. \quad (3.27)$$

Para probar la convergencia de tiempo finito, la derivada de la función de Lyapunov para el sistema estable es como sigue:

$$\dot{V} = \frac{\partial V}{\partial S} \frac{\partial S}{\partial t} = S^T \dot{S} \leq 0. \quad (3.28)$$

Con el propósito de satisfacer la ecuación (3.28), $\dot{S}$ generalmente se elige de la siguiente forma:

$$\dot{S}_i(t) = -K \operatorname{sign}(S_i(t)) \quad \text{para } i = 1, 2 \quad (3.29)$$

donde K es una constante positiva, seleccionada heurísticamente para optimizar el tiempo que tarda en alcanzar el estado estacionario y el chattering en el estado estacionario; y la función $\operatorname{sign}(S)$ está definida en la ecuación (3.30).

$$\operatorname{sign}(S_i(t)) = \begin{cases} +1 & \text{si } S_i(t) > 0 \\ 0 & \text{si } S_i(t) = 0 \\ -1 & \text{si } S_i(t) < 0 \end{cases} \quad (3.30)$$

Para satisfacer la condición de deslizamiento a pesar de la incertidumbre en el sistema, se puede añadir un término discontinuo para controlar la entrada. En consecuencia, nuestra entrada de control toma la forma:

$$u = u_{cont} + u_{discon}. \quad (3.31)$$

Por lo tanto, de la ecuación (3.21) es como sigue:

$$u = [B]^{-1} [Ax - K \operatorname{sign}(S_i(t))]. \quad (3.32)$$

Luego:

$$u_{cont} = [B]^{-1} Ax, \quad (3.33)$$

$$u_{discon} = [B]^{-1} [K \operatorname{sign}(S_i(t))]. \quad (3.34)$$

La ley de control se compone de dos términos. El término continuo u_{cont} se define como una entrada equivalente y u_{discon} se define como una entrada correctiva, discontinua. El primer termino mantiene el sistema estable en el modo de deslizamiento, lo que significa que la trayectoria de los estados del sistema está destinada a permanecer en la superficie de deslizamiento designada. El término discontinuo, que se aplica debido a la imprecisión del modelado del sistema y a las perturbaciones, conduce a un fenómeno no deseado llamado chattering.

Para utilizar la ley de alcance exponencia dentro del SMC, la expresión en (3.29), se elige como sigue:

$$\dot{S}_i(t) = -\frac{k'}{\delta + (1 - \delta)e^{-\lambda|S_i(t)|^p}} \text{sign}(S_i(t)) \quad \text{para } i = 1, 2 \quad (3.35)$$

donde $0 < \delta < 1$ y $\lambda > 0$. En este caso el vector de control queda de la siguiente forma:

$$u = [B]^{-1}[Ax - K_{ERL} \text{sign}(S_i(t))], \quad (3.36)$$

$$K_{ERL} = \frac{k'}{\delta + (1 - \delta)e^{-\lambda|S_i(t)|^p}}. \quad (3.37)$$

A partir de las ecuaciones de control (3.32)-(3.36) y las ecuaciones discretizadas en el marco de referencia $(\alpha - \beta)$ se presentan de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} v_\alpha(k) = & -\left(\frac{L_{f1}}{T_s} - R_{f1}\right)i_\alpha(k) + \frac{L_{f1}}{T_s}i_\alpha^*(k+1) + \frac{L_{f1}}{T_s}\mu S_1(k) \\ & + v_{s\alpha} - L_{f1}K \text{sign}(S_1(k)), \end{aligned} \quad (3.38)$$

$$\begin{aligned} v_\beta(k) = & -\left(\frac{L_{f1}}{T_s} - R_{f1}\right)i_\beta(k) + \frac{L_{f1}}{T_s}i_\beta^*(k+1) + \frac{L_{f1}}{T_s}\mu S_2(k) \\ & + v_{s\beta} - L_{f1}K \text{sign}(S_2(k)), \end{aligned} \quad (3.39)$$

donde $0 < \mu \leq 1$.

La ganancia K_{ERL} para el SM-ERL en el marco de referencia $(\alpha - \beta)$, quedan como sigue:

$$\begin{aligned} v_\alpha(k) = & -\left(\frac{L_{f1}}{T_s} - R_{f1}\right)i_\alpha(k) + \frac{L_{f1}}{T_s}i_\alpha^*(k+1) + \frac{L_{f1}}{T_s}\mu S_1(k) \\ & + v_{s\alpha} - L_{f1}K_{ERL} \text{sign}(S_1(k)), \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned} v_\beta(k) = & -\left(\frac{L_{f1}}{T_s} - R_{f1}\right)i_\beta(k) + \frac{L_{f1}}{T_s}i_\beta^*(k+1) + \frac{L_{f1}}{T_s}\mu S_2(k) \\ & + v_{s\beta} - L_{f1}K_{ERL} \text{sign}(S_2(k)). \end{aligned} \quad (3.41)$$

3.4 Resultados de Simulación

Con el propósito de evaluar la viabilidad de las estrategias de control SMC y SM-ERL, se realiza un estudio comparativo mediante simulaciones. Un medio válido para el modelado, análisis y simulación es el entorno Matlab/Simulink. Para el planteamiento de los controladores se definen los parámetros eléctricos a ser utilizados en la simulación y se detallan en la Tabla 3.1. Dentro de los parámetros mostrados, existen los denominados fijos, que son los establecidos por la red eléctrica (frecuencia y amplitud de la señal), mientras que los elementos que componen el filtro LCL y las impedancias de línea son selectos en función a lo disponible en el laboratorio, para una posterior implementación de los esquemas de control. También, se han realizado simulaciones de diferentes escenarios, como cambio de frecuencia y fase de la red eléctrica, para observar la velocidad de respuesta del sistema. En la Figura 3.3 se muestra el esquema de control de un convertidor DC-AC para un sistema interconectado a la red, montado en el entorno de simulación.

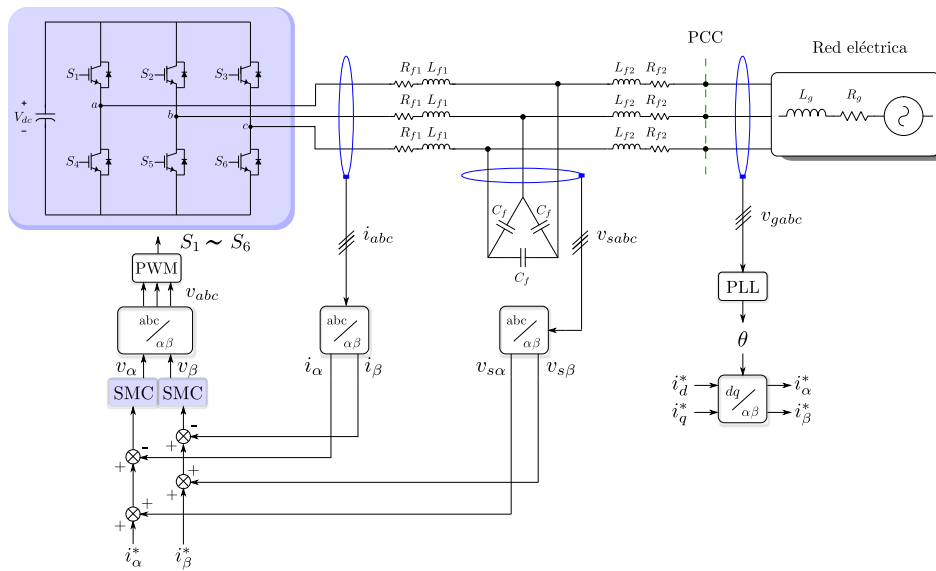


Figura 3.3: Esquema de control del VSI interconectado a la red.

La distorsión armónica total (THD) de la corriente generada a la salida del convertidor de potencia; el error cuadrático medio (RMSE) y el factor de rizado (RF) de la corriente de referencia, se han utilizado como índices de calidad de rendimiento, esto con el fin de comparar cuantitativamente la eficiencia de las técnicas propuestas en este TFM. Las expresiones matemáticas para el cálculo de los índices de calidad se presentan a continuación:

$$\text{THD}(i_m) = \sqrt{\frac{1}{i_1^2} \sum_{i=2}^N i_{mi}^2} \quad (3.42)$$

$$\text{RMSE}(i_m) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (i_m - i_m^*)^2} \quad (3.43)$$

donde N es el número de muestras, al igual que en la ecuación (3.44), en la ecuación (3.43) i_m representa la corriente de salida, i_m^* es la corriente de salida de referencia, siendo de la misma forma m el indicador de cada una de las fases.

$$\text{RF}(I_x) = \sqrt{I_{xrms}^2 - I_x^2} \quad (3.44)$$

donde I_x es el seguimiento de la corriente de referencia y I_{xrms} es el valor eficaz de la corriente, ambos en el marco de referencia $(d - q)$.

Tabla 3.1: Parámetros de simulación.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Red eléctrica			
Frecuencia de la fuente	f_g	50	Hz
Tensión de la fuente	v_g	230	Vrms
Resistencia de la fuente	R_g	0.2	Ω
Inductancia de la fuente	L_g	440	μH
Convertidor			
Voltaje DC-Link	V_{dc}	750	V
Resistencia del filtro	R_{f1}, R_{f2}	0.1	Ω
Inductancia del filtro	L_{f1}, L_{f2}	0.5	mH
Capacitancia del filtro	C_f	100	μF
Parámetros de control			
Frecuencia de muestreo	f_s	16	kHz
Ganancia SMC convencional	K	17	-
Ganancia SM-ERL	δ	0,1	-
	λ	150	-
	p	2	-
	k'	1	-

En la Figura 3.4(a) se observa primeramente el proceso de sincronización de los voltajes, en una de las fases, de la red eléctrica con el voltaje del capacitor del filtro a la salida del inversor, mientras que en la Figura 3.4(b) se observa la continuación de la respuesta de una de las fases debido a la conexión a la red que se produce en el tiempo de 0.5 seg, el cual será el tiempo de conexión de todos los resultados presentados en adelante.

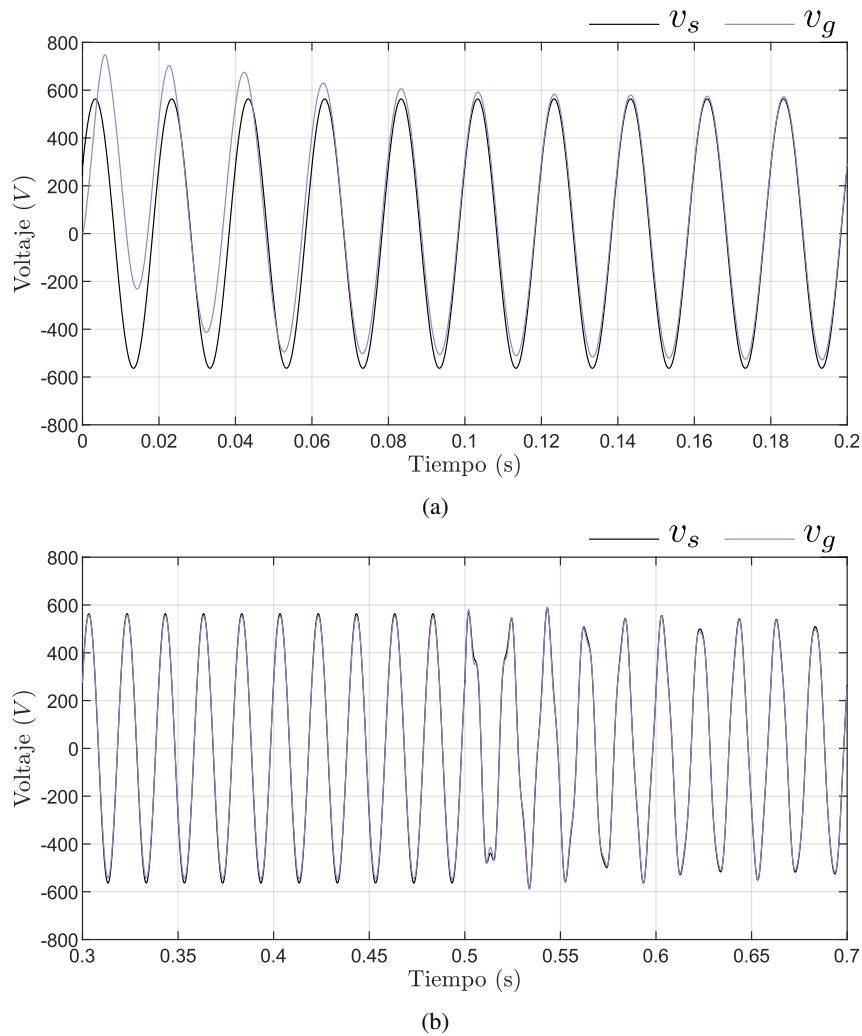


Figura 3.4: Proceso de conexión (a) Primera parte, voltajes sincronizándose, (b) Respuesta del sistema al momento de conexión a la red en 0.5 seg.

3.4.1 Análisis y Comparación entre SMC convencional y SM-ERL

Con respecto a la corriente inyectada a la red eléctrica, en la Figura 3.5 se muestra la respuesta en el momento de conexión a a red, utilizando ambas técnicas de control. En la Figura 3.5(a) con la técnica SMC convencional y la Figura 3.5(b) utilizando SM-ERL. Como se puede apreciar, en ambos casos el estado transitorio de la corriente es aproximadamente el mismo, alrededor de 25 *ms*.

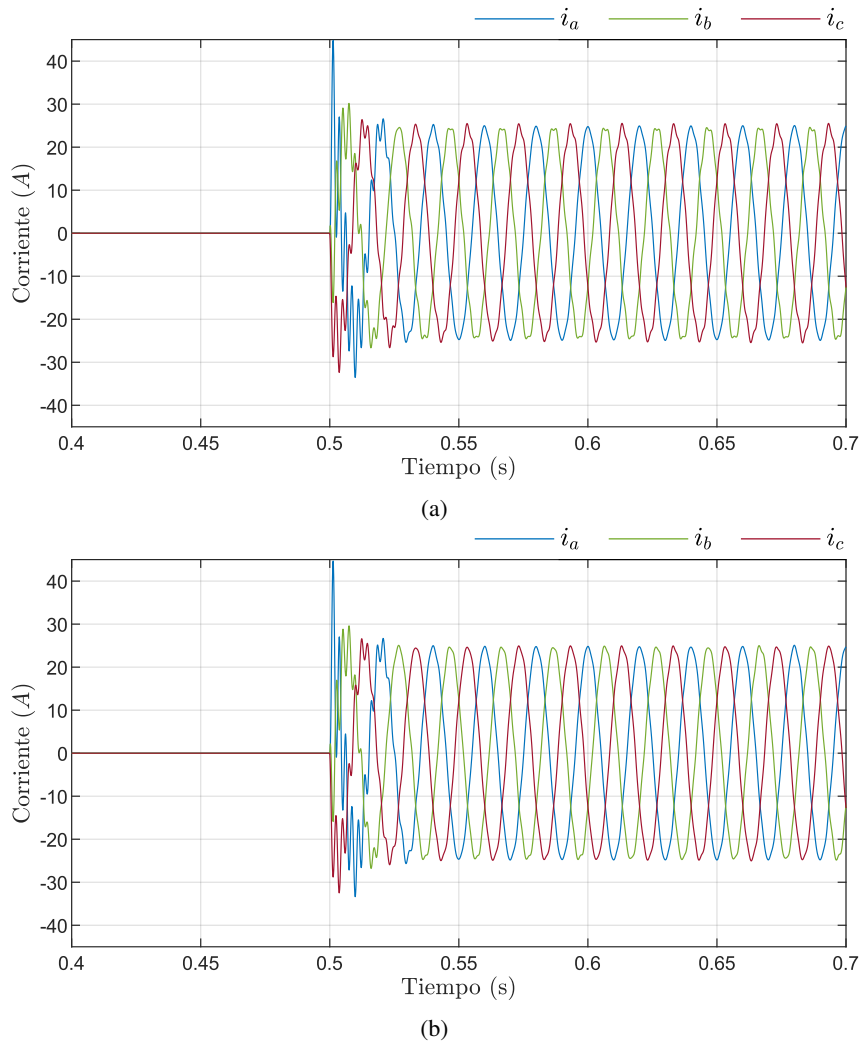


Figura 3.5: Corriente inyectada a la red con la técnica (a) SMC convencional (b) SM-ERL.

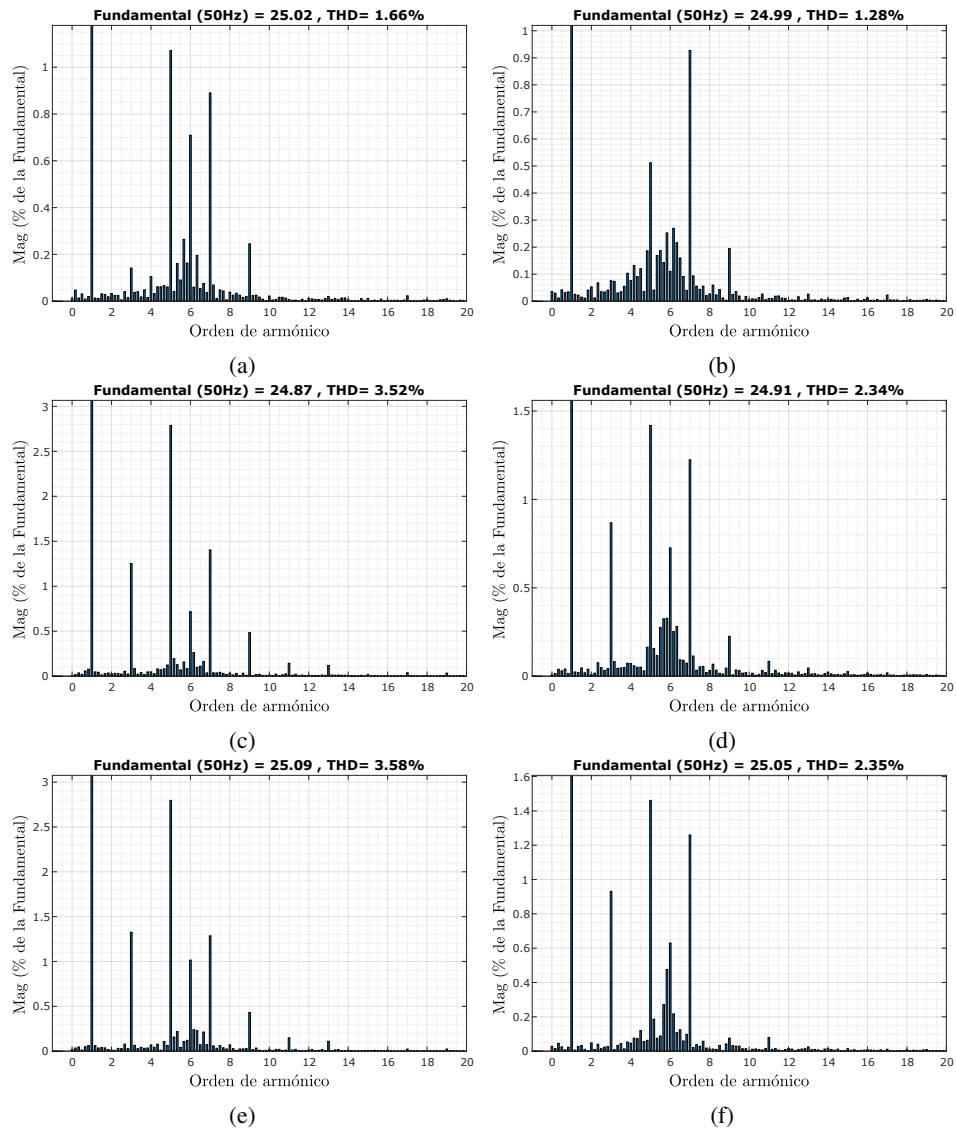


Figura 3.6: Análisis frecuencial de corriente. (a) y (b) Para fase *a*, (c) y (d) para fase *b* y (e) y (f) fase *c*, para el SMC convencional y SM-ERL respectivamente.

El rendimiento de la corriente inyectada en estado permanente se obtiene a través del análisis frecuencial a través de la transformada rápida de Fourier (FFT), de la herramienta Matlab/Simulink. La Figura 3.6 presenta el THD de las tres fases, utilizando ambas técnicas de control. Se analizan 6 ciclos de la señal medida, se observa en la Figura 3.6(a) y la Figura 3.6(b) para la fase *a*, la Figura 3.6(c) y la Figura 3.6(d) para la fase *b* y la

Figura 3.6(e) y la Figura 3.6(f) para la fase c , aplicando la técnica SMC convencional y SM-ERL, respectivamente.

Tabla 3.2: Resumen THD de corriente inyectada a la red para los métodos de control aplicados.

SMC	THD (i_a)	THD (i_b)	THD (i_c)	Promedio
Convencional	1,66	3,52	3,58	2,92
ERL	1,28	2,34	2,35	1,99

A partir de los resultados mostrados en la Figura 3.6, el SM-ERL produce menor distorsión armónica. En la Tabla 3.5 se muestra un resumen de los resultados por cada fase, observándose un promedio de THD de 2,92% para el SMC convencional, mientras que, para el SM-ERL un promedio de 1,99%. Con ambas estrategias de control, los resultados indican un cumplimiento de la norma IEC 61727 para sistemas de interconexión a redes, la cual indica que la distorsión armónica total de la corriente inyectada debe ser inferior al 5%.

La corriente inyectada en estado estacionario utilizada para el cálculo del THD se presenta en la Figura 3.7, aplicando el SMC convencional y el SM-ERL respectivamente.

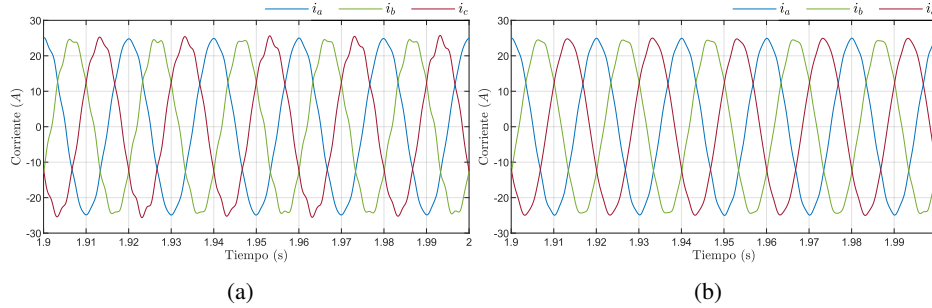


Figura 3.7: Corriente de salida en estado estacionario utilizada para el cálculo del THD utilizando: (a) SMC convencional. (b) SM-ERL.

En la Figura 3.8 se muestra el funcionamiento del SMC convencional para el seguimiento de la corriente de referencia en el marco $(d - q)$. De igual forma, la Figura 3.9, muestra el seguimiento utilizando el SM-ERL. Ambas técnicas de control, muestran el chattering y algunos picos al inicio porque la trayectoria de los estados del sistema puede desviarse de la superficie de deslizamiento. Estos problemas son intrínsecos del SMC de primer orden.

En la Figura 3.8(b) y Figura 3.9(b), se realiza un aumento de la corriente activa de referencia en el momento de conexión a la red, pudiéndose observar que ambas técnicas poseen buen seguimiento ante este cambio.

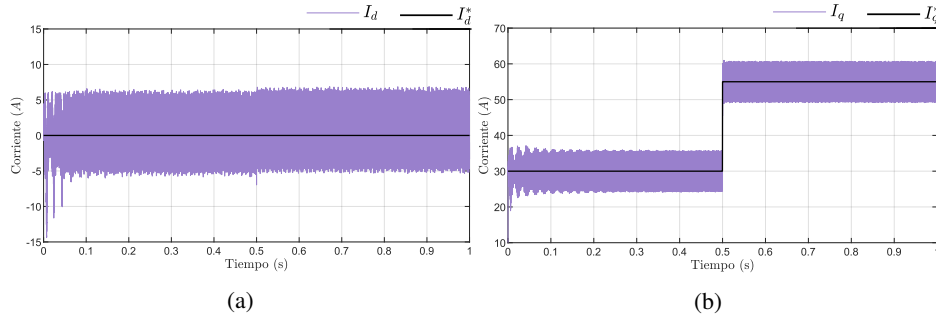


Figura 3.8: Funcionamiento del SMC convencional para el control de la corriente activa y reactiva. (a) I_d , corriente reactiva, rendimiento del SMC convencional. (b) I_q , corriente activa, rendimiento utilizando el SMC convencional.

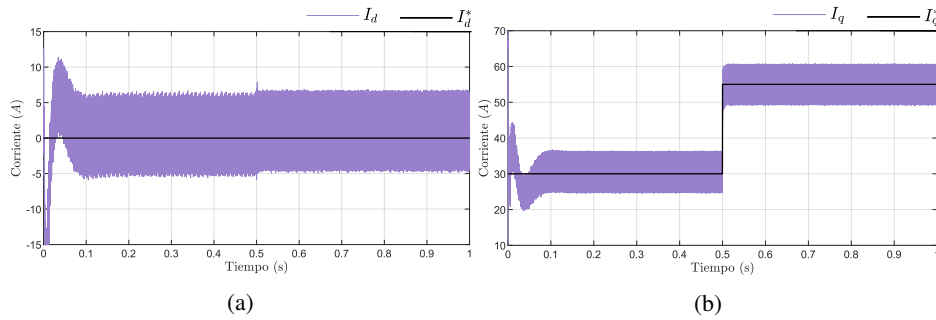


Figura 3.9: Funcionamiento del SM-ERL para el control de la corriente activa y reactiva. (a) I_d , corriente reactiva, rendimiento del SM-ERL. (b) I_q , corriente activa, rendimiento utilizando el SM-ERL.

El rendimiento de la corriente de seguimiento se obtiene mediante los cálculos de RMSE y RF. En la Tabla 3.3 se detallan dichos resultados aplicando ambas técnicas de control. En ambos casos los valores calculados son similares, obteniendo mejores resultados con el SM-ERL.

Tabla 3.3: RMSE y RF de las corrientes controladas para los métodos de control aplicados.

SMC	RF		RMSE	
	Id	Iq	Id	Iq
Convencional	2,373 A	2,002 A	2,4807 %	2,0207 %
SM-ERL	2,355 A	1,997 A	2,4889 %	2,0172 %

Para mostrar la importancia de la frecuencia de muestreo f_s en cuanto al chattering producido en la corriente, se realizan pruebas con una frecuencia inferior $f_s = 10$ kHz. La Figura 3.10 muestra el funcionamiento del SMC convencional con respecto a las corrientes activa y reactiva con la nueva frecuencia de muestreo. De igual manera en la Figura 3.11 se muestran los resultados utilizando el SM-ERL.

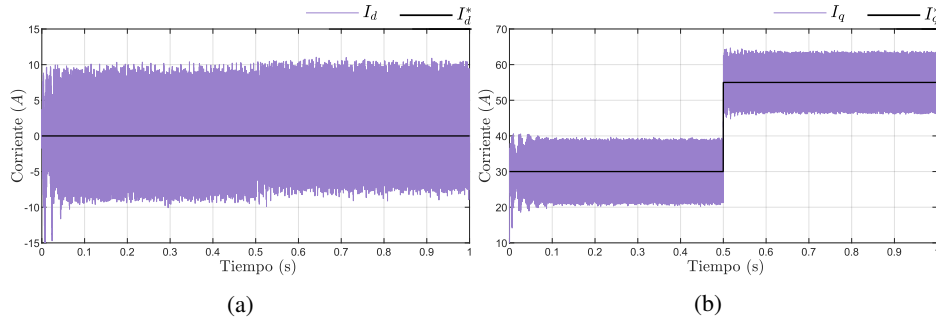


Figura 3.10: Funcionamiento del SMC convencional para el control de la corriente activa y reactiva a $f_s = 10$ kHz. (a) I_d , corriente reactiva, rendimiento del SMC convencional. (b) I_q , corriente activa, rendimiento utilizando el SMC convencional.

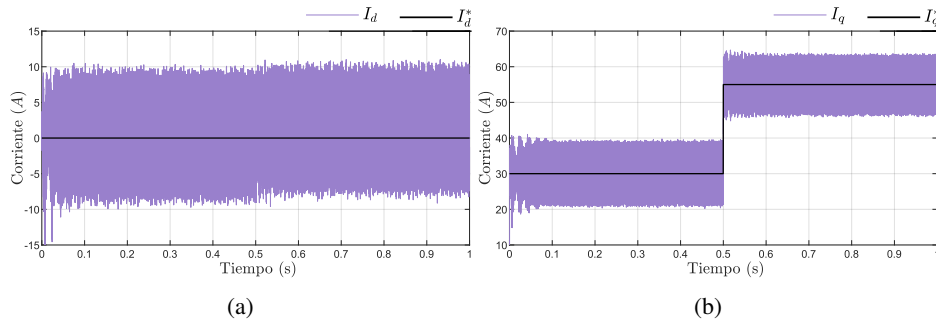


Figura 3.11: Funcionamiento del SM-ERL para el control de la corriente activa y reactiva a $f_s = 10$ kHz. (a) I_d , corriente reactiva, rendimiento del SM-ERL. (b) I_q , corriente activa, rendimiento utilizando el SM-ERL.

El chattering producido en la Figura 3.10 y Figura 3.11 son significativamente mayores con la frecuencia mencionada en la Tabla 3.1. Se realizan los mismo cálculos de RF y RMSE con la nueva frecuencia de muestreo, los resultados se encuentran en la Tabla 3.4. Donde también se puede apreciar un aumento comparando con los resultados en la Tabla 3.3. Comprobando así, como estudiado en la literatura sobre el control deslizante, que la frecuencia de muestreo ideal es igual a infinito para casos de primer orden.

Tabla 3.4: RMSE y RF de las corrientes controladas para los métodos de control aplicados a $f_s=10\text{kHz}$.

SMC	RF		RMSE	
	Id	Iq	Id	Iq
Convencional	3,749 A	3,198 A	3,9023 %	3,2206 %
SM-ERL	3,743 A	3,182 A	3,9366 %	3,2155 %

Tabla 3.5: Resumen THD de corriente inyectada a la red para los métodos de control aplicados con $f_s=10\text{kHz}$.

SMC	THD (i_a)	THD (i_b)	THD (i_c)	Promedio
Convencional	4,71	4,72	4,90	4,77
ERL	4,31	3,64	3,63	3,86

3.4.2 Respuesta del sistema a cambios en la red eléctrica

Uno de los puntos importantes de los sistemas de DG conectados a la red eléctrica, es su respuesta a cambios que pueden generarse en la red, como frecuencia y fase. Por lo tanto, dentro de esta sección, se realizan ensayos para observar el comportamiento del sistema ante estos cambios.

3.4.2.1 Ensayo a cambio de frecuencia Para poder analizar el tiempo y calidad de respuesta del sistema, se realizan ensayos cambiando las referencias de la red eléctrica de forma brusca. Primeramente un ensayo para cambios de frecuencia de la red.

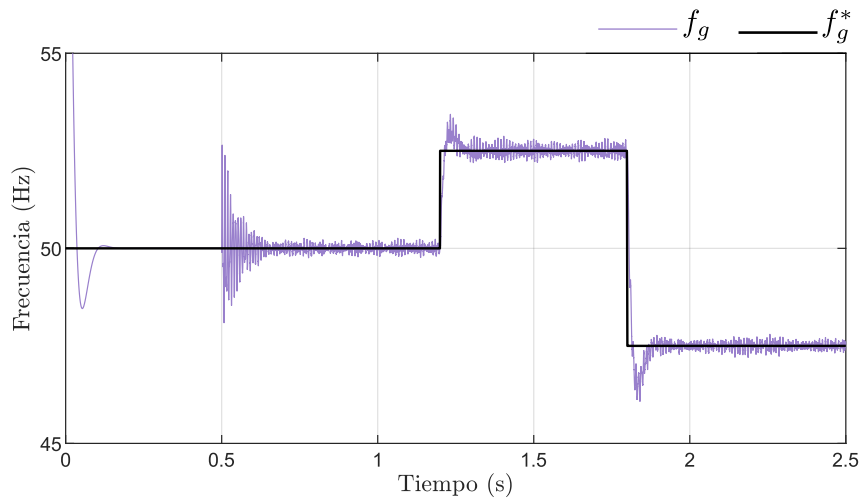


Figura 3.12: Respuesta del sistema para cambios de frecuencia en la red eléctrica.

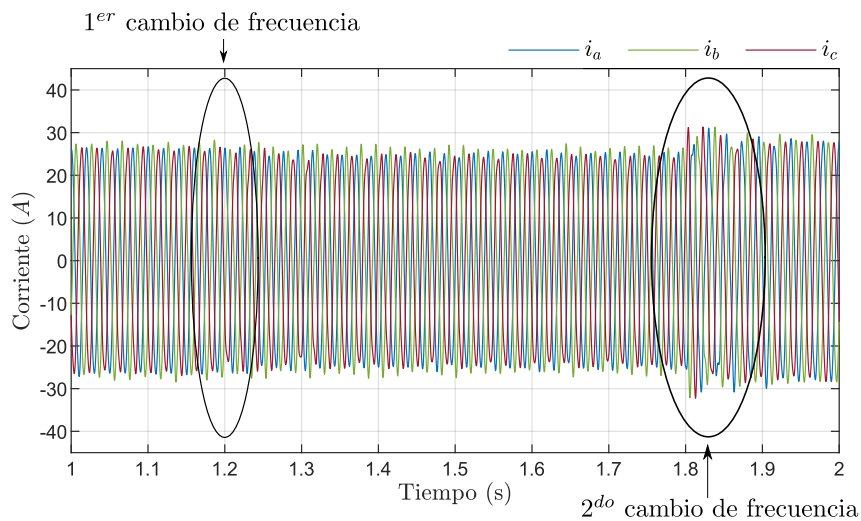


Figura 3.13: Respuesta de la corriente inyectada a la red para cambios de frecuencia.

En la Figura 3.12 se muestra el error de seguimiento para cambios de frecuencia, se observa la frecuencia de referencia y el seguimiento de la salida controlada por el PLL. El tiempo de conexión a la red eléctrica es de 0,5 seg. El primer cambio de frecuencia ocurre en el tiempo de 1,2 seg con un aumento de 2,5 Hz y luego una disminución de 5 Hz en el tiempo 1,8 seg.

La Figura 3.13, muestra la respuesta que se presenta en la corriente inyectada, con respecto a los cambios de frecuencia mostrados anteriormente. En el segundo cambio se puede apreciar un cambio brusco en las señales debido a que el cambio de frecuencia es el doble que en el primer caso.

3.4.2.2 Ensayo a cambio de fase Continuando con los ensayos, se presenta el cambio de fase de la red eléctrica para analizar la respuesta del PLL con respecto al seguimiento de la referencia y los cambios presentados en la corriente inyectada.

Se realizan dos cambios de fase como se muestra en la Figura 3.14, el primer cambio en el tiempo 0,8 seg con un aumento de $\pi/18$ radianes a las tres señales de voltaje de la red eléctrica y luego, una disminución de $\pi/9$ en el tiempo 1,2 seg. La respuesta de la corriente inyectada se observa en la Figura 3.15, donde nuevamente para el segundo cambio se observa mayor distorsión transitoria debido a que el cambio es mayor.

En ambos ensayos realizados, se observa un buen seguimiento de referencia ante cambios bruscos de la red eléctrica. También, la corriente inyectada rápidamente vuelve al estado estacionario luego de los cambios producidos.

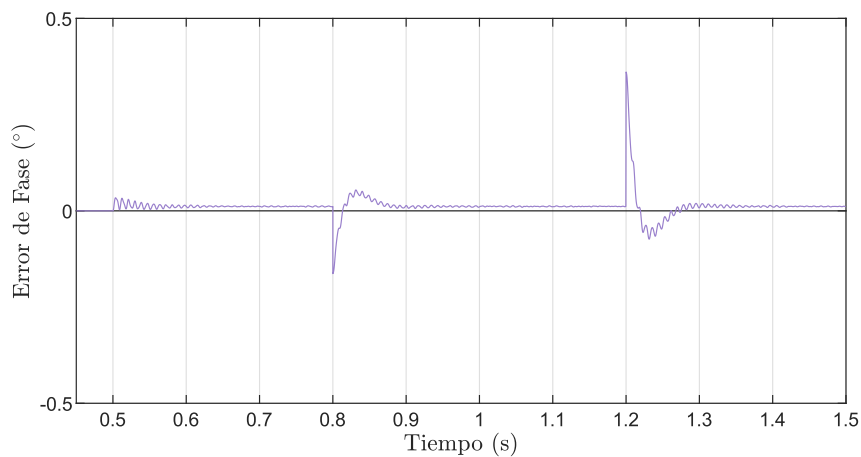


Figura 3.14: Respuesta del sistema para cambios de fase en la red eléctrica.

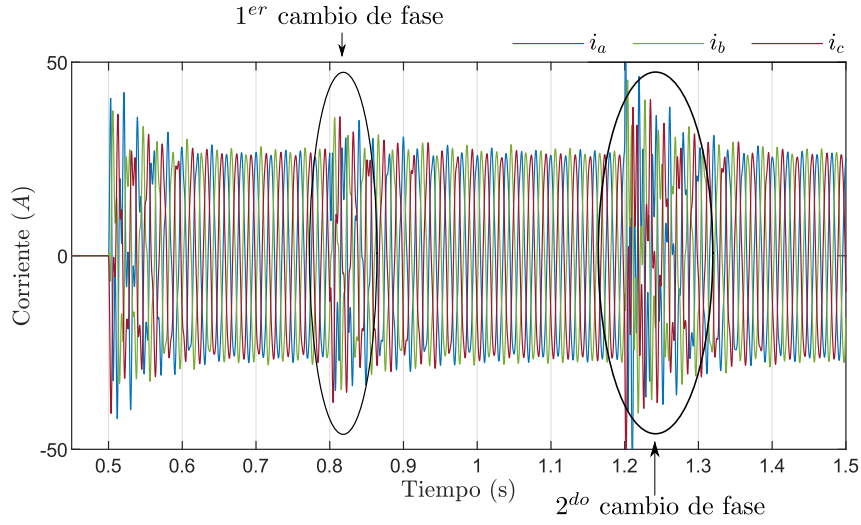


Figura 3.15: Respuesta de la corriente inyectada a la red para cambios de fase.

3.5 Validación experimental

La técnica SM-ERL es implementada en la bancada de potencia, debido a que presentó mejores resultados en comparación con el SMC convencional en las simulaciones realizadas, para validar experimentalmente su desempeño. Esta bancada consiste resumidamente en un generador AC trifásico que pasa por un rectificador y luego un inversor utilizando IGBT, luego el filtro LCL, el transformador y un varivolt trifásico que actúa como red eléctrica. El convertidor es controlado por un procesador digital de señales (DSP) F28335 utilizando el software Code Composer 9.0.1. Los parámetros utilizados se encuentran listados en la Tabla 3.6.

En comparación con los parámetros utilizados para obtener los resultados de simulación, uno de los parámetros que presenta una importante diferencia es el voltaje V_{dc} , que alcanza un valor inferior debido a los equipos utilizados en la bancada, el cual produce cambios en los resultados obtenidos debido a la sobremodulación y en consecuencia, armónicos de bajo orden en la corriente inyectada. También, por falta de sensores en los voltajes del capacitor del filtro, en las ecuaciones de control se utilizan los voltajes de la red.

Tabla 3.6: Parámetros eléctricos de la bancada experimental.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Red eléctrica			
Frecuencia de la fuente	f_g	50	Hz
Tensión de la fuente	v_g	230	Vrms
Resistencia de la fuente	R_g	0,1	Ω
Inductancia de la fuente	L_g	220	μH
Resistencia trafo	R_t	0,1	Ω
Inductancia trafo	L_t	220	μH
Convertidor			
Voltaje DC-Link	V_{dc}	560	V
Resistencia del filtro	R_{f1}, R_{f2}	0,1	Ω
Inductancia del filtro	L_{f1}, L_{f2}	470	μH
Capacitancia del filtro	C	100	μF
Resistencia de descarga	R_c	500	$\text{k}\Omega$
Parámetros de control			
Frecuencia de muestreo	f_s	10	kHz
Corriente de referencia	I_q^*	20	A
Ganancia SMC convencional	K	10	-
Ganancia SM-ERL	δ	0,1	-
	λ	150	-
	p	2	-
	k'	1	-

En la Figura 3.16 se observa el voltaje de la red sincronizada con el voltaje del capacitor del filtro, antes de conectar a la red. También se observa en la figura el voltaje V_{dc} y corriente a la salida del filtro i_f .

Se utilizaron dos valores para la corriente de referencia implementando el SM-ERL. En la Figura 3.17, se observa la respuesta del sistema aplicando un valor de referencia de 10A. Si bien la corriente posee armónicos, la frecuencia fundamental de la misma es de 50Hz. De igual forma, se presentan los resultados del sistema con una corriente de referencia de 5A en la Figura 3.18. Donde, en ambos casos se observa rizado en el voltaje V_{dc} .

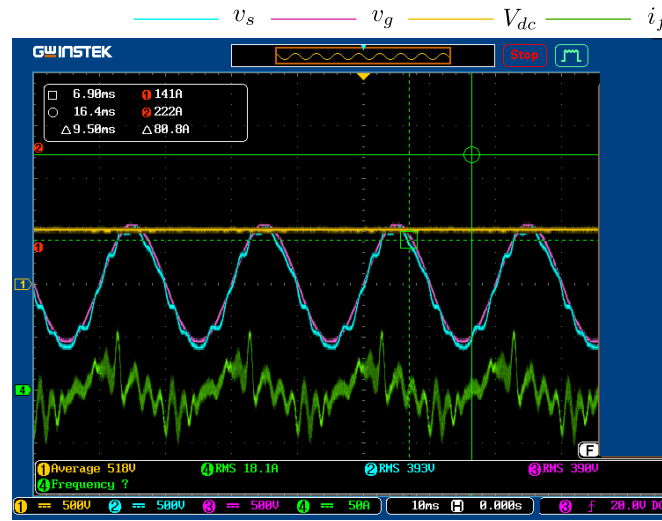


Figura 3.16: Evolución de los voltajes antes de conectar a la red.

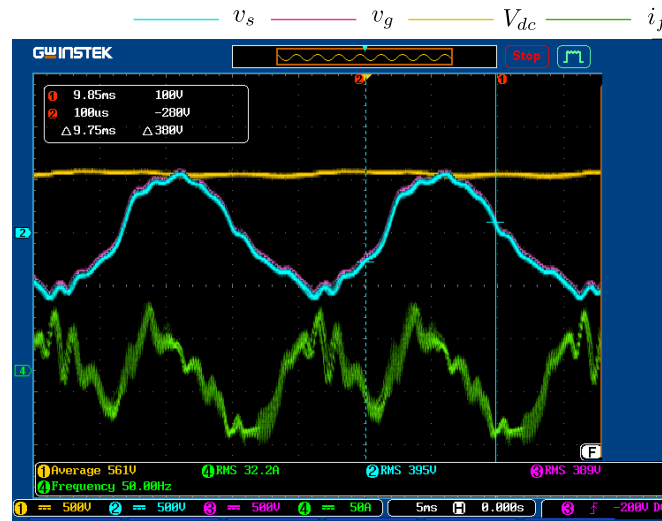


Figura 3.17: Evolución de la corriente inyectada aplicando el SMC-ERL con $I_q^* = 10\text{A}$.

Cabe resaltar que los resultados experimentales mostrados son resultados preliminares debido a que no se consiguió trabajar en las condiciones ideales debido a algunos elementos montados en la bancada para la implementación de la técnica de control analizada. Sin embargo, se logró la implementación de la técnica de control de corriente, obteniendo una frecuencia fundamental de 50Hz.

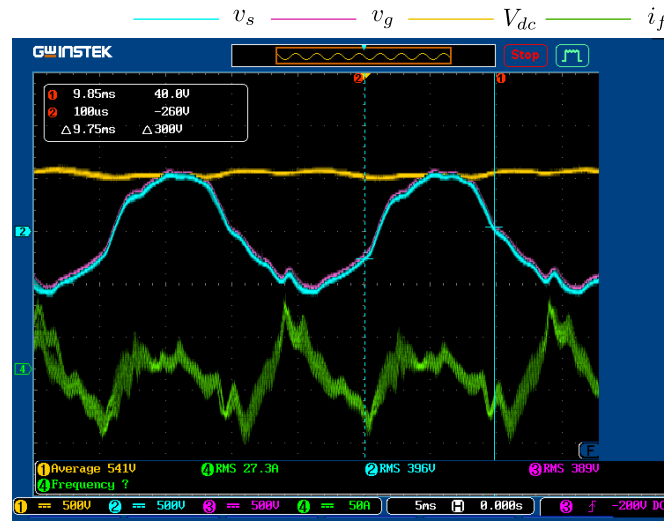


Figura 3.18: Evolución de la corriente inyectada aplicando el SMC-ERL con $I_q^* = 5A$.

CAPÍTULO 4

CONCLUSIÓN Y TRABAJOS FUTUROS

En este capítulo se presenta la conclusión final a partir de los resultados obtenidos en el TFM, así también, posibles trabajos futuros relacionados a la línea de investigación.

4.1 Conclusión

El presente TFM ha abordado el estudio de algoritmos del SMC aplicado al VSI para su interconexión a redes, un estudio teórico del modelo matemático del mismo. Las principales contribuciones y conclusiones se resumen a continuación:

- Se aplicó el algoritmo SMC convencional y SM-ERL para el control de corriente inyectada a la red.
- Se elaboró un entorno de simulación utilizando la herramienta de Matlab/Simulink para aplicar los esquemas de control analizados y a modo de comparar ambos métodos de control.

- Se ha analizado y evaluado la estrategia de control aplicado al VSI con base a los parámetros de RF y RMSE, a modo de evaluar el seguimiento de la referencia. Y los parámetros de THD a la corriente inyectada a la red para evaluar la calidad de la misma.

El análisis de los resultados indican un cumplimiento de la norma IEC 61727 para sistemas de interconexión de redes, la cual indica que la distorsión armónica total de la corriente inyectada debe ser inferior al 5%. Así, para la frecuencia de muestreo $f_s = 16\text{kHz}$ tanto el control SMC convencional y el SM-ERL cumplen con la norma, presentando un THD de 2,92% y 1,99%, respectivamente. En estos resultados se puede apreciar el mejor funcionamiento del SM-ERL comparando con la técnica SMC convencional.

- En lo que se refiere a los índices de calidad establecidos para el seguimiento de la referencia, se ha observado que ambas técnicas de control poseen una distorsión importante debido al chattering que se produce por tratarse de un control deslizante de primer orden.
- Se ha observado la respuesta del sistema ante cambios bruscos de los parámetros de la red eléctrica, realizando ensayos para cambios de frecuencia y fase de la misma. Según los resultados obtenidos mediante simulaciones, se concluye que el sistema posee un buen seguimiento ante los cambios presentados.
- Se ha realizado la validación experimental de la estrategia de control SM-ERL, debido a que presenta mejores resultados en cuanto a la calidad de la corriente inyectada a la red comparado con el SMC convencional, mediante la implementación del algoritmo a la bancada de potencia con un DSP, para observar su desempeño.

4.2 Trabajos Futuros

Los aspectos más relevantes del presente TFM, en lo que respecta al algoritmo SMC aplicado al VSI para interconexión de sistemas de DG, a seguir investigando en trabajos futuros son:

- Realizar un estudio comparativo con otros métodos de control como el PI y MPC para el control de corriente inyectada a la red.
- Aplicar otros métodos para limitar los problemas del chattering, como el enfoque dinámico del SMC.

- Implementar algoritmos del SMC de segundo orden, como el súper torcido, para comparar los resultados con los obtenidos dentro de este TFM.
- Implementar un lazo exterior de control de voltaje del DC-Link que proporcione la corriente de referencia para el lazo de control de corriente activa, de acuerdo con la potencia de salida necesaria.
- Mejorar los resultados experimentales con un generador DC que alcance un valor de 700V para evitar la sobremodulación del sistema. Así también, incorporar sensores de voltaje al capacitor del filtro para mejorar las ecuaciones de control utilizadas.

Parte III

ANEXOS

A

ARTÍCULOS PUBLICADOS

En este apartado se presentan las publicaciones de los artículos científicos presentados en conferencias durante esta Tesis de Maestría.

A continuación se presenta una lista de los artículos publicados y que seguidamente se anexan en este apartado:

Publicaciones en conferencias internacionales

1. Predictive Current Control for a Neutral Point Clamped Inverter Considering SiC-MOSFET as Switches and Using a Photovoltaic Power Source. AEIT International Annual Conference, 2019. (Best Student Contest Award)
2. Model Predictive Current Control of Dual-Mode Voltage Source Inverter Operations: Islanded and Grid-Connected, 2020.

CAPÍTULO 2

PREDICTIVE CURRENT CONTROL FOR A NEUTRAL POINT CLAMPED INVERTER CONSIDERING SiC-MOSFET AS SWITCHES AND USING A PHOTOVOLTAIC POWER SOURCE. AEIT INTERNATIONAL ANNUAL CONFERENCE

- Luís Morínigo, *Thalia Morel*, Jorge Rodas and Raúl Gregor, "Predictive Current Control for a Neutral Point Clamped Inverter Considering SiC-MOSFET as Switches and Using a Photovoltaic Power Source.", AEIT International Annual Conference, DOI:10.23919/AEIT.2019.8893333, 2019.

Predictive Current Control for a Neutral Point Clamped Inverter Considering SiC-MOSFET as Switches and Using a Photovoltaic Power Source

1st Luís Morínigo

Maestría en Ingeniería Electrónica
Universidad del Cono Sur de las Américas
Asunción, Paraguay
lmorinigo@alumnomie.ucs.edu.py

2nd Thalia Morel

Maestría en Ingeniería Electrónica
Universidad del Cono Sur de las Américas
Asunción, Paraguay
tmorel@alumnomie.ucs.edu.py

3rd Jorge Rodas

Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control
Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
jrodas@ing.una.py

4th Raúl Gregor

Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control
Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
rgregor@ing.una.py

Abstract—This paper proposes a predictive current control of a three-phase 3-level neutral point clamped (3L-NPC) inverter. The main contribution of this paper is the analysis of the effects of the DC LINK voltage on the output of the 3L-NPC on a specific class of power semiconductor, namely SiC-MOSFET. The power source of the DC LINK is a photovoltaic array, the process to choose the number of series panels is a heuristic method. All analyses and results were conducted through simulations, using Matlab/Simulink.

Index Terms—Neutral point clamped converter, predictive current control, photovoltaic system, SiC-MOSFET.

I. INTRODUCTION

The solar photovoltaic (PV) system, like all available renewable sources, have several advantages such as clean energy and potential to provide sustainable electricity to remote areas [1]. However, the restrictions on the development of grid-connected PV systems are the cost of PV modules and the challenges for the grid connection [2], [3]. Because of these challenges, it is necessary to optimize the connection of PV systems by using high-efficiency power converters. In general, for low power applications, the two-level voltage source converters are still positioned as the most used in PV generation systems. However, due to the increase in power of the PV systems, the study and implementation of new power converter schemes were tracked in the last decade. In that context, multilevel converters have appeared as a solution to high voltage/power applications [4].

Among the multilevel power converters, one of the most used, is the commonly called neutral point clamped (NPC). This power converter has several advantages, including output waveforms with higher quality, less stress of type $\frac{dv}{dt}$ in switching devices, the ability to split the necessary blocking voltage into two series-connected devices, the switching

frequency can be increased if necessary without losing much efficiency and a reduction in the size of the filters [5], [6].

Regarding the control of power converter, the model predictive control (MPC) has become a popular choice during the last decade. Its fast dynamic response, as well as the ease in the inclusion of restrictions and nonlinearities, are just a few of the advantages of MPC [7], [8]. For those reasons, several works have studied and implemented the MPC for voltage source converters [9], active power filters [10], [11], matrix converters [12], multiphase machines [13]–[20] and so on. In this work, the MPC is applied as a predictive current controller of the NPC with the aims of achieving good dynamic response and good current tracking. For better performance of the MPC, a high sampling frequency is recommended [21]. This requirement can be fulfilled with powerful digital signal processors available nowadays.

A higher switching frequency of the NPC can be also achieved by using state-of-the-art semiconductors, such as the SiC-MOSFET [22], [23]. To consider the use of this semiconductor in the study, it is necessary to model it on Matlab/Simulink. The existing models of SiC-MOSFET are mostly in PSPICE and have problems in some applications [24].

In this context, this paper proposes the predictive current control of the SiC-MOSFET based NPC fed by PV power source. Theoretical study based on computational simulations is provided to validate the proposed digital controller.

II. PV SYSTEM

A. PV cell modeling

A photocell unit is a power semiconductor device that transforms a light source into an electrical source due to the PV effect [25]. If the photon energy source is greater than the

semiconductor bandgap, the flow of electrons is generated in the form of a current source. However, a PV cell is different from a photodiode because, in a photodiode, the light source falls into the junction channel N of the semiconductor and obtains a signal of renewed current or voltage; while in the PV cell it is always in a condition skewed forward [26], [27].

Most of the datasheets provided by manufacturers do not provide sufficient information on parameters that depend on weather conditions, such as irradiance and temperature. It is, therefore, necessary to make some assumptions regarding the physical nature of cell behavior to establish a mathematical model of the cell and PV module, also, of course, to the use of information provided by the constructors. There are differences among the equivalent circuits depending on the simplifications made within it as can be seen in [28]. In the Fig. 1 is the equivalent circuit used for the PV system.

The $I(V)$ characteristic of a PV cell is a non-linear equation with multiple parameters classified as follows: those provided by the constructors, those known as constants and those that must be computed [28]. The parameters to be calculated are presented in the following equations:

$$I_{ph} = [I_{sc} + k_s \times (T - 298)] \times \frac{G}{1000} \quad (1)$$

where I_{ph} is the photocurrent, I_{sc} represents the short-circuit current of the PV panel, k_s is the short-circuit current of the cell at 25 °C and 1000 W/m², T known as the temperature on the panel and G as the irradiance.

$$I_{rs} = \frac{I_{sc}}{\exp\left(\frac{V_{oc}}{V_t}\right) - 1} \quad (2)$$

being I_{rs} the inverse saturation current, V_{oc} the open circuit voltage and V_t thermal voltage.

$$I_{sh} = \frac{V + I \times R_s}{R_{sh}} \quad (3)$$

where I_{sh} is the current through shunt resistor, R_s the series resistance, R_{sh} the shunt resistance and V is the output voltage.

$$I_o = I_{rs} \times \left(\frac{T}{T_n}\right)^3 \times \exp\left[\frac{q \times E_g \times (1/T_n - 1/T)}{n \times K}\right] \quad (4)$$

where I_o is the saturation current, T_n the nominal temperature equivalent to 298 K, q the charge of the electron, E_g bandgap energy of the semiconductor, n the suitability factor and K Boltzmann's constant (J/K).

$$V_t = \frac{(n \times K \times N_s \times T)}{q} \quad (5)$$

know as the diode thermal voltage V_t , which is dependent of the temperature, Boltzmann's constant, electron charge and N_s which corresponds to the number of cells connected in series.

$$I = I_{ph} - I_o \times \left[\exp\left(\frac{V + I \times R_s}{V_t}\right) - 1\right] - I_{sh} \quad (6)$$

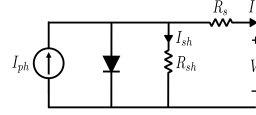


Fig. 1. Equivalent circuit of the PV cell

finally, the output current I of each PV cell is obtained.

B. Characteristics of the PV Module

From the equations described for the equivalent circuit of the selected PV module, it is proceeded with the simulation to obtain the desired parameters such as voltage, current and power.

A PV module has a unique current-voltage (I-V) characteristic curve for each irradiation and temperature condition; an increment in the PV module temperature decreases the output power. As an example, we have the characteristic curves of a solar module of 49 W. Fig. 2 shows the effect of the temperature variation on the characteristics power-voltage of the panel at constant irradiation of 1000 W/m². Since environmental conditions are constantly changing to improve the efficiency of PV modules, it is necessary to keep the module at a low temperature to ensure that it operates at its maximum power point.

The $I(V)$ characteristics are presented in Fig. 3 varying the temperature from 25 °C to 65 °C with constant irradiance under standard test conditions of 1000 W/m². By graphically representing the PV module characteristic curves a significant difference in power level can be seen affecting not only the efficiency of the system but also its service life.

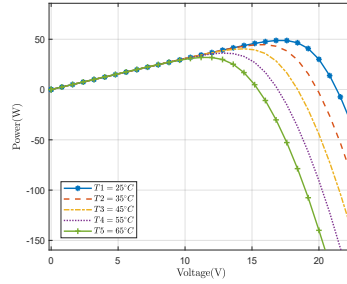


Fig. 2. Simulation results of PV array with P(V) characteristics

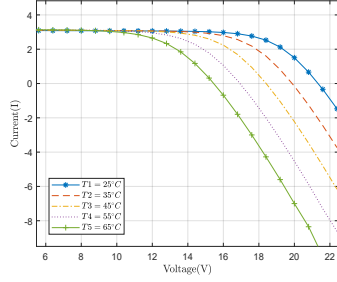


Fig. 3. Simulation results of PV array with I(V) characteristics

TABLE I
CHARACTERISTICS OF PR100-12S 100 W PV MODULE

P_{mp}	100 W	N_s	32
I_{mp}	5.7 A	n	1.2
V_{mp}	17.5 V	k_1	0.0032 A
I_{sc}	6.3 A	K	1.38e-23
V_{oc}	21.5 V	q	1.6e-19
R_s	0.35 Ω	E_{go}	1.1

From the parameters of the PV panel found in Table I, and (1)-(6) was made the system that has the PV module as energy generation.

III. MATHEMATICAL AND TOPOLOGICAL MODEL OF THE 3L-NPC INVERTER

A. Modelling of SiC-MOSFET on MATLAB/Simulink

MATLAB/Simulink is a powerful and very use software in the academy for the theological studies. However, it has some limitations in physical models, particularly the case of SiC-MOSFET.

In this context and considering that the software does not have a SiC-MOSFET model to implement on the NPC inverter, this transistor has been modeled as in [24], but in this work has been chosen the CREE CAS120M12BM2 as a study case, being able to choose any other commercial device without altering the conclusions that are derived from this work.

B. DC LINK Source Dimension Method

The PV panel used in this article as an array of one cell or module has the peak output voltage that is shown in the Table I, in Table IV can be observed the chosen heuristically values of PV arrays, to have other levels of peak voltage outputs. Hypothetically based on the max drain-source voltage

TABLE II
CHARACTERISTICS OF CREE CAS120M12BM2 SiC-MOSFET

V_{dsmax}	Drain-Source max Voltage	1.2 kV
L_d	Drain Inductance	90 nH
C_{gd}	Gate-Drain Capacitance	70 pF
C_{gs}	Gate-Source Capacitance	6300 pF
R_g	Gate Resistance	1.8 Ω
R_{on}	FET Resistance	13 m Ω
L_{don}	Diode Inductance	15 nH
R_d	Diode Resistance	0.2 Ω
V_f	Diode Forward Voltage	1.5 V
R_s	Snubber Resistance	0.26 Ω
C_s	Snubber Capacitance	40 pF

supported by the transistors modeled, that can be seen in the Table II, and the NPC topology, the fault point of the inverter in terms of the voltage level on DC LINK has to be equal to $2 \times V_{dsmax} \approx 2.4$ kV.

C. NPC Description and Modelling

The NPC diagram is shown in Fig. 4, where it can be seen that it is composed of 12 active switches and 6 clamping diodes. In the DC side of the inverter, the DC LINK is composed of two capacitors, preferentially, identical and a neutral point named **n**.

The variable S_x represents the state of commutation of phase x, with $x = a, b, c$, and has three possible values $V_{dc}/2$, $-V_{dc}/2$ and 0 [29]. In Table III can be seen the possible states corresponding to the output voltage of the inverter.

The variables that depends of the states of commutation are represented by H_{1x} and H_{2x} and are defined as follow:

$$H_{1x} = \begin{cases} 1 \rightarrow & \text{if } S_x = + \\ 0 \rightarrow & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

$$H_{2x} = \begin{cases} 1 \rightarrow & \text{if } S_x = - \\ 0 \rightarrow & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

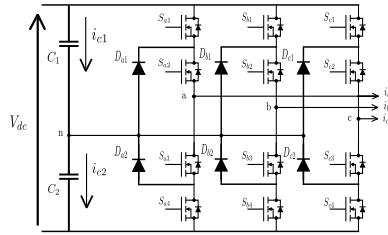


Fig. 4. 3L-NPC inverter circuit topology

The discrete-time model of the NPC output current is:

$$i^P(k+1) = \left[\left(1 - \frac{R \times T_s}{L}\right) \hat{i}(k) + \frac{T_s}{L} V(k) \right] \quad (9)$$

being $V(k)$ the voltage vector under evaluation and T_s the sampling time.

IV. MPC CONTROL STRATEGY

For the algorithm of an MPC, the process can be divided into three important stages. The first step is to identify all possible switching states and their relations with input/output currents, then initialize the optimal switching value and cost function, predict the load currents, compute the cost function that will represent the desired behavior of the system, and finally, apply the optimal switching state [30].

The proposed current control block diagram, based MPC approach, is shown in Fig. 5. The future values of the load current are provided for the 27 states of commutation by the NPC inverter, states that are shown in Fig. 6. Note that it is necessary to take measures of the actual load current values also. Then, with the predictions (9) and (10), the cost function g , evaluated in each state of commutation. The switching state that minimizes the cost function is selected and applied during the next sample period [31].

Recent trends on MPC techniques apply a second-ahead prediction horizon in order to compensate the delay. As a consequence, a reduction of the load currents ripple is obtained [32], [33]. Then, (9) is used to obtain the prediction as follows:

$$i^P(k+2) = \left[\left(1 - \frac{R \times T_s}{L}\right) \hat{i}(k+1) + \frac{T_s}{L} V(k+1) \right] \quad (10)$$

being $\hat{i}(k+1)$ the estimated load current at $k+1$.

The cost function aims to minimize the error between the expected load currents $i^P(k+2)$ and their references $i_{ref}(k+2)$ and is represented as follows:

$$g = [i_{ref}(k+2) - i^P(k+2)]^2 \quad (11)$$

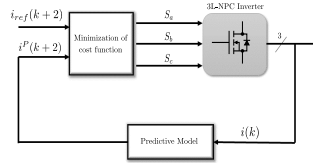


Fig. 5. Diagram of the predictive current controller applied to the 3L-NPC inverter

TABLE III
COMMUTATION STATES AND OUTPUTS FOR ONE PHASE OF THE NPC

S_x	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	S_n
0	1	0	0	1	0
+	1	1	0	0	$V_{dc}/2$
0	0	1	1	0	0
-	0	0	1	1	$-V_{dc}/2$

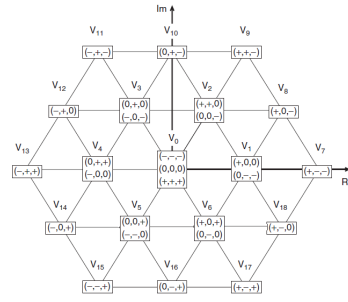


Fig. 6. Possible voltage vectors and switching states generated by the 3L-NPC [7]

V. SIMULATION RESULTS

In order to validate the proposed predictive current controller, a custom Simulink model of the system has been designed. For all simulations analysis, a sampling frequency of 100 kHz has been used.

In this section, Table IV, at its third column shows the percentage of total harmonic distortion (THD) of the output controlled current in each case of cell array. It is observed that when reaching the number of 140 modules, equivalent to a superior value of 2.4 kV, the THD of the current begins to increase exponentially.

TABLE IV
SENSIBILITY OF THE THD BY EACH PV ADDING IN SERIES

Cell Array	$V_{dc}(V)$	THD(%)
1	18.17	0.5
3	54.51	0.49
10	181.7	0.48
50	908.5	0.47
100	1817	0.38
120	2180.4	0.37
130	2362.1	0.35
140	2543.8	2.38
160	2907.2	11.3
180	3270.6	17.29

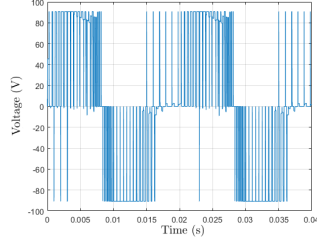
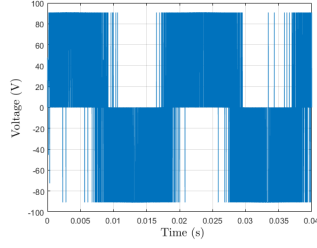
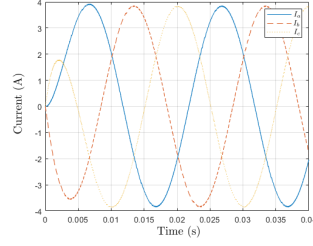
Fig. 7. V_{ab} graph using common switching methodsFig. 8. V_{ab} graph switching NPC with proposed MPC

Fig. 9. Load currents using the MPC

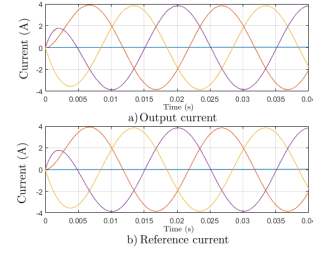


Fig. 10. Comparison between the output current and the reference current with the MPC

Considering this voltage limit, the rest of the results in the next subsection would be expressed under this limit. Specifically 5 series modules.

The results for the current MPC proposed are presented in this subsection. The principal objectives of this subsection are to show the characteristics of the control used over the 3L-NPC and the RL load studied.

The phase-phase voltage waveform of the NPC inverter using a non-controlled conventional commutation operation can be seen in Fig. 7 (the illustrative figure is of a 3L-NPC inverter activated by PWM). In the Fig. 8 can be seen the results of the same magnitude but corresponding to the control algorithm proposed in this article.

Can be noted in the Fig. 9 a very good waveform for the output current, this can be subtended looking at Fig. 10; even in the Table IV at tolerable levels of input voltage for the NPC inverter the THD on all the cases does not exceed 0.5, a very good level, especially if is considered in some moment an interconnection to the grid.

VI. CONCLUSION

In this work, a predictive current controller of a 3L-NPC inverter has been presented. A PV system has been used as a DC power source. The complete model of the 3L-NPC has been designed as well as the modeling of a non-standardized SiC-MOSFET, both by using Simulink. Then, a variation of the PV arrays has been studied. As a consequence, it is possible to state that, by this control procedure, under the study conditions previously presented, can be produced good results as a minimum absolute current error, a considerable fast dynamic response and a very small THD on the output current. Moreover, it could be noted that the model of SiC-MOSFET on Simulink based on its technical specifications reacts as expected when it operates under input voltage variations.

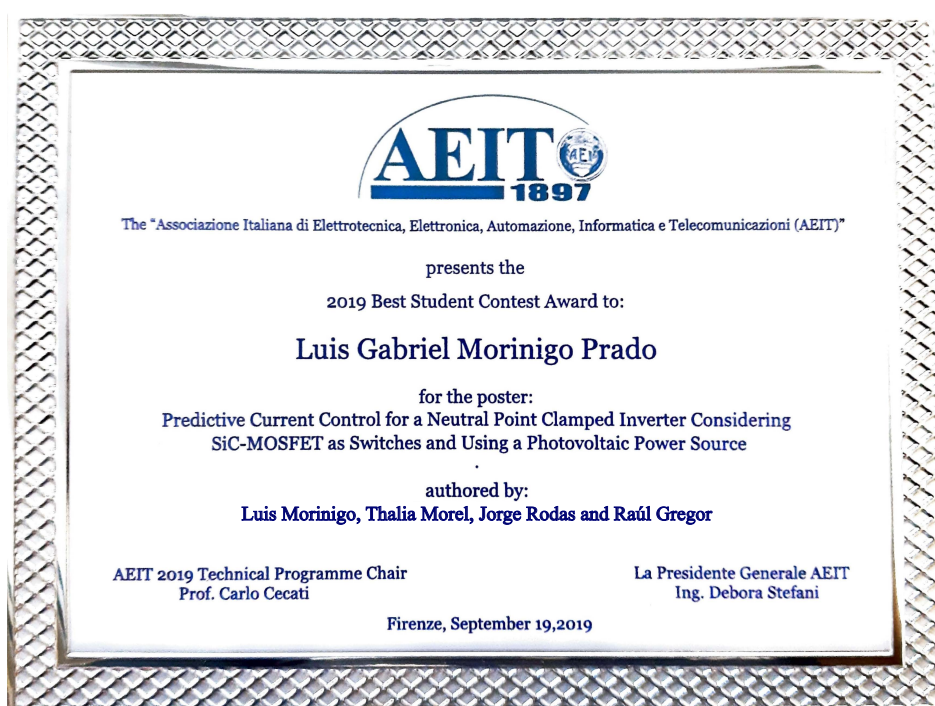
The next step, considering the results obtained, would be to implement this investigation and obtain the experimental results to have a contrast with the simulated results. In that case, the physical behavior of the components, particularly the semiconductors (PV-panels and switches) will be the key factors.

ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to thank the financial support from the Paraguayan Science and Technology National Council (CONACYT) through the "Maestría en Ingeniería Electrónica" (POSG17-69).

REFERENCES

- [1] A. Panda, M. Pathak, and S. Srivastava, "A single phase photovoltaic inverter control for grid connected system," *Sadhana*, vol. 41, no. 1, pp. 15–30, 2016.
- [2] A. Chatterjee, A. Keyhani, and D. Kapoor, "Identification of photovoltaic source models," *IEEE Transactions on Energy conversion*, vol. 26, no. 3, pp. 883–889, 2011.
- [3] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. Ruppert Filho, "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1198–1208, 2009.
- [4] Y. Li, X. Yang, W. Chen, T. Liu, and F. Zhang, "Neutral-point voltage analysis and suppression for npc three-level photovoltaic converter in lvt operation under imbalanced grid faults with selective hybrid svpwm strategy," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1334–1355, 2019.
- [5] L. Ning, L. Wanting, Z. Hui, W. Shuzheng, and X. Liansong, "A novel modulation strategy of three level npc converter," in *2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. IEEE, 2018, pp. 1347–1351.
- [6] S. A. Khan, M. R. Islam, Y. Guo, and J. Zhu, "An amorphous alloy magnetic-bus-based sic npc converter with inherent voltage balancing for grid-connected renewable energy systems," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 29, no. 2, pp. 1–8, 2019.
- [7] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, 2012, vol. 40.
- [8] M. Joffe, A. M. Llor, and C. A. Silva, "Sensorless low switching frequency explicit model predictive control of induction machines fed by neutral point clamped inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018.
- [9] F. Gavilan, D. Caballero, S. Toledo, E. Maqueda, R. Gregor, J. Rodas, M. Rivera, and I. Araujo-Vargas, "Predictive power control strategy for a grid-connected 2l-vsi with fixed switching frequency," in *2016 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*. IEEE, 2016, pp. 1–6.
- [10] J. Rodas, R. Gregor, and A. Renault, "Modulated predictive current control for H-bridge active power filters," in *The 23rd World Multi-Conference on Systemics, Cybernetics and Informatics*. WMSCI, 2019, pp. 1–6.
- [11] R. Gregor and J. Rodas, "Finite-fixed switching predictive control technique for a 7-level cascaded H-Bridge multilevel active power filter: A comparative study," in *The 22nd World Multi-Conference on Systemics, Cybernetics and Informatics*. WMSCI, 2018, pp. 1–6.
- [12] J. Rodas, R. Gregor, Y. Takase, D. Gregor, and D. Franco, "Multi-modular matrix converter topology applied to the six-phase wind energy generator," in *2015 30th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*. IEEE, 2015, pp. 1–6.
- [13] J. Rodas, F. Barrero, M. R. Arahah, C. Martín, and R. Gregor, "On-line estimation of rotor variables in predictive current controllers: a case study using five-phase induction machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 9, pp. 5348–5356, 2016.
- [14] J. Rodas, C. Martín, M. R. Arahah, F. Barrero, and R. Gregor, "Influence of covariance-based als methods in the performance of predictive controllers with rotor current estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 2602–2607, 2017.
- [15] J. Rodas, R. Gregor, Y. Takase, H. Moreira, and M. Rivera, "A comparative study of reduced order estimators applied to the speed control of six-phase generator for a WT applications," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2013, pp. 5124–5129.
- [16] M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, J. Doval-Gandoy, O. Gonzalez, M. Saad, and M. Rivera, "Comparative study of predictive control strategies at fixed switching frequency for an asymmetrical six-phase induction motor drive," in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, May 2017, pp. 1–8.
- [17] O. Gonzalez, J. Rodas, M. Ayala, R. Gregor, M. Rivera, M. J. Duran, and I. Gonzalez-Prieto, "Predictive current control with Kalman filter observer for a five-phase induction machine operating at fixed switching frequency," in *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, June 2017, pp. 349–354.
- [18] O. Gonzalez, J. Rodas, R. Gregor, M. Ayala, and M. Rivera, "Speed sensorless predictive current control of a five-phase induction machine," in *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, June 2017, pp. 343–348.
- [19] O. Gonzalez, M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, G. Rivas, and J. Doval-Gandoy, "Variable-speed control of a six-phase induction machine using predictive-fixed switching frequency current control techniques," in *2018 9th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, June 2018, pp. 1–6.
- [20] O. Gonzalez, M. Ayala, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, and R. Gregor, "Predictive-fixed switching current control of a six-phase induction machine," *Energies*, vol. 12, no. 12, p. 2294, 2019.
- [21] E. Maqueda, S. Toledo, R. Gregor, D. Caballero, F. Gavilan, J. Rodas, M. Rivera, and P. Wheeler, "An assessment of predictive current control applied to the direct matrix converter based on SiC-MOSFET bidirectional switches," in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*. IEEE, 2017, pp. 1–6.
- [22] E. Maqueda, J. Rodas, S. Toledo, R. Gregor, D. Caballero, F. Gavilan, and M. Rivera, "Design and implementation of a modular bidirectional switch using SiC-MOSFET for power converter applications," *Active and Passive Electronic Components*, vol. 2018, 2018.
- [23] J. Pacher, J. Rodas, R. Gregor, M. Rivera, A. Renault, and L. Comparatore, "Efficiency analysis of a modular H-bridge based on SiC MOSFET," *International Journal of Electronics Letters*, vol. 7, no. 1, pp. 59–67, 2019.
- [24] Y. Cao, L. Yuan, K. Chen, Z. Zhao, T. Lu, and F. He, "Modeling of sic mosfet in matlab/simulink," in *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. IEEE, 2014, pp. 1–5.
- [25] H. Xiao and S. Xie, "Leakage current analytical model and application in single-phase transformerless photovoltaic grid-connected inverter," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52, no. 4, pp. 902–913, 2010.
- [26] R. Palanisamy, A. Mutawakkil, and K. Vijayakumar, "Hysteresis svm for coupled inductor z source diode clamped 3-level inverter based grid connected pv system," *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 7, no. 4, 2016.
- [27] M. B. Sharihan, Y. Mohamadrezapour, M. Hosseinpour, and S. Torabzade, "Single-stage grid connected photovoltaic system with reactive power control and adaptive predictive current controller," *Journal of Applied Sciences*, vol. 9, no. 8, pp. 1503–1509, 2009.
- [28] H. Bellia, R. Youcef, and M. Fatima, "A detailed modeling of photovoltaic module using matlab," *NRIAG Journal of Astronomy and Geophysics*, vol. 3, no. 1, pp. 53–61, 2014.
- [29] N. Bekhoucha, N. Meshbahi, and S. Ouchen, "Predictive current control of three level neutral point clamped grid connected inverter in photovoltaic generation systems," in *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [30] M. Novak, U. M. Nyman, T. Dragicevic, and F. Blaabjerg, "Analytical design and performance validation of finite set MPC regulated power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 3, pp. 2004–2014, 2018.
- [31] V. Yaramasu and B. Wu, *Model predictive control of wind energy conversion systems*. John Wiley & Sons, 2016, vol. 55.
- [32] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, "Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 1323–1325, 2011.
- [33] T. Jin, X. Shen, T. Su, and R. C. Flesch, "Model predictive voltage control based on finite control set with computation time delay compensation for pv systems," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 1, pp. 330–338, 2018.



CAPÍTULO 3

MODEL PREDICTIVE CURRENT CONTROL OF DUAL-MODE VOLTAGE SOURCE INVERTER OPERATIONS: ISLANDED AND GRID-CONNECTED

- Fátima Martínez, *Thalia Morel*, Hector Fretes, Jorge Rodas, Yassine Kali and Raúl Gregor, "Model Predictive Current Control of Dual-Mode Voltage Source Inverter Operations: Islanded and Grid-Connected.", 5th International Conference on Renewable Energies for Developing Countries (REDEC), DOI:10.1109/REDEC49234.2020.9163850, 2020.

Model Predictive Current Control of Dual-Mode Voltage Source Inverter Operations: Islanded and Grid-Connected

1st Fatima Martinez
Maestría en Ingeniería Electrónica
Universidad Cono Sur de las Américas
 Asunción, Paraguay
 fmartinez@alumnomie.uca.edu.py

2nd Thalia Morel
Maestría en Ingeniería Electrónica
Universidad Cono Sur de las Américas
 Asunción, Paraguay
 tmorel@alumnomie.uca.edu.py

3rd Hector Fretes
Maestría en Ingeniería Electrónica
Universidad Cono Sur de las Américas
 Asunción, Paraguay
 hfretes@alumnomie.uca.edu.py

4th Jorge Rodas
Universidad Nacional de Asunción
 Luque, Paraguay
 jrodas@ing.una.py

5th Yassine Kali
École de Technologie Supérieure
 Montreal, Canada
 y.kali88@gmail.com

6th Raul Gregor
Universidad Nacional de Asunción
 Luque, Paraguay
 rgregor@ing.una.py

Abstract—Model predictive control (MPC) has been a research topic for power converters control due to its simplicity, easy inclusion of constraints, fast dynamic response, among others. This work proposes the use of MPC as a current regulator of a voltage source inverter (VSI) in a dual-mode operation. On one hand, the VSI is used to provide current to a load from a photovoltaic panel, being in islanded condition. On the other hand, the VSI is used as an active power filter for the reactive power compensation for a grid-connected condition. Simulation results are provided to show the benefits of the proposed controller.

Index Terms—Active power filter, current control, photovoltaic systems, model predictive control, voltage source inverter.

NOMENCLATURE

APF	Active power filter.
DG	Distributed generation.
FFT	Fast Fourier transform.
MPC	Model predictive control.
PCC	Predictive current control.
PV	Photovoltaic.
RES	Renewable energy sources.
THD	Total harmonic distortion.
VSI	Voltage source inverter.

I. INTRODUCTION

In the last years, the renewable energy sources (RES) and power quality have captured the attention of the international scientific community. This has been mainly justified, on the one hand, for the need to meet energy demands, and on the other hand, for the need to optimize the available energy resources [1], [2]. In both applications, power electronic converters play an important role due to this devices are capable of modifying the input voltage and current characteristics in order to interconnect RES with the distribution grid under the concept of distributed

generation (DG), feed an islanded load or improve the power quality [3]. Besides, several new power converter topologies have been proposed in the literature, such as matrix converters [4], [5] multilevel converters [6], [7] neutral-point clamped converter [8], [9] among others, the two-level voltage source inverter (VSI) is still the most used in industry applications [10], [11]. One of the most commonly used three-phase converter topology is based on three H-bridge cells [12].

The design of suitable controllers for power converters applied to DG is an issue of paramount importance to researchers. For the particular case of control of VSIs, different new techniques have been studied and applied in the past decades, such as the sliding-mode control [13], [14], dead-beat control [15], [16], or the model predictive control (MPC) [17], [18], among others. As a consequence of the fast development of digital signal processors, the finite-set MPC has become a promising control method for power converters due to its advantages, such as a fast-tracking response, a high control bandwidth, and providing a very simple way of including system nonlinearities and constraints [19].

This paper proposes the MPC for a complex control strategy with multiple objectives, using the predictive current control (PCC) for a dual-mode VSI operation. Is based on [12] where a PCC was carried out to compensate reactive power in the load as well as to compensate current in the neutral. In this case, the PCC will be applied to the output of the two-level H-bridge converter, in one case working as an active power filter (APF) while, in the other case, to feed a load through the VSI. In both cases, instantaneous measurements are carried out in order to know the reactive power to be compensated, this compensation is carried out by injecting a reactive current that is 180 degrees out of phase proceeding from the reactive power of the system.

In order to guarantee a more continuous system, the converter relies on photovoltaic (PV) panels as the main source of choice for the energy required which has a DC-link to store the energy, whether to compensate reactive power or to supply energy to the load according to its functionality. This control was chosen for the robustness of the MPC control and its effectiveness in controlling the desired parameters [20]. The prediction of the output current is obtained with the actuation of the circuit interrupters that determines the voltage level. The voltage chosen is the one that provides the least error between the measured and the predicted current in the cost function, to achieve the expected follow-up. A cost function has been identified where each specific sector is evaluated at each sampling time, based on controlled variables such as the actual filter voltage [12]. The large take-up of renewable energy-based power generation and integration with the existing energy system introduces energy quality problems, such as harmonics and reliability issues, so the integration of renewable energy with improved energy quality is the current trend in research [21]. A passive filter of first order RL is used at the output to improve the quality of the current, since it is the case of a balanced load is not necessary to use a higher order passive filter [22].

II. MATHEMATICAL MODEL OF THE SYSTEM

The mathematical model of the system is divided in VSI and APF operation modes. Fig. 1 shows the circuit diagram of both cases of the dual-mode operation of the system under study. On one hand, Fig. 1(a) shows the mode of operation as APF connected to the grid. On the other hand, in case of grid disconnection, it automatically switches to its operation as Islanded VSI, shown in Fig 1(b), where PV panels are used as a power source.

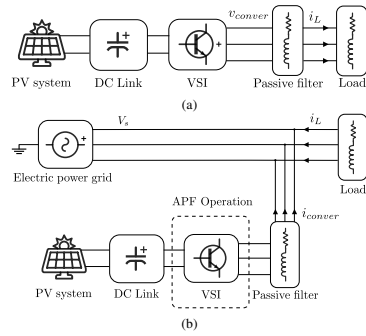


Fig. 1: Scheme of the systems under: (a) Islanded VSI, (b) Grid-Connected APF.

A. VSI operation mode

By means of Kirchhoff's law, for each phase is obtained [23]:

$$v_{R_f} + v_L - v_{conver} + v_{L_f} = 0,$$

$$R_f i_L + v_L - v_{conver} + L_f \frac{d}{dt} i_L = 0, \quad (1)$$

thus,

$$L_f \frac{d}{dt} i_L = v_{conver} - R_f i_L - v_L. \quad (2)$$

The next equation is the discrete form of (2).

$$i_{L[n+1]} = \frac{T_m}{L_f} [v_{conver[n]} - v_{L[n]}] + i_{L[n]} D \quad (3)$$

being

$$D = \left[1 - \frac{T_m R_f}{L_f} \right],$$

where v_{R_f} is the voltage on the passive filter resistor, v_{L_f} the voltage on the passive filter inductor, v_{conver} the active power filter voltage output, i_L is the converter output current, T_m the sampling time, L_f the passive filter inductance, v_L the load voltage and R_f the passive filter resistance.

B. APF operation mode

By following the same procedure as the previous section, the following equations arise:

$$v_{R_f} + v_s - v_{conver} + v_{L_f} = 0,$$

$$R_f i_{conver} + v_s - v_{conver} + L_f \frac{d}{dt} i_{conver} = 0, \quad (4)$$

thus,

$$L_f \frac{d}{dt} i_{conver} = -v_{conver} - R_f i_{conver} - v_s. \quad (5)$$

By discretizing (5) we have:

$$i_{conver[n+1]} = \frac{T_m}{L_f} [-v_{conver[n]} - v_s[n]] + i_{conver[n]} D, \quad (6)$$

where v_s is the voltage source and i_{conver} the converter output current.

All the above-mentioned equations will be used for PCC implementation. Moreover, three bridges are used for each phase of the VSI, as shown in Fig. 2 presenting four possible switching state for each phase of the VSI. Each of them has its respective activation's in the circuit and respective output voltages as shown on the Table I. Note that The H-bridge converter used in each phase offers a greater guarantee of continuity in the event of breakdowns in any of the phases and working independently in the case of load variations, which is why the APF has advantages. Also, compared to a multi-level converter, it requires less maintenance due to the smaller number of switches [24].

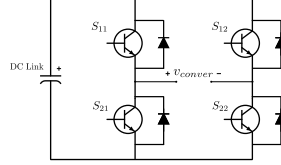


Fig. 2: Two-level H-bridge VSI topology.

TABLE I: Commutation states and outputs for one phase of the converter.

S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}
0	0	DC_{link}	DC_{link}
0	DC_{link}	DC_{link}	0
DC_{link}	0	0	DC_{link}
DC_{link}	DC_{link}	0	0

C. PV system description

Although there are different equivalent circuits for the PV cell depending on the simplifications made within [25], the most commonly used is the equivalent circuit shown in Fig. 3. The $I(V)$ characteristic of a PV cell is a non-linear equation with multiple parameters classified by those provided by the manufacturers, those known as constants and those that must be computed. Most of the data sheets provided by manufacturers do not provide sufficient information on

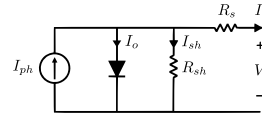


Fig. 3: Equivalent circuit of the PV cell.

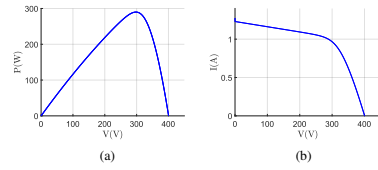


Fig. 4: Simulation results of PV array characteristics. (a) power-voltage, (b) current-voltage.

TABLE II: Characteristics of TWSE-aSi-100W-1 PV module.

P_{mp}	99.84 W	N_s	159
I_{mp}	0.96 A	n	1.34
V_{mp}	104 V	k_i	0.086 A
I_{sc}	1.22 A	K	$1.25e-11$
V_{oc}	138 V	q	$1.6e-19$
R_s	18.33 Ω	E_{go}	1.1
R_{sh}	471.33 Ω	IL	1.26

parameters that depend on weather conditions, such as irradiance and temperature. Therefore, it is necessary to make some assumptions regarding the physical nature of cell behavior in order to establish a mathematical model of the cell and PV module [25]. The equations needed to obtain the output current I of each PV cell are presented in [26].

Moreover, PV module has a unique current-voltage and power-voltage curve characteristic for each irradiance and temperature conditions. In Fig. 4a the $P(V)$ characteristics are shown, the parameters of irradiance and temperature used are under the standard test conditions of 1000 W/m^2 and 25°C respectively. In the same way, the $I(V)$ characteristics are presented graphically in Fig. 4b.

From the parameters of the PV panel found in Table II, the simulation of the PV module has been conducted, and used as an energy source for the system. The characteristics of the PV panel have been selected due to the need of the system, using three PV panels in series to achieve the purpose.

III. PCC DESIGN

The PCC is one of the MPC, where the load current is the control objective. This process can be divided into three stages. First, identifying all the possible switching states, then initialize the optimal switching value and cost function, predict the load currents, calculate the cost function which minimizes the current error on the inverter, and lastly, apply the optimal switching state. Fig. 5 shows the diagram of the predictive current controller applied to one phase of the inverter.

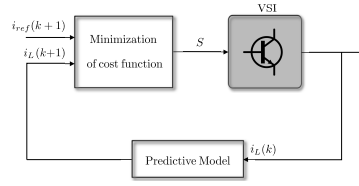


Fig. 5: Diagram of the predictive current controller applied to the two-level VSI.

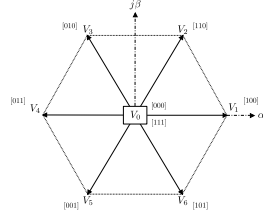


Fig. 6: Space vector diagram for two-level VSI.

This current estimation is made through (8), by introducing the following modification:

$$i_{L_a}[n+1] = \frac{T_m}{L_f} V_{DC} + \left[1 - \frac{T_m R_f}{L_f} \right] i_{L_m}[n] + \frac{T_m}{L_f} v_{L_m}[n], \quad (7)$$

$$i_{L_a}[n+1] = \frac{T_m}{L_f} V_{DC} + \left[1 - \frac{T_m R_f}{L_f} \right] i_{L_m}[n] - \frac{T_m}{L_f} v_{S_m}[n], \quad (8)$$

being i_{L_a} the estimated current for phase A, i_{L_m} the measured current, v_c the voltage corresponding to a given value of the trigger vector and v_{L_m} the voltage measured in the load.

A. Cost function

The cost function is used to include the desired behavior of the PCC. In this case, the estimation of the output current is performed 4 times in order to consider all possible trigger voltage vectors. The value of the load current is estimated at each sampling time T_m . All the possible voltage vectors and switching states generated by the VSI are shown in Fig. 6. Then, the trigger vector that provides the lowest value for the cost function is selected and applied during the next sampling time. At each sampling period, the PCC calculates the cost function for each of the possible trigger vectors for each phase of the converter. In this study, the selected cost function is that of the square of the error [6]:

$$f_c = (i_{ref} - i_{L_a})^2, \quad (9)$$

where i_{L_a} represents the estimated current of phase A while $i_{L_{ref}}$ is the reference current. For lower cost function values the output current is expected to approximate more closely to the reference current.

IV. SIMULATION RESULTS

In order to validate the PCC for the dual-mode operation of the VSI, a Matlab/Simulink model of the system has been designed. The electrical parameters of the VSI used for the simulation are the following: $DC_{link} = 308.8$ V, the frequency of the source $f_r = 50$ Hz, the filter inductance $L_f = 45$ mH, the filter resistance $R_f = 0.2$ Ω , the load inductance $L_l = 50$ mH, the load resistance $R_l = 76.5$ Ω , and the parameters of the semiconductor $R_{onIGBT} = 1$ m Ω , $R_{sIGBT} = 100$ K Ω and

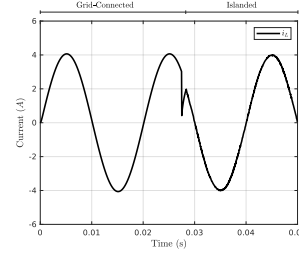


Fig. 7: Load current.

$C_{sIGBT} = 0.5$ F. Also, for the PCC, a custom MATLAB function is implemented using the following parameters: $T_m = 45$ ms, to appreciate the continuity of the service in the current after the connection of the VSI the reference used is $i_{ref} = 4 \angle 0^\circ$ A.

First, the load is grid-connected and the VSI is working as APF. Fig. 7 shows a simulation window of 45 ms where the VSI provides power to the load. Note that the interruption of the grid supply can occur at any time, and this case is happening at $t = 27.5$ ms. Therefore, the change of functionality of the VSI, occurs at the moment of power breakdown. Initially, the reference current is obtained from the measurement of the reactive power of the system to be compensated. It can be seen from the same figure that the VSI needs about 1 ms to reach the reference.

The reference currents when working as an APF are obtained by means of the Clark and Park transformations. Fig. 8 shows the tracking and the comparison with the reference current in both modes of operation, with the mode of operation switch also occurring at $T_m = 45$ ms.

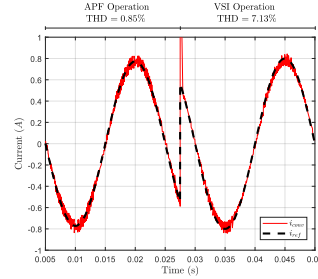


Fig. 8: Current tracking using MPC in the dual-mode converter.

A. APF results

Then, when the VSI operation is as an APF, it keeps the reactive power at zero. In this case, it has been reduced from 360 kVAR to 0 kVAR, from the point of view of the grid. Fig. 9 shows the reactive power when the APF is applied to the system at $t = 0.01$ s. In order to see the time response of the system in case of a sudden change, the APF was exposed to a load change. Therefore, a step in the current tracking can be seen from 0.8 A to 0.97 A. As a consequence, the injected power by the APF has changed from 360 kVAR to 390 kVAR, which can be seen in Fig. 10.

A Fast Fourier Transform (FFT) analysis has been performed in order to evaluate the total harmonic distortion (THD) of the proposed system. Fig. 11 shows an analysis in the converter current when it is operating as an APF. The THD of the injected current is observed from the point of view of the grid supply. The value of current THD observed from the power supply source is 0.85 %. Then, the VSI will be evaluated when it has been used as the power converter, to interconnect the PV to the load.

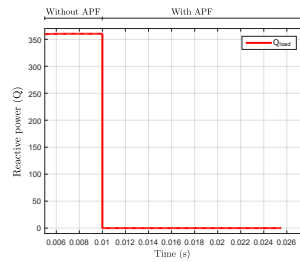


Fig. 9: Reactive power compensation by using the VSI as APF.

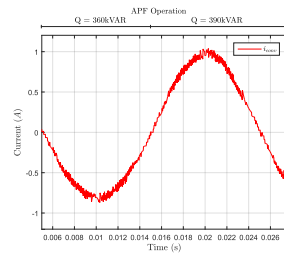


Fig. 10: APF current with change of reactive power.

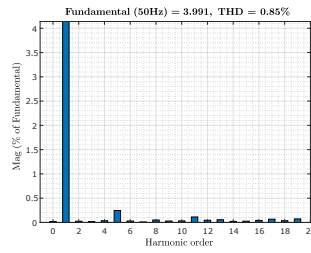


Fig. 11: FFT analysis of the current and THD in the APF.

B. VSI results

The VSI mode of operation is automatically activated in the case of grid disconnection, remaining in Islanded mode with a power source provided by solar panels.

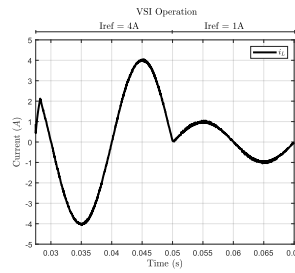


Fig. 12: Load current in VSI mode with change of reference.

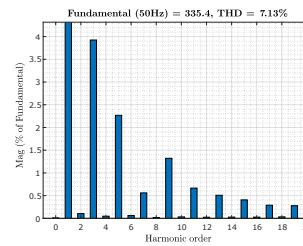


Fig. 13: FFT analysis of the voltage and THD in the VSI.

As in the APF mode of operation, a sudden change of the reference current in the load was made to see the performance of the PCC, from $4 \angle 0^\circ$ A to $1 \angle 180^\circ$ A, as can be seen in Fig. 12.

Lastly, in Fig. 13, an FFT analysis was also conducted to show the THD of the system while working in an islanded power source mode, while feeding the load in isolated form the voltage distortion has a value of 7.13 % with a high percentage of odd harmonics.

V. CONCLUSION

In this paper, predictive current control of a VSI in dual-mode operation has been presented and validated. Simulation results have shown good tracking response of the proposed control. Therefore, the VSI can successfully work as an APF in the presence of the energy supply and, as VSI managing deliver energy to the load from the PV panels. In both cases, the PCC has a good current tracking. When the VSI is used as APF a low THD is also obtained. However, in the other case, a higher THD was obtained. This latter can be reduced by the introduction of a modulation stage in the proposed PCC.

ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to thank the financial support from the Paraguayan Science and Technology National Council (CONACYT) through the "Maestría en Ingeniería Electrónica" (POSG17-69) and a special thank you to Prof. Julio Pachter for his help.

REFERENCES

- [1] A. Kumar, B. Sah, A. R. Singh, Y. Deng, X. He, P. Kumar, and R. Bansal, "A review of multi criteria decision making towards sustainable renewable energy development," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 69, pp. 596-609, 2017.
- [2] M. I. Mosaad and H. Ramadan, "Power quality enhancement of grid-connected fuel cell using evolutionary computing techniques," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 43, no. 25, pp. 11 568-11 582, 2018.
- [3] B. Ren, X. Sun, S. Chen, and H. Liu, "A compensation control scheme of voltage unbalance using a combined three-phase inverter in an islanded microgrid," *Energies*, vol. 11, no. 9, p. 2486, 2018.
- [4] J. Rodas, R. Gregor, Y. Takase, D. Gregor, and D. Franco, "Multi-modular matrix converter topology applied to the six-phase wind energy generator," in *2015 50th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*. IEEE, 2015, pp. 1-6.
- [5] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, 2012, vol. 40.
- [6] R. Gregor, L. Comparatore, A. Renault, J. Rodas, J. Pachter, S. Toledo, and M. Rivera, "A novel predictive-fixed switching frequency technique for a cascade h-bridge multilevel statcom," in *IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2016, pp. 3672-3677.
- [7] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, 2002.
- [8] L. Ning, L. Wanting, Z. Hui, W. Shuzheng, and X. Liansong, "A novel modulation strategy of three level npc converter," in *2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. IEEE, 2018, pp. 1347-1351.
- [9] S. Kamran and J. Muñoz, "Study of a state-of-the art m-statcom," in *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, 2015, pp. 2733-2738.
- [10] F. Gavilan, D. Caballero, S. Toledo, E. Maqueda, R. Gregor, J. Rodas, M. Rivera, and I. Araujo-Vargas, "Predictive power control strategy for a grid-connected 2l-vsi with fixed switching frequency," in *2016 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*. IEEE, 2016, pp. 1-6.
- [11] M. V. M. Kumar and M. K. Mishra, "Three-leg inverter-based distribution static compensator topology for compensating unbalanced and non-linear loads," *IET power electronics*, vol. 8, no. 11, pp. 2076-2084, 2015.
- [12] A. Renault, M. Rivera, L. Comparatore, J. Pachter, J. Rodas, and R. Gregor, "Model predictive current control with neutral current elimination for h-bridge two-level active power filters," in *2016 IEEE Ecuador Technical Chapters Meeting (ETCM)*, Oct 2016, pp. 1-5.
- [13] M. Huang, Q. Tan, H. Li, and W. Wu, "Improved sliding mode control method of single-phase lcl filtered vsi," in *2018 9th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. IEEE, 2018, pp. 1-5.
- [14] E.-C. Chang, "Study and application of intelligent sliding mode control for voltage source inverters," *Energies*, vol. 11, no. 10, p. 2544, 2018.
- [15] S. Buso, S. Fasolo, L. Malesani, and P. Mattavelli, "A dead-beat adaptive hysteresis current control," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 4, pp. 1174-1180, 2000.
- [16] A. A. Hossam-Eldin, M. Maghraby, and H. A. Ashour, "Mppt and dead-beat control for power management of hybrid micro-grid applications ahmed. a. hossam-eldin," *system*, vol. 10, no. 11, p. 12, 2000.
- [17] V. Sabatini, A. Lidozzi, L. Solero, A. Formentini, P. Zanchetta, and S. Bifaretti, "Real-time implicit model predictive control for 3-phase vsi," in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, 2018, pp. 4015-4020.
- [18] Z. Yi, A. J. Babqi, Y. Wang, D. Shi, A. H. Etemadi, Z. Wang, and B. Huang, "Finite-control-set model predictive control (fcs-mpc) for islanded hybrid microgrids," in *2018 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM)*. IEEE, 2018, pp. 1-5.
- [19] R. Guzman, L. G. de Vicuña, A. Camacho, J. Miret, and J. M. Rey, "Receding-horizon model-predictive control for a three-phase vsi with an lcl filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 9, pp. 6671-6680, 2018.
- [20] H. J. Fard, "Design and implementation of predictive controllers on the rectifier and quasi impedance-source inverter in a wind energy conversion system based on permanent magnet synchronous generator," *International Journal on Smart Sensing & Intelligent Systems*, vol. 10, no. 2, 2017.
- [21] C. N. Mukundan and P. Jayaprakash, "Cascaded h-bridge multilevel inverter based grid integration of solar power with pq improvement," in *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. IEEE, 2018, pp. 1-6.
- [22] P. A. Dahono, "A new control method to reduce low-frequency output current ripples of polyphase rectifiers," in *2007 Power Conversion Conference-Nagoya*. IEEE, 2007, pp. 1099-1104.
- [23] Y. Liao, J. You, J. Yang, Z. Wang, and L. Jin, "Disturbance-observer-based model predictive control for battery energy storage system modular multilevel converters," *Energies*, vol. 11, no. 9, p. 2285, 2018.
- [24] L. Comparatore, R. Gregor, J. Rodas, J. Pachter, A. Renault, and M. Rivera, "Model based predictive current control for a three-phase cascade h-bridge multilevel statcom operating at fixed switching frequency," in *2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. IEEE, 2017, pp. 1-6.
- [25] H. Bellia, R. Youcef, and M. Fatima, "A detailed modeling of photovoltaic module using matlab," *NRIAG Journal of Astronomy and Geophysics*, vol. 3, no. 1, pp. 53-61, 2014.
- [26] L. Morfingo, T. Morel, J. Rodas, and R. Gregor, "Predictive current control for a neutral point clamped inverter considering sic-mosfet as switches and using a photovoltaic power source," *AET International Annual Conference*, 2019.

REFERENCIAS

- [1] F. A. Farret and M. G. Simoes, *Integration of alternative sources of energy*. John Wiley & Sons, 2006.
- [2] M. Mokhtari, G. B. Gharehpetian, and M. M. A. S. GB, “Distributed energy resources,” *Distributed Generation Systems*, pp. 1–19, 2017.
- [3] V. de Minas y Energía, “balance energético nacional 2018. en términos de energía final.”
- [4] S.-E. Razavi, E. Rahimi, M. S. Javadi, A. E. Nezhad, M. Lotfi, M. Shafie-khah, and J. P. Catalão, “Impact of distributed generation on protection and voltage regulation of distribution systems: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 105, pp. 157–167, 2019.
- [5] P. P. da Silva, G. Dantas, G. I. Pereira, L. Câmara, and N. J. De Castro, “Photovoltaic distributed generation—an international review on diffusion, support policies, and electricity sector regulatory adaptation,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 103, pp. 30–39, 2019.
- [6] S. M. Ismael, S. H. A. Aleem, A. Y. Abdelaziz, and A. F. Zobaa, “State-of-the-art of hosting capacity in modern power systems with distributed generation,” *Renewable energy*, vol. 130, pp. 1002–1020, 2019.
- [7] N. Dkhili, J. Eynard, S. Thil, and S. Grieu, “A survey of modelling and smart management tools for power grids with prolific distributed generation,” *Sustainable Energy, Grids and Networks*, vol. 21, p. 100284, 2020.

- [8] D. Çelik and M. E. Meral, "Current control based power management strategy for distributed power generation system," *Control Engineering Practice*, vol. 82, pp. 72–85, 2019.
- [9] M. Parvez, M. Elias, N. Rahim, and N. Osman, "Current control techniques for three-phase grid interconnection of renewable power generation systems: A review," *Solar Energy*, vol. 135, pp. 29–42, 2016.
- [10] I. F II, "Ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems," *New York, NY, USA*, pp. 1–1, 1993.
- [11] J. Alshehri, A. Alzahrani, and M. Khalid, "Voltage and frequency control of microgrids with distributed generations and battery energy storage," in *2019 8th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*. IEEE, 2019, pp. 381–385.
- [12] A. Q. Al-Shetwi, M. Hannan, K. P. Jern, M. Mansur, and T. Mahlia, "Grid-connected renewable energy sources: Review of the recent integration requirements and control methods," *Journal of Cleaner Production*, vol. 253, p. 119831, 2020.
- [13] M. M. Ansari, C. Guo, M. S. Shaikh, M. A. Jatoi, C. Yang, and J. Zhang, "A review of technical methods for distributed systems with distributed generation (dg)," in *2019 2nd International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCoMET)*. IEEE, 2019, pp. 1–7.
- [14] L. F. Delboni, D. Marujo, P. P. Balestrassi, and D. Q. Oliveira, "Electrical power systems: Evolution from traditional configuration to distributed generation and microgrids," in *Microgrids Design and Implementation*. Springer, 2019, pp. 1–25.
- [15] I. J. Hasan, N. A. J. Salih, and N. I. Abdulkhaleq, "Three-phase photovoltaic grid inverter system design based on pic24fj256gb110 for distributed generation," *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 10, no. 3, p. 1215, 2019.
- [16] A. Sinha and K. C. Jana, "Comprehensive review on control strategies of parallel-interfaced voltage source inverters for distributed power generation system," *IET Renewable Power Generation*, vol. 14, no. 13, pp. 2297–2314, 2020.
- [17] Y. Liu, J. Yao, J. Pei, Y. Zhao, P. Sun, D. Zeng, and S. Chen, "Transient stability enhancement control strategy based on improved pll for grid-connected vsc during severe grid fault," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2020.
- [18] Y. Liu, M. Huang, X. Zha, and H. H.-C. Iu, "Stability analysis of pll influenced by control loops in grid-connected converters under fault disturbance," *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 6, no. 2, pp. 239–248, 2020.
- [19] T. Xia, X. Zhang, G. Tan, and Y. Liu, "All-pass-filter-based pll for single-phase grid-connected converters under distorted grid conditions," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 106 226–106 233, 2020.
- [20] H. Meng, "Stability analysis of grid-connected inverter with adaptive pll," in *2020 5th International Conference on Automation, Control and Robotics Engineering (CACRE)*. IEEE, 2020, pp. 313–319.

- [21] G. Janardhan, G. Srinivas, and N. Surendrababu, "Design of enhanced pll for single-phase grid connected transformerless inverters," *CVR Journal of Science and Technology*, vol. 18, no. 1, pp. 71–75, 2020.
- [22] D. Zhu, S. Zhou, X. Zou, Y. Kang, and K. Zou, "Small-signal disturbance compensation control for lcl-type grid-connected converter in weak grid," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 3, pp. 2852–2861, 2020.
- [23] A. Nicastrì and A. Nagliero, "Comparison and evaluation of the pll techniques for the design of the grid-connected inverter systems," in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. IEEE, 2010, pp. 3865–3870.
- [24] M. H. Bollen and F. Hassan, *Integration of distributed generation in the power system*. John Wiley & sons, 2011, vol. 80.
- [25] S. Busquets-Monge, J. Rocabert, P. Rodriguez, S. Alepuz, and J. Bordonau, "Multilevel diode-clamped converter for photovoltaic generators with independent voltage control of each solar array," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2713–2723, 2008.
- [26] S. Kouro, B. Wu, H. Abu-Rub, and F. Blaabjerg, "Photovoltaic energy conversion systems," *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, pp. 160–198, 2014.
- [27] B. R. Naidu, G. Panda, and B. C. Babu, "Dynamic energy management and control of a grid-interactive dc microgrid system," in *Smart Power Distribution Systems*. Elsevier, 2019, pp. 41–67.
- [28] F. J. G. Amarilla, *Análisis de algoritmos de control predictivo con frecuencia fija aplicado a convertidores de potencia*, 2017.
- [29] Y. Shakweh, "Drive types and specifications," in *Power electronics handbook*. Elsevier, 2018, pp. 913–944.
- [30] A. Syed and M. Abido, "An optimization approach to design robust controller for voltage source inverters," in *Microgrid*. Elsevier, 2017, pp. 173–201.
- [31] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, 2006.
- [32] A. Joseph, K. Smedley, and S. Mehraeen, "Secure power distribution against reactive power control malfunction in der units," *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2020.
- [33] H. Abdoli, A. Khorsandi, B. Eskandari, and J. S. Moghani, "A new reduced switch multilevel inverter for pv applications," in *2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*. IEEE, 2020, pp. 1–5.
- [34] J. Liu, Y. Gao, Y. Yin, J. Wang, W. Luo, and G. Sun, *Sliding Mode Control Methodology in the Applications of Industrial Power Systems*. Springer, 2020.
- [35] J. Y. Hung, W. Gao, and J. C. Hung, "Variable structure control: A survey," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 2–22, 1993.

- [36] U. Itkis, "Control systems of variable structure,(1976)," *New York: Wile*.
- [37] V. Utkin, J. Guldner, and M. Shijun, *Sliding mode control in electro-mechanical systems*. CRC press, 1999, vol. 34.
- [38] L. Wu, P. Shi, and X. Su, *Sliding mode control of uncertain parameter-switching hybrid systems*. John Wiley & Sons, 2014.
- [39] Y. Kali, M. Saad, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, and K. Benjelloun, "Discrete sliding mode control based on exponential reaching law and time delay estimation for an asymmetrical six-phase induction machine drive," *IET Electric Power Applications*, vol. 13, no. 11, pp. 1660–1671, 2019.
- [40] H. Lee and V. I. Utkin, "Chattering suppression methods in sliding mode control systems," *Annual reviews in control*, vol. 31, no. 2, pp. 179–188, 2007.
- [41] H. Hou, X. Yu, L. Xu, R. Chuei, and Z. Cao, "Discrete-time terminal sliding-mode tracking control with alleviated chattering," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 24, no. 4, pp. 1808–1817, 2019.
- [42] S. Huseinbegović, B. Peruničić-Draženović, and N. Hadžimejlić, "Discrete-time sliding mode direct power control for grid connected inverter with comparative study," in *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. IEEE, 2014, pp. 459–464.
- [43] S. K. Mazumder, "A novel discrete control strategy for independent stabilization of parallel three-phase boost converters by combining space-vector modulation with variable-structure control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 4, pp. 1070–1083, 2003.
- [44] C. Edwards and S. Spurgeon, *Sliding mode control: theory and applications*. Crc Press, 1998.
- [45] S. Emel'Yanov, S. Korovin, and L. Levantovskii, "Higher-order sliding modes in binary control systems," *SPhD*, vol. 31, p. 291, 1986.
- [46] T. Gonzalez, J. A. Moreno, and L. Fridman, "Variable gain super-twisting sliding mode control," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 57, no. 8, pp. 2100–2105, 2011.
- [47] J. A. Moreno, "Lyapunov analysis of non homogeneous super-twisting algorithms," in *2010 11th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS)*. IEEE, 2010, pp. 534–539.
- [48] W. Perruquetti and J.-P. Barbot, *Sliding mode control in engineering*. CRC press, 2002.
- [49] A. Isidori, *Nonlinear control systems*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [50] V. Acary, B. Brogliato, and Y. V. Orlov, "Chattering-free digital sliding-mode control with state observer and disturbance rejection," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 57, no. 5, pp. 1087–1101, 2011.
- [51] G. Bartolini, A. Ferrara, and E. Usai, "Applications of a sub-optimal discontinuous control algorithm for uncertain second order systems," *International Journal of Robust and Nonlinear Control: IFAC-Affiliated Journal*, vol. 7, no. 4, pp. 299–319, 1997.
- [52] —, "Chattering avoidance by second-order sliding mode control," *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 43, no. 2, pp. 241–246, 1998.

- [53] G. Bartolini, A. Ferrara, E. Usai, and V. I. Utkin, "On multi-input chattering-free second-order sliding mode control," *IEEE transactions on automatic control*, vol. 45, no. 9, pp. 1711–1717, 2000.
- [54] E. Taheri, M. H. Ferdowsi, and M. Danesh, "Design boundary layer thickness and switching gain in smc algorithm for auv motion control," *Robotica*, vol. 37, no. 10, pp. 1785–1803, 2019.
- [55] P. V. Suryawanshi, P. D. Shendge, and S. B. Phadke, "A boundary layer sliding mode control design for chatter reduction using uncertainty and disturbance estimator," *International Journal of Dynamics and Control*, vol. 4, no. 4, pp. 456–465, 2016.
- [56] P. Li and G. Zhu, "Robust internal model control of servo motor based on sliding mode control approach," *ISA transactions*, vol. 93, pp. 199–208, 2019.
- [57] Y. Liu, Z. Wang, L. Xiong, J. Wang, X. Jiang, G. Bai, R. Li, and S. Liu, "Dfig wind turbine sliding mode control with exponential reaching law under variable wind speed," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 96, pp. 253–260, 2018.
- [58] J. Pan, W. Li, and H. Zhang, "Control algorithms of magnetic suspension systems based on the improved double exponential reaching law of sliding mode control," *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 16, no. 6, pp. 2878–2887, 2018.
- [59] K. Devika and S. Thomas, "Sliding mode controller design for mimo nonlinear systems: A novel power rate reaching law approach for improved performance," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 355, no. 12, pp. 5082–5098, 2018.
- [60] B. Brahmi, M. H. Laraki, A. Brahmi, M. Saad, and M. H. Rahman, "Improvement of sliding mode controller by using a new adaptive reaching law: Theory and experiment," *ISA transactions*, vol. 97, pp. 261–268, 2020.
- [61] H. Ma, C. Liu, Y. Liu, and Z. Xiong, "Sliding mode control for uncertain discrete-time systems based on fractional order reaching law," *IET Control Theory & Applications*, vol. 13, no. 13, pp. 1963–1970, 2019.
- [62] J. Wang, W. Luo, J. Liu, and L. Wu, "Adaptive type-2 fnn-based dynamic sliding mode control of dc-dc boost converters," *IEEE transactions on systems, man, and cybernetics: systems*, 2019.
- [63] J. Song and Y. Niu, "Dynamic event-triggered sliding mode control: Dealing with slow sampling singularly perturbed systems," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2019.
- [64] A. R. Gautam, K. Gourav, J. M. Guerrero, and D. M. Fulwani, "Ripple mitigation with improved line-load transients response in a two-stage dc-dc-ac converter: Adaptive smc approach," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 4, pp. 3125–3135, 2017.
- [65] W. Ji, J. Qiu, L. Wu, and H.-K. Lam, "Fuzzy-affine-model-based output feedback dynamic sliding mode controller design of nonlinear systems," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2019.

- [66] W. Gao, Y. Wang, and A. Homaifa, "Discrete-time variable structure control systems," *IEEE transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 2, pp. 117–122, 1995.
- [67] S. M. Mozayan, M. Saad, H. Vahedi, H. Fortin-Blanchette, and M. Soltani, "Sliding mode control of pmsg wind turbine based on enhanced exponential reaching law," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp. 6148–6159, 2016.