



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
INGENIERÍA ELÉCTRICA - SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA

**DISEÑO Y VALIDACIÓN DE CONTROLES PARA LA
REDUCCIÓN DE SENSORES EN SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS CONECTADOS A LA RED**

TESIS
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:
I.E.E. JESÚS HERNÁNDEZ SÁNCHEZ

TUTOR PRINCIPAL
DR. JUAN RAMÓN RODRÍGUEZ RODRÍGUEZ
FACULTAD DE INGENIERÍA

CIUDAD UNIVERSITARIA, CDMX, AGOSTO, 2020



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dra. Verde Rodarte Maria Cristina
Secretario: Dr. Castro González Luis Miguel
Vocal: Dr. Rodríguez Rodríguez Juan Ramón
1er. Suplente: Dr. Trillaud Frederic
2o. Suplente: Dr. Edgar Lenymirko Moreno Goytia

La tesis se realizó en Posgrado de Ingeniería, UNAM, Ciudad Universitaria.

TUTOR DE TESIS:

Dr. Juan Ramón Rodríguez Rodríguez

El científico no tiene por objeto un resultado inmediato. Él no espera que sus ideas avanzadas sean fácilmente aceptadas. Su deber es sentar las bases para aquellos que están por venir y señalar el camino.

Nikola Tesla

Reconocimientos

No tengo palabras para agradecerle al Dr. Juan Ramón Rodríguez Rodríguez por haberme aceptado como su alumno y enseñarme lo que realmente significa ser un Maestro en Ingeniería. Le agradezco infinitamente el grado de compromiso y libertades que imprimió durante mi estancia en el Posgrado de la Facultad de Ingeniería, hecho que ha motivado en mi una necesidad vehemente por ser un verdadero científico.

Le agradezco a los Doctores Luis Miguel Castro, Rubén Tapia, Frederic Trillaud, Mario Arrieta Paternina y Vicente Torres García por el tiempo que utilizaron en las clases y por sus valiosos consejos para formarme como maestro en ingeniería de alto nivel. Asimismo, me permito agradecer a la Dra. María Cristina Verde y al Dr. Edgar Lenymirko Moreno y al resto del jurado por sus valiosos comentarios que permitieron mejorar la calidad de este trabajo.

Agradezco a mis compañeros de la maestría por sus atenciones y amistad, así como los momentos que vivimos durante nuestra estancia en el posgrado y por la confianza que depositaron en mi.

Agradezco a mis amigos Lucila Santander, Karen Labrada y Osvaldo Barrera por su apoyo incondicional durante esta etapa de mi vida.

Agradezco al CONACYT por la beca con número de CVU: 926045, que me brindó para poder darle continuidad a mis estudios sin problema alguno.

Por último quisiera agradecerle a mi familia por siempre apoyarme y confiar en mi, sin ellos jamás hubiese podido llegar hasta aquí.

Publicaciones

J. H-Sánchez, J. R. Rodríguez-Rodríguez, N. M. Salgado-Herrera, L. M. Castro and M. R. Arrieta-Paternina, "Modeling and Performance Analysis of 1-MW PV Farm for Varying Solar Irradiance Conditions," *2018 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, Ixtapa, Mexico, 2018, pp. 1-6.

DOI: 10.1109/ROPEC.2018.8661476.

S. F. Rodriguez, V. R. Rosales, O. Gomez-Montero, O. Rodriguez-Hernandez, N. M. Salgado-Herrera, **J. H-Sánchez, J. R. Rodríguez-Rodríguez**. "Real time simulation of Distributed Renewable Energy Access based on Photovoltaic Energy Conversion System," *in 2020 IEEE PES General Meeting*, August 2020, Montreal, Quebec, Canada.

Resumen

Las necesidades ambientales y la implementación de políticas públicas por parte de los gobiernos de diferentes países en el sector energético, han determinado que la generación distribuida basada en fuentes de energía renovables son una de las mejores opciones para mitigar los efectos negativos derivados de la generación de energía con tecnologías convencionales. Dentro de las distintas fuentes de generación, los sistemas fotovoltaicos son la tecnología con mayor repunte principalmente a que los costos de fabricación, operación y mantenimiento han disminuido drásticamente.

Además, el costo de los convertidores electrónicos de potencia requerida para el acondicionamiento de la potencia generada en CD y su posterior inyección en la red de CA aumenta el costo final de los sistemas fotovoltaicos de baja potencia interconectados a redes de distribución. En este contexto, el costo de los elementos de monitoreo, específicamente los sensores de corriente directa y corriente alterna representan un porcentaje considerable en el costo final.

Este trabajo expone una técnica de control que requiere un total de 4 sensores en comparación con la técnica de control tradicional basado en el marco $dq0$ que utiliza 9 sensores. Esta propuesta conserva los principales atributos funcionales de un sistema fotovoltaico con dos etapas de conversión e interconectado a la red eléctrica. La validación numérica de la estrategia de control consiste en comparar la respuesta de dos sistemas fotovoltaicos y aplicando a cada uno su respectiva técnica de control (tradicional $dq0$ y la estrategia de control propuesta en esta tesis) sujetos a diversas condiciones dinámicas de operación como : i) variación de irradiancia y temperatura; ii) interconexión a la red operando con factor de potencia unitario; y iii) regulación de potencia reactiva. Además, se presenta un prototipo experimental con la finalidad de contrastar los resultados obtenidos en la simulación frente a un escenario de operación real.

Asbtract

Due to environmental needs and the public policies implemented by the governments of different countries in the energy sector, have determined that distributed generation based on renewable energy sources is one of the best options to mitigate the negative effects derived from the generation of energy with conventional technologies. Among the different generation sources, photovoltaic systems are the technology with the highest rebound, mainly due to the manufacturing, operation and maintenance costs have decreased dramatically.

Furthermore, the cost of the electronic converters of power required for the conditioning of the power generated in DC and its subsequent injection into the AC network increases the final cost of low-power photovoltaic systems interconnected to distribution networks. In this context, the cost of the monitoring elements, specifically the direct current and alternating current sensors represent a considerable percentage of the final cost.

This work exposes a control sensorless technique that requires a total of 4 sensors compared to the traditional control technique based on the dq0 framework that uses 9 sensors. This proposal preserves the main functional attributes of a photovoltaic system with two stages of conversion and interconnected to the electrical network. The numerical validation of the control strategy consists of comparing the response of two photovoltaic systems and applying to each one its respective control technique (traditional dq0 and the control strategy proposed in this thesis) subject to various dynamic operating conditions such as: i) variation of irradiance and temperature; ii) interconnection to the network operating with a unitary power factor; and iii) reactive power regulation. In addition, an experimental prototype is presented in order to contrast the results obtained in the simulation against a real operation scenario.

Acrónimos

MPPT	Seguimiento del máximo punto de potencia.
CA	Corriente alterna.
CD	Corriente directa.
VSC	Fuente convertidora de voltaje de CD/CA o CA/CD.
PAC	Punto de acoplamiento común.
PI	Controlador Proporcional - Integral.
PID	Controlador Proporcional - Integral - Derivativo.
SFV	Sistema fotovoltaico.
DSP	Procesador digital de señales.
PLL	Lazo de enganche de fase.
I_{PV}	Corriente entregada por el arreglo fotovoltaico.
V_{PV}	Voltaje en las terminales del arreglo fotovoltaico.
I'_{DC}	Corriente entregada en la salida del convertidor CD/CD boost.
I_C	Corriente que demanda el capacitor C del puerto de CD.
I_{DC}	Corriente inyectada al inversor VSC desde el puerto de CD.
V_{DC}	Tensión Eléctrica de operación en el enlace de CD.
V_T^{abc}	Voltaje en las terminales del inversor VSC para las fases a, b y c.
I_L^{abc}	Corriente de CA que inyecta el inversor a la red en las fases a, b y c.
V_g^{abc}	Tensión eléctrica en el PAC.
D	Ciclo de servicio del convertidor CD/CD boost.
m_{abc}	Señales moduladoras del convertidor CD/CA para las fases a, b y c.
f_{red}	Frecuencia de operación de la red eléctrica.
f_{con}	Frecuencia de conmutación convertidor VSC.
f_{con}^{boost}	Frecuencia de conmutación convertidor DC/DC boost.

Índice general

Índice de figuras	xvii
Índice de tablas	xix
1. Introducción	1
1.1. Planteamiento del problema	3
1.2. Hipótesis	3
1.3. Objetivos	4
1.4. Propuesta	5
1.5. Justificación	6
1.6. Metodología	6
1.7. Organización de la tesis	7
2. Estado del Arte	9
2.1. Introducción	9
2.2. Análisis crítico del estado del arte	13
3. Marco Teórico	15
3.1. Introducción	15
3.2. Modelo de celda solar	16
3.3. Modelo de arreglo fotovoltaico	20
3.4. Convertidor CD/CD (boost)	22
3.5. Técnica de modulación por ancho de pulso (PWM)	24
3.6. Algoritmo MPPT modificado	25
3.7. Control de lazo cerrado	26
3.8. Modelado y control del inversor basado en VSC	27
3.8.1. Concepto inversor VSC 3ϕ	27
3.8.2. Técnica de modulación SPWM	28
3.8.3. Modelo promediado del VSC	29
3.8.4. Ley de control para m_{abc}	30
3.9. Modelos del VSC en el dominio de la frecuencia	34

ÍNDICE GENERAL

3.9.1. Control de I_{DC}	36
3.9.2. Control de V_{DC}	38
3.10. Operación del PLL	39
3.11. Sistema Fotovoltaico interconectado a la red	41
4. Validación Numérica	45
4.1. Diseño del sistema fotovoltaico	45
4.2. Caso de estudio 1. - Variaciones de Irradiancia y Temperatura	49
4.3. Caso de estudio 2. - Operación del sistema fotovoltaico con factor de potencia unitario.	54
4.4. Caso de estudio 3. - Regulación de potencia reactiva $Q_{3\phi}$	56
4.5. Conclusiones particulares	58
5. Validación Experimental	59
5.1. Diseño del experimento	59
5.2. Experimento	61
5.3. Conclusiones particulares	65
6. Conclusiones	67
6.1. Discusión	67
6.2. Trabajos futuros	69
6.3. Conclusiones	70
Bibliografía	73

Índice de figuras

1.1. Tendencias de la electrónica de potencia	2
1.2. Sistema Fotovoltaico Trifásico. a) Control tradicional dq0. b) Propuesta	5
2.1. Estructuras comunes de sistemas fotovoltaicos. a) CD/CD aislado. b) aislado CD/CA. c) Sistema 1ϕ - CD/CA. d) Sistema 1ϕ - CD/CD - CD/CA. e) Sistema 3ϕ - CD/CA. f) Sistema 3ϕ - CD/CD - CD/CA.	10
3.1. Celda solar	15
3.2. Modelo de fotocelda	17
3.3. Curvas características $V - I$ y $V - P$ de una fotocelda	18
3.4. Curvas características $V-I$ a distintas condiciones de irradiancia	18
3.5. Curvas características $V-I$ a distintas condiciones de temperatura	19
3.6. Curvas características $V-P$ a distintas condiciones de irradiancia	19
3.7. Curvas características $V-P$ a distintas condiciones de temperatura	20
3.8. Modelo de Arreglo Fotovoltaico	20
3.9. Curvas $V-I$ con distintos valores de N_{ss} y N_{pp}	21
3.10. Curvas $V-P$ con distintos valores de N_{ss} y N_{pp}	21
3.11. Topología del convertidor elevador boost	22
3.12. Operación del convertidor CD/CD con el interruptor cerrado	23
3.13. Operación del convertidor CD/CD con el interruptor abierto	23
3.14. Modulación por ancho de pulso PWM	25
3.15. Diagrama de flujo del algoritmo MPPT	26
3.16. Estructura Arreglo FV + Convertidor CD/CD	26
3.17. Inversor 3ϕ basado en VSC	27
3.18. Técnica SPWM. a) onda moduladora $m(t)$ y onda portadora $p(t)$. b) Señal de control	28
3.19. VSC modelo promediado	29
3.20. Caídas de tensión y flujos de potencia en la operación del inversor	31
3.21. Diagramas fasoriales para: a) $F.P. = 1$; y b) F.P. en adelante.	31

ÍNDICE DE FIGURAS

3.22. Ley de control para m_{abc}	34
3.23. Modelo de planta del inversor basado en VSC	35
3.24. Diagrama de bloques de la estrategia de control.	39
3.25. Esquema del PLL. a) Obtención de las señales sinusoidales a partir de la entrada de tres señales de tensión V_g^{abc} . b) Sincronización angular de la variable de control V'_z con las tensiones en el lado de CA.	39
3.26. Esquema de control del VSC. a) Esquema de control detallado en diagrama de bloques. b) Esquema de control en su representación equivalente al aplicar el lazo cerrado para el compensador $K_{IDC}(s)$	40
3.27. Sistema fotovoltaico interconectado a la red	42
4.1. Sistema Fotovoltáico Interconectado a la red. a) Control tradicional dq0. b) Estrategia de control propuesta.	48
4.2. Condiciones de operación. a) Perfil de Irradiancia. b) Perfil de temperatura	49
4.3. Tensión V_{PV} en las terminales del arreglo fotovoltaico	50
4.4. Ciclo de servicio D^{prop} y D^{conv}	51
4.5. Operación del Arreglo FV. a) Corriente I_{PV} . Potencia generada P_{PV}	52
4.6. Variables de modulación. a) Magnitud de la moduladora $ m_{abc} $. b) Fase de la moduladora $\angle\theta_T^{abc}$	52
4.7. Variables del lado de CD y CA del inversor. a) Voltaje en el puerto de CD. b) Potencia Activa $P_{3\phi}$ y Potencia Reactiva $Q_{3\phi}$ en la red.	53
4.8. Factor de potencia del inversor.	53
4.9. Sistema fotovoltaico trifásico interconectado a la red	54
4.10. a) Curva de irradiancia. b) perfil de voltaje en por unidad en el nodo de interconexión.	55
4.11. a) Potencia activa y reactiva. b) Factor de potencia. c) Voltaje en el bus de CD.	55
4.12. a) Perfil de voltaje rms en el nodo V_g^a . b) Voltaje en el bus de CD.	56
4.13. a) Potencia activa y reactiva. b) Factor de potencia.	57
5.1. Etapa de conversión CD/CD y CD/CA.	61
5.2. Sistema fotovoltaico trifásico experimental.	62
5.3. Voltaje y corriente de la fase a.	63
5.4. Voltaje y corriente de la fase b.	63
5.5. Voltaje y corriente de la fase c.	64
5.6. Voltaje en el enlace de CD.	64

Índice de tablas

2.1. Estrategias propuestas en la literatura científica	10
4.1. Parámetros de operación del SFV	45
4.2. Características Eléctricas de la celda solar PM060PA0-260	45
4.3. Parámetros del arreglo FV	46
4.4. Parámetros de diseño del VSC 3ϕ	46
4.5. Constantes de los compensadores PI y PID	47
5.1. Convertidor DC/DC (Boost)	59
5.2. Parámetros Eléctricos Kit de prueba KIT8020CRD8FF1217P-1	59
5.3. Parámetros de funcionamiento inversor VSC	60
5.4. Parámetros de módulo fotovoltaico	60

Capítulo 1

Introducción

La generación de electricidad a través de fuentes de energía no convencionales ha experimentado un impulso en la segunda década del siglo XXI debido a la mejora de la eficiencia aunado a la disminución de los costos. Motivo por el cual, la tecnología solar fotovoltaica se encuentra entre las fuentes de energía no convencionales más importantes. En los últimos 20 años, la disminución en el costo de producción de los sistemas solares fotovoltaicos tuvo un impacto significativo en el costo por unidad (1), (2). En comparación con las fuentes de energía convencionales como la energía térmica y la energía hidráulica, los sistemas fotovoltaicos necesitan menos tiempo para producir electricidad. Según la Asociación Europea de la Industria Fotovoltaica, la capacidad instalada total de los sistemas fotovoltaicos es de más de 100 GW (3). Esto representa una ventaja, ya que los sistemas fotovoltaicos son amigables con el medio ambiente. Las estimaciones sugieren que la tasa de instalaciones fotovoltaicas en los últimos 15 años ha sido de alrededor del 45 % (4), lo que significa que, en un futuro próximo, los sistemas fotovoltaicos tendrán una mayor participación en la generación de electricidad entre las fuentes de energía renovables disponibles (5).

Por otro lado, la energía generada por estos sistemas depende en gran medida de factores ambientales como la irradiación solar, la nubosidad, la longitud de onda, la reflexión y la temperatura ambiente. Estos factores pueden afectar negativamente la eficiencia de conversión de la celda, lo que lo convierte en un obstáculo para el uso generalizado. Debido a que las condiciones ambientales cambian, se requiere un seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) para garantizar la extracción de la potencia máxima del módulo fotovoltaico, para lograr esto, se implementa un algoritmo de control MPPT mediante un convertidor CD/CD o CD/CA (6).

Los algoritmos de control MPPT son esenciales en los sistemas fotovoltaicos para rastrear el punto máxima potencia bajo condiciones variables de irradiancia y temperatura (6), donde dicho seguimiento se basa en la medición de la tensión y

1. INTRODUCCIÓN

la corriente para calcular la potencia y ajustar el ciclo de servicio del convertidor CD/CD. La aplicación de este algoritmo requiere de un sensor de corriente cuyo costo se vuelve preponderante a medida que se reduce el tamaño del sistema. En este contexto y debido al intento de disminuir los costos, la eliminación del sensor de corriente para rastrear el punto de máxima potencia se ha propuesto en la última década en diferentes configuraciones de circuitos que van desde un inversor centralizado con dos etapas de conversión hasta los microinversores de una etapa de acondicionamiento de potencia (7).

Debido a las necesidades actuales, la electrónica de potencia ha experimentado una rápida evolución que se debe principalmente a dos factores: el primero consiste en el desarrollo de interruptores semiconductores capaces de conmutar a altas frecuencias y manejar altas potencias, y el segundo factor corresponde a la introducción de controladores en tiempo real capaces de implementar algoritmos de control complejos y avanzados. En conjunto, estos factores han llevado al desarrollo de convertidores rentables y amigables con la red (8), (9). Actualmente, las investigaciones en dispositivos electrónicos de potencia se han centrado en la reducción del peso, volumen, costos, porcentaje de fallas y el tiempo de salida al mercado, logrando lo anterior sin afectar el compromiso de la eficiencia en los procesos de acondicionamiento de potencia.

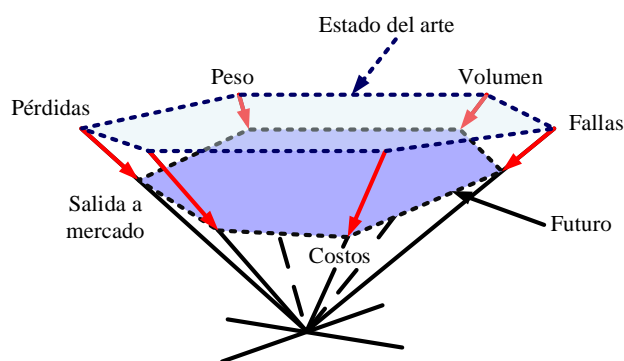


Figura 1.1: Tendencias de la electrónica de potencia

La Figura 1.1 muestra la tendencia actual en relación con la producción en masa de dispositivos basados en electrónica de potencia, los cuales consisten en desarrollar y producir convertidores a bajo costo y de tamaño reducido. En este contexto, las técnicas de reducción de sensores aplicadas a sistemas fotovoltaicos de baja potencia representan una opción viable para cumplir con estos requisitos, siempre que la complejidad de los algoritmos de control y el procesamiento computacional requerido no sean un obstáculo.

1.1. Planteamiento del problema

En la actualidad existen varias propuestas enfocadas a la reducción de sensores en sistemas fotovoltaicos, de las cuales, la mayoría se centra en eliminar el monitoreo de la corriente I_{PV} para proponer diversas modificaciones a los algoritmos MPPT existentes, sin embargo, en la literatura se contemplan aplicaciones fuera de la red y con aplicaciones específicas. En este contexto, y ante el incremento en la demanda de energía, los sistemas de generación eléctrica buscan integrar un mayor número de sistemas fotovoltaicos de baja potencia a la red, para esto, requieren incrementar la fabricación en masa y a la vez, disminuir los costos para que estos sean accesibles. Debido a esto, la eliminación de sensores de corriente y la aplicación de algoritmos de control de convertidores que no hagan uso de cambios de marco de referencia, o técnicas avanzadas de control, representan una opción viable para cumplir con estos requisitos.

En relación con la problemática descrita en el párrafo anterior, se plantea el siguiente cuestionamiento.

¿Es posible desarrollar una estrategia de control que requiera de menos sensores respecto a la técnica tradicional $dq0$ y que conserve los principales atributos de funcionalidad como regulación de voltaje de CD, regulación de potencia reactiva y seguimiento del punto de potencia máxima?

1.2. Hipótesis

Actualmente la infraestructura eléctrica enfrenta diversos retos debido al incremento de la demanda, presentando principalmente, el encarecimiento en la producción de energía, así como la sobrecarga de las líneas de transmisión que abastecen los principales centros de consumo. Asimismo, se busca incrementar la integración de la tecnología solar fotovoltaica en las redes de distribución. En relación con lo anterior, se plantean las siguientes hipótesis.

- Esta estrategia de control requiere de un número menor de sensores respecto a la técnica tradicional $dq0$ es funcional y permite el control de voltaje en el puerto de CD, así como la regulación de potencia reactiva entre el inversor VSC y la red eléctrica.
- La técnica de control del convertidor VSC es de fácil implementación, ya que se basa directamente en operaciones algebraicas elementales. Asimismo, el seguimiento de la variables de referencia como I_{DC} y V_{DC} se realiza mediante compensadores típicos como los PID.

- La modificación al algoritmo MPPT sin emplear el monitoreo en las terminales del arreglo fotovoltaico I_{PV} y V_{PV} , logra extraer la máxima potencia en las terminales de salida del convertidor CD/CD con la medición de la corriente I_{DC} que se inyecta al VSC y la tensión eléctrica V_{DC} en el puerto de CD.
- Esta estrategia se implementa en un sistema fotovoltaico experimental de baja potencia logrando los principales atributos de funcionamiento de los convertidores, como lo son: control de voltaje de CD y seguimiento del punto de máxima potencia.

1.3. Objetivos

Desarrollar una estrategia de control aplicable a un sistema fotovoltaico trifásico con dos etapas de conversión. Logrando conservar los principales atributos de funcionalidad que permite el control tradicional dq0 como:

- Seguimiento del punto de máxima potencia del arreglo fotovoltaico;
- Control de voltaje de CD en la etapa intermedia de acondicionamiento de potencia; y
- Regulación de potencia reactiva.

Para dar cumplimiento a este objetivo general, se plantean los siguientes objetivos específicos.

Específico 1. – Desarrollar una estrategia de control que requiera de menos sensores respecto al control dq0 y modificar el algoritmo MPPT con la finalidad de que no sea necesario el monitoreo de corriente y voltaje en las terminales del arreglo fotovoltaico.

Específico 2. – Diseñar un sistema fotovoltaico de 25 kW interconectado a la red, compuesto por un arreglo de módulos fotovoltaicos, un convertidor elevador CD/CD controlado mediante el algoritmo MPPT. Una etapa de conversión CD/CA controlado por la estrategia de control propuesta. Asimismo, controlar la tensión eléctrica en el enlace de CD y la regulación de potencia reactiva.

Específico 3. – Implementar mediante un prototipo a baja escala las estrategias de control desarrolladas, como lo son: el algoritmo MPPT y los controladores del inversor, esto con el propósito de contrastar los resultados de la simulación numérica del sistema con los datos reales de la experimentación.

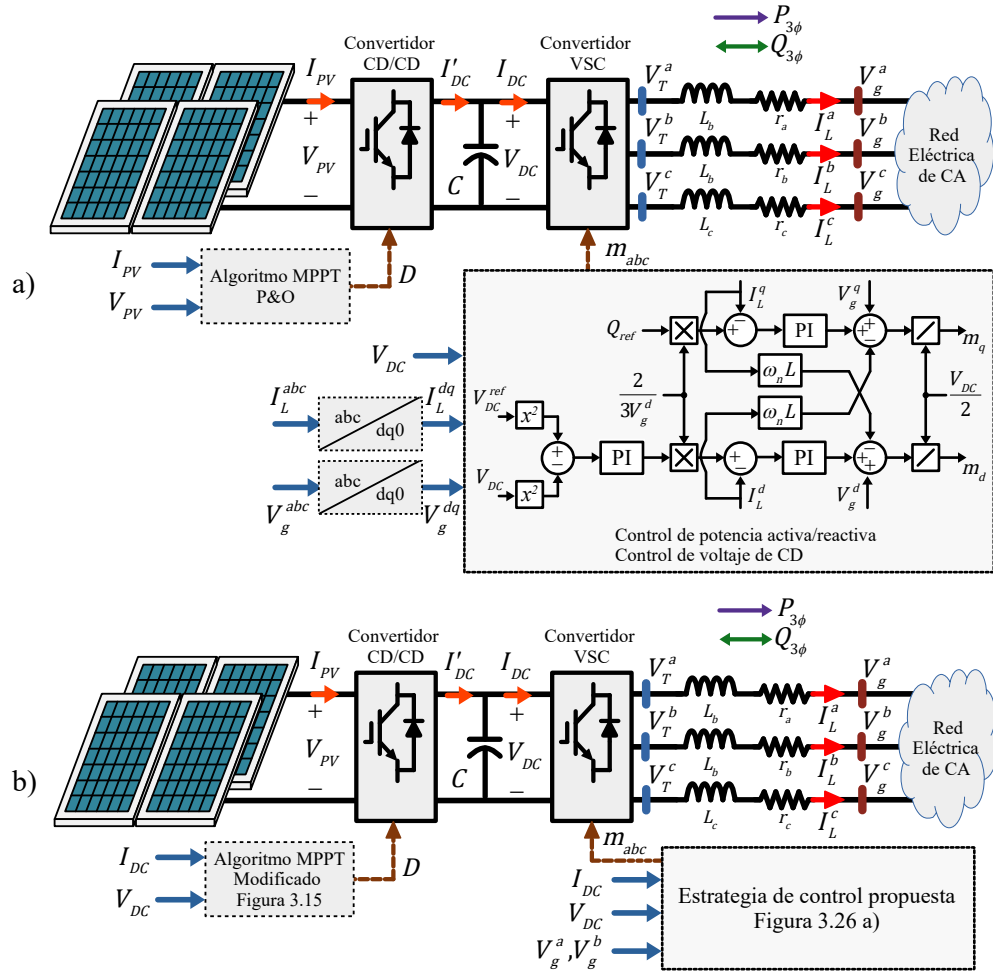


Figura 1.2: Sistema Fotovoltaico Trifásico. a) Control tradicional dq0. b) Propuesta

1.4. Propuesta

Esta tesis de maestría propone desarrollar una estrategia de control aplicable a sistemas fotovoltaicos interconectados a la red con un número reducido de sensores que permitan operar el arreglo fotovoltaico en el punto de potencia máxima, control de voltaje del bus de CD, así como la regulación de potencia reactiva que permita operar el inversor VSC con un factor de potencia distinto al unitario.

La Figura 1.2 a) presenta el esquema de sistema del sistema fotovoltaico en conjunto con los sensores utilizados para controlarlo, en contraste con el control tradicional basado en dq0 que hace uso de 6 sensores en el lado de corriente alterna y un sensor de voltaje de CD en la etapa intermedia de conversión de

1. INTRODUCCIÓN

potencia y dos sensores más en las terminales del arreglo fotovoltaico requeridos en la implementación del control MPPT. Por otra parte, la Figura 1.2 b) muestra la propuesta de controles desarrollados, donde solo se requieren 4 sensores, 2 de voltaje de CA, 1 de voltaje de CD y 1 de corriente de CD, en conjunto, estas técnicas conservan los principales atributos de funcionamiento que el control dq0 sin emplear los 9 sensores.

Por lo tanto, esta tesis de maestría consiste en eliminar los sensores en las terminales del arreglo fotovoltaico, los tres sensores de corriente de CA e incluir un sensor para el monitoreo de I_{DC} en el enlace de corriente directa, el monitoreo de la tensión V_{DC} y finalmente, dos sensores de voltaje de CA V_g^a , y V_g^b . Con esto se logra controlar el sistema fotovoltaico sin perder de vista los atributos de funcionalidad que permite el control tradicional implementado en el marco de referencia dq0.

1.5. Justificación

La implementación de esta estrategia de control basada en la reducción de sensores, será capaz de operar el sistema fotovoltaico y asegurar un proceso eficiente de la conversión de energía en las etapas CD/CD y CD/CA correspondientes, a la vez, permitirá conservar los siguientes atributos de funcionamiento:

- Regulación de potencia reactiva;
- Control de voltaje en el bus de CD; y
- Seguimiento del máximo punto de potencia.

En este contexto, este esquema de control se basa en operaciones elementales y dos compensadores para controlar la dinámica de I_{DC} y de V_{DC} . La propuesta desarrollada en este trabajo de tesis asegura que los costos asociados a la medición y control de un sistema fotovoltaico de baja potencia se reducen al eliminar los sensores de corriente propiamente en un escenario de fabricación en masa. Además, permitirá incrementar el número de sistemas fotovoltaicos conectados a las redes de baja tensión, disminuyendo la sobrecarga de las líneas de transmisión, así como la reducción de emisiones contaminantes.

1.6. Metodología

La metodología para lograr los objetivos y metas trazadas en esta tesis de maestría se detallan a continuación en orden progresivo:

Análisis del estado del arte. - Con base en tópicos relacionados al diseño de técnicas de control basadas en la eliminación de sensores considerando modelos promediados, se ha realizado una revisión a fondo de la literatura científica actual, reportada en revistas de alto impacto, tesis de posgrado, congresos relevantes y patentes. Lo anterior con la finalidad de obtener un respaldo teórico de las técnicas de reducción de sensores desarrolladas.

Modelado y simulación. - En esta etapa se ha trabajado en la validación de los controladores desarrollados matemáticamente, para posteriormente evaluar su operación mediante una serie de simulaciones, haciendo uso de la herramienta computacional Matlab/Simulink. Esto se realiza con diferentes estudios típicos de sistemas fotovoltaicos, contrastando los resultados con el control tradicional dq0.

Construcción y puesta en marcha del prototipo. - Una vez realizado el modelado y simulación del sistema fotovoltaico, se construyó un prototipo a escala que consta de: *i*) un inversor basado en VSC; *ii*) un convertidor elevador CD/CD (Boost); y *iii*) una celda solar de 250 W. La finalidad de dicha etapa consiste en validar experimentalmente los resultados obtenidos mediante la simulación en un escenario de operación real.

1.7. Organización de la tesis

Capítulo 2.- En este capítulo se presenta el marco conceptual que sustenta este trabajo de maestría. Asimismo, se analizan los antecedentes de solución encontrados en la literatura científica, que han dado origen al diseño de nuevas técnicas de control aplicadas a sistemas fotovoltaicos mediante la eliminación de sensores de corriente o voltaje en las terminales del arreglo fotovoltaico.

Capítulo 3.- En este capítulo se analiza el modelo matemático de una celda fotovoltaica que da paso a la obtención del modelo correspondiente a un arreglo de celdas para incrementar la potencia generada, así como el modelo del convertidor CD/CD controlado a través del algoritmo MPPT modificado, el cual extrae la máxima potencia del arreglo de celdas mediante la variación del ciclo de servicio D del convertidor boost. Además, se desarrollan los elementos necesarios para el diseño de convertidor CD/CA cuya función principal consiste en acondicionar la potencia de CD generada por las celdas a los niveles de tensión y frecuencia requeridos por la red. El control propuesto en este trabajo requiere de 4 sensores para contro-

lar la tensión V_{DC} y la regulación de potencia reactiva directamente por el convertidor VSC.

Capítulo 4.- En este capítulo se exponen los resultados de la validación numérica implementada en Matlab/Simulink al realizar la comparación de la técnica tradicional dq0 y el algoritmo MPPT frente a la propuesta de este trabajo. Los escenarios implementados consiste en someter los sistemas de prueba a las mismas condiciones de irradiancia y temperatura para verificar que la modificación del algoritmo MPPT es funcional respecto al MPPT P&O tradicional. Como segundo y tercer caso de estudio, se propone la operación del sistema fotovoltaico bajo una curva de irradiancia para recrear el escenario real de la interconexión para así, elevar la tensión eléctrica en el punto de acoplamiento común. En este contexto, se modifica el factor de potencia del inversor para regular el voltaje de CA.

Capítulo 5.- Este capítulo muestra a detalle el procedimiento para llevar a cabo la implementación de un prototipo experimental, así como la descripción de los materiales, equipo. Finalmente, la puesta en marcha del inversor se respalda mediante la medición de las principales variables del sistema a través de osciloscopios o interfaz de adquisición de datos.

Capítulo 6.- Este capítulo presenta las conclusiones que se desprende al analizar los resultados numéricos y experimentales, así como las aportaciones de la presente tesis. Además se presentan algunas recomendaciones para trabajos futuros esperando que este trabajo de tesis pueda servir como referente.

2.1. Introducción

La potencia generada por los sistemas fotovoltaicos depende en gran medida de factores ambientales como la radiación solar, nubosidad, longitud de onda, reflexión y temperatura de operación de la celda solar. Estos factores afectan negativamente la eficiencia de la celda fotovoltaica, lo que lo convierte en un obstáculo para el uso generalizado. Debido a la dinámica de las condiciones ambientales, un sistema fotovoltaico requiere el seguimiento del punto de potencia máxima (MPPT) que garantice la máxima extracción de potencia de un arreglo fotovoltaico(7).

El seguimiento del punto de potencia máxima se basa en la medición de la tensión eléctrica y la corriente generada por el arreglo fotovoltaico para calcular la potencia generada. Esto requiere el uso de sensores de corriente costosos, lo que se traduce en un aumento en el costo final del sistema. En línea con el intento de disminuir los costos, los trabajos desarrollados durante la última década se basan en la eliminación del sensor de corriente para rastrear el punto de potencia máxima.

Actualmente, estas técnicas han sido presentadas en diferentes configuraciones de circuitos que van desde los inversores de dos etapas (CD/CD y CD/CA) hasta los microinversores de una sola etapa (CD/CA) (8). En la práctica, la reducción de los dispositivos de conmutación, el número de etapas de conversión y los elementos de medición son los principales objetivos de diseño para lograr una alta eficiencia, un bajo costo y un sistema simplificado.

La Figura 2.1 expone las principales estructuras típicas de los sistemas fotovoltaicos, las cuales se usan para aplicaciones de interconexión a la red ya sean monofásicas o trifásicas, con una o dos etapas de acondicionamiento de potencia

2. ESTADO DEL ARTE

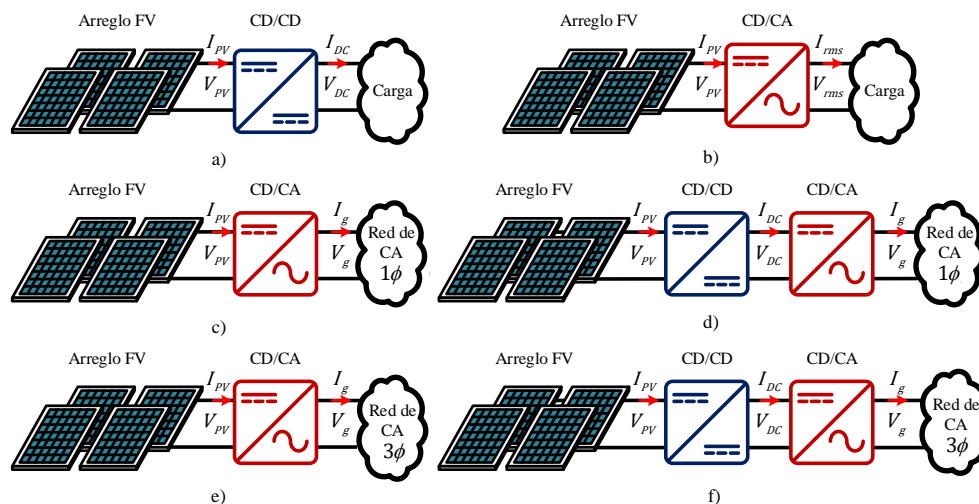


Figura 2.1: Estructuras comunes de sistemas fotovoltaicos. a) CD/CD aislado. b) aislado CD/CA. c) Sistema 1ϕ - CD/CA. d) Sistema 1ϕ - CD/CD - CD/CA. e) Sistema 3ϕ - CD/CA. f) Sistema 3ϕ - CD/CD - CD/CA.

c), d), e) y f), mientras que las aplicaciones fuera de la red a) y b) generalmente alimentan cargas de bombeo hidráulico. De la Figura 2.1, se deduce que conforme aumentan las etapas de conversión de potencia, aumenta el número de variables de interés y por ende, el número de sensores necesarios para la aplicación de controles.

Tabla 2.1: Estrategias propuestas en la literatura científica

Referencias	Estructura (Figura 2.1)	Arreglo FV		CD/CD Boost		CD/CA VSC		No. de sensores	Interconexión a la red	Regulación de reactivos	No. de PI's o PR's
		V	I	V	I	V	I				
		(10)	a)	1	0	0	0				
(11)	b)	0	0	-	-	1	0	1	x	x	0
(12)	a)	1	0	0	0	-	-	1	x	x	0
(13)	a)	1	0	1	0	-	-	2	x	x	0
(14)	a)	1	0	1	0	-	-	2	x	x	0
(15)	a)	0	0	1	1	-	-	2	x	x	0
(16)	c)	1	0	-	-	1	1	2	1ϕ	x	2
(17)	c)	0	0	-	-	1	1	2	1ϕ	x	1
(18)	c)	1	0	-	-	0	1	2	1ϕ	x	1
(19)	d)	1	1	0	0	1	1	4	1ϕ	x	2
(20)	c)	1	0	-	-	0	1	2	1ϕ	x	1
(21)	e)	1	0	-	-	3	0	4	3ϕ	x	3
(22),(23)	f)	1	1	1	0	3	3	9	3ϕ	✓	3
Propuesta	f)	0	0	1	1	2	0	4	3ϕ	✓	2

A fin de contrastar esta propuesta respecto a las reportadas en el estado del arte, se realiza una serie de comparaciones cualitativas, considerando diferentes estructuras dentro y fuera de la red, tal como se muestra en la Figura 2.1 y con-

siderando las principales características mostradas en la Tabla 2.1.

Iniciando por (10), se muestra una estructura FV + CD/CD + Carga, en la cual el sensor de corriente del arreglo fotovoltaico I_{PV} es eliminado y se implementa un algoritmo MPPT dependiente de la razón de cambio de V_{PV} y el ciclo de trabajo D del convertidor CD/CD. Esta propuesta elimina cambios erróneos en D ante las perturbaciones rápidas de irradiancia y el diseño se basa en una operación fuera de la red.

En (11) se aborda el desempeño de un algoritmo MPPT basado en la técnica “*Voltaje versus Frequency under the constant V/f principle*”, aplicado a una estructura FV+CD/CD+CD/CA+Load, para aplicaciones de bombeo. Dicha estrategia resalta la eliminación de los sensores V_{PV} e I_{PV} , utilizando solo el monitoreo en las terminales de alimentación de la carga a fin de modificar los índices de modulación de ambas etapas de conversión.

Una estructura del tipo FV + CD/CD + Carga que opera fuera de la red, se discute en (12), donde dicha propuesta expone la eliminación de I_{PV} y propone su reconstrucción a partir de la formulación de una ecuación de sustituta a partir de V_{PV} . De forma paralela, un algoritmo MPPT adjunto a una función de costos, utiliza la corriente reconstruida para el cálculo del ciclo de servicio D del convertidor CD/CD. El alto costo computacional de la implementación convierte esta opción en poco viable para su reproducción en masa.

La propuesta que presenta (13), consiste en una estructura del tipo FV+CD/CD + Carga, elimina el monitoreo de I_{PV} e implementa un observador de Luenberger para reconstruir la corriente inyectada al convertidor CD/CD que alimenta una carga resistiva. Esta propuesta logra eliminar el ruido asociado a la conmutación de los interruptores de potencia a un alto costo computacional en la implementación de los observadores.

En (14) se elimina el sensor I_{PV} en un sistema fotovoltaico con estructura FV + CD/CD + Carga, además de implementar un estimador de estado que requiere la medición de V_{PV} , V_{DC} , el tiempo de muestreo y el modo de conducción como entradas para un optimizador capaz de cambiar el modo de conducción con base en las condiciones de operación para garantizar el MPPT. El estudio se lleva a cabo con una fuente de CD e incluye una inductancia extra, además, la cantidad de software empleado para su implementación es excesiva para un convertidor boost.

Otra aplicación sin conexión a la red se expone en (15), la cual se basa en un solo convertidor CD/CD para aplicaciones de bombeo considerando conductores

muy largos desde el arreglo fotovoltaico a la carga, por lo cual los autores han considerado la eliminación de los sensores I_{PV} y V_{PV} , los cuales son estimados mediante observadores de alta ganancia, mientras que el MPPT se realiza mediante la interpolación polinomial de los datos de voltaje y potencia para optimizar el voltaje de referencia.

La operación de un inversor conectado a la red basado en puente H sin etapa intermedia CD/CD, se muestra en (16), donde se eliminan I_{PV} y V_{PV} , implementando así la corriente y voltaje de CA en su respectivo valor RMS directamente al algoritmo MPPT, este genera la variable moduladora del convertidor CD/CA. Aunque dicha propuesta muestra un buen desempeño es sabido que los sistemas fotovoltaicos sin etapa intermedia de CD/CD, no son los más implementados en baja escala debido al número de paneles en serie requeridos para el arranque del inversor, los cuales rondan los 600 [V] en convertidores comerciales y teniendo como límite los 1000[V] de voltaje máximo en las celdas fotovoltaicas.

La propuesta que se discute en (17) es aplicable a un sistema fotovoltaico con estructura tipo FV + CD/CA-1 ϕ , la cual consiste en conectar puentes H en cascada. Los autores proponen eliminar el monitoreo de V_{PV} e I_{PV} en las terminales de las celdas solares. Por otra parte, el control de la interconexión a la red se realiza al considerar que todos los arreglos fotovoltaicos generan la misma cantidad de potencia para después dividirla a partes iguales en relación con el número de puentes H con la finalidad de promediar un voltaje estimado de operación. Además, es necesaria la implementación de "n" compensadores PI y "n" filtros paso bajas para eliminar el ruido en el voltaje calculado, donde "n" representa el número de inversores VSC. Por lo que el control MPPT únicamente requiere de la medición de I_L^a y V_g^a en sus correspondiente valores rms. Por último, es necesario aclarar que la aplicación de inversores VSC conectados en cascada se justifican en sistemas trifásicos y de alta potencia, por lo que la reducción de sensores en estos sistemas no es justificable debido al alto nivel de monitoreo y control que debe ser aplicado para garantizar un funcionamiento correcto.

La estructura FV + CD/CA-1 ϕ que presenta (18), consiste en eliminar el monitoreo de voltaje de CA e I_{PV} y mediante amplificadores operacionales se obtiene una corriente virtual proporcional a la conmutación del convertidor. La implementación es difícil debido a que no cuenta con lazo de enganche de fase o PLL (por sus siglas en inglés) y requiere de tablas de conmutación basadas en flip flops, así como la implementación de filtros paso bajas para operar correctamente.

En (19), los autores proponen la eliminación del sensor de V_{DC} en una estructura del tipo FV + CD/CD + CD/CA-1 ϕ , donde se busca compensar la

corriente de CA empleando una red neuronal artificial con la finalidad de mantener un voltaje constante en la etapa intermedia de los convertidores CD/CD y CD/CA. En este caso, el uso de esquemas de control resonantes adjunto a redes neuronales, significa un incremento importante en la capacidad de procesamiento y no se encuentra viable en sistemas fotovoltaicos monofásicos y de baja potencia.

En (20), el sistema FV + CD/CA-1 ϕ , elimina el sensor de I_{PV} y estima su valor a partir de un observador de modos deslizantes y un control predictivo que requiere el monitoreo del voltaje de CA, así como la corriente inyectada a la red. Mientras que el MPPT se realiza de manera convencional. Cabe mencionar que, debido a los algoritmos mencionados, el alto costo computacional puede ser una clara desventaja para su aplicación.

En (21), se presenta la estructura FV + CD/CA-3 ϕ , donde se elimina el monitoreo de I_{PV} y se implementa el control MPPT mediante la perturbación del ángulo de las variables moduladoras de CA mientras que conservan su magnitud constante. Aunque la propuesta es interesante, solo se muestra el comportamiento de la potencia de los paneles, sin mostrar ni en simulación ni en prototipo la potencia y dinámicas en la red eléctrica en CA, por lo que carece de validez sólida.

Un sistema PV convencional del tipo FV + CD/CD + CD/CA-3 ϕ , implementando el control en el marco rotatorio dq0, requiere comúnmente de 9 sensores para su operación como se muestra en (22) y en la Figura 1.2 a). Mientras que el algoritmo MPPT hace uso de I_{PV} y V_{PV} controlando así el ciclo de servicio del convertidor boost (23). Cabe mencionar que en la literatura científica este es el esquema de control mayormente implementado.

2.2. Análisis crítico del estado del arte

Con la revisión de las propuestas que presenta la Tabla 2.1, es posible resumir lo siguiente:

- i) 90 % de las propuestas se enfocan a la eliminación de solo un sensor del arreglo fotovoltaico, ya sea V_{PV} o I_{PV} , donde dichas variables son estimadas por software con un alto costo computacional;
- ii) 50 % no consideran la integración del sistema a la red eléctrica [10-16], donde sus aplicaciones son muy específicas y no útiles para sistemas residenciales o comerciales; y

2. ESTADO DEL ARTE

- iii) 50 % no implementan una etapa intermedia de elevación de voltaje, resaltando así, que todos los sistemas de baja y media escala, tienden a implementar etapas intermedias de elevación de voltaje con convertidor CD/CD.

Dicho lo anterior, es posible deducir que en la literatura científica no se han mostrado esquemas de reducción de sensores de forma significativa en las estructuras convencionales Arreglo FV+CD/CD+CD/CA-3 ϕ .

En resumen, los aportes más importantes de este trabajo son:

- i) Eliminación de 5 sensores en un sistema Arreglo FV +Boost+VSC-3 ϕ ;
- ii) Algoritmo de bajo recurso computacional que no requiere el uso de transformadas, observadores o estimadores de estado; y
- iii) Conserva los mismos atributos de funcionalidad MPPT, así como la inyección/absorción de potencia reactiva que el control tradicional basado en dq0.

Considerando lo anterior, hasta el mejor conocimiento de los autores, en ninguna propuesta científica se ha logrado reunir las anteriores ventajas, motivo por el cual se logra justificar la originalidad de esta propuesta que es económicamente atractiva para la industria de fabricación en masa de inversores trifásicos de baja potencia.

3.1. Introducción

En esta sección se describen a detalle los elementos, el modelo y las ecuaciones que definen el comportamiento de una celda solar, para posteriormente realizar las modificaciones necesarias con la finalidad de obtener una expresión que defina la dinámica de un arreglo de celdas. Por otra parte, el modelado dinámico del convertidor CD/CD en conjunto con la técnica PWM permite justificar y aplicar el algoritmo de control MPPT al conjunto Arreglo FV + Convertidor CD/CD, encargado de la extracción de la máxima potencia generada por el arreglo fotovoltaico.

Por último, el modelado del inversor basado en VSC define la antesala para el diseño de la técnica de control propuesta y su comportamiento en un sistema trifásico, en conjunto, estos componentes y sus respectivos modelos matemáticos justifican adecuadamente la propuesta de esta tesis.

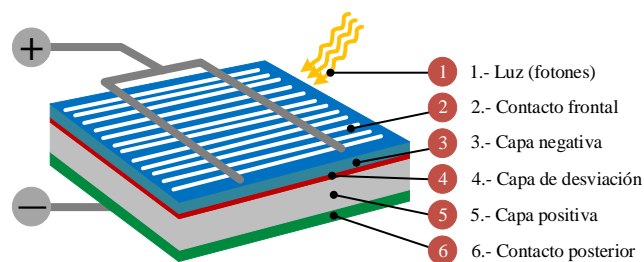


Figura 3.1: Celda solar

3.2. Modelo de celda solar

Una celda fotovoltaica, también llamada fotocelda, celda solar o módulo fotovoltaico, es un dispositivo semiconductor que permite transformar la energía lumínica (fotones) en energía eléctrica (flujo de electrones libres) mediante el efecto fotoeléctrico, lo que a su vez, genera energía solar fotovoltaica. La energía fotovoltaica es la conversión directa de la luz en electricidad a nivel atómico. Algunos materiales exhiben una propiedad conocida como efecto fotoeléctrico que los hace absorber fotones y liberar electrones. Cuando se capturan estos electrones libres se obtiene una corriente eléctrica que se puede usar como electricidad.

En la actualidad, las fotoceldas trabajan con una eficiencia del 25 % (24). Cabe aclarar que este dato es válido únicamente para aquellas que son fabricadas a base de silicio (Si) y pueden ser monocristalinos o policristalinos. Asimismo, la investigación ubica un tipo de celdas solares cuyo proceso de conversión de energía es del 46 % y corresponde a las conocidas como celdas concentradoras multijuntura (24).

La Figura 3.1 muestra la constitución básica de una celda solar, así como el tipo de capas que las componen. Las celdas solares están hechas de materiales semiconductores como el silicio, que es ampliamente utilizado en la industria de la microelectrónica. Para las celdas solares, una oblea de semiconductor delgada se trata especialmente para formar un campo eléctrico positivo en un lado y negativo en el otro. Cuando la radiación solar incide sobre la celda solar, los electrones se desprenden de los átomos en el material semiconductor y si los conductores eléctricos están conectados a los lados positivo y negativo formando un circuito eléctrico, los electrones se pueden capturar en forma de corriente eléctrica y puede usarse para alimentar cargas.

La Figura 3.2 presenta el modelo básico de la celda solar, el cual se caracteriza por un diodo, una fuente dependiente de corriente y dos resistencias, una en serie y otra en paralelo. En este contexto, la magnitud de la corriente generada por la celda se expresa matemáticamente como en(3.1), (25).

$$I_{PV} = I_{Ph} - I_D \cdot \left(e^{\frac{V_{PV} + R_s I_{PV}}{a V_t N_s}} - 1 \right) - \frac{V_{PV} + R_s I_{PV}}{R_p} \quad (3.1)$$

donde: I_{Ph} la corriente generada bajo condiciones de temperatura e irradiancia; I_D corresponde a la corriente de saturación del diodo; $V_t = kT/q$ es el voltaje térmico de la fotocelda; N_s es el número de celdas conectadas en serie; $k = 1.380 \times 10^{-23}$ [J/K] es la constante de Boltzmann; T es la temperatura de la celda; $q = 1.602 \times 10^{-19}$ [C] es la carga del electrón; R_s refiere a la resistencia

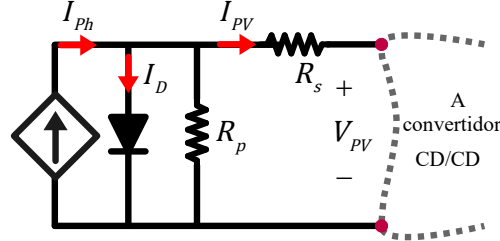


Figura 3.2: Modelo de fotocelda

en serie de la celda; R_p representa una resistencia en paralelo correspondiente a las pérdidas en la potencia generada; V_{PV} representa la tensión en las terminales de la celda; y finalmente, I_{PV} corresponde a la corriente inyectada a la carga.

En este contexto, la corriente I_{Ph} depende de la irradiancia, así como de la temperatura de operación de la fotocelda, es decir (3.2):

$$I_{Ph} = (I_{PV,n} + k_I \cdot (T_{op} - T_{nom})) \cdot S \quad (3.2)$$

donde $I_{PV,n}$ corresponde a la corriente generada por la celda a condiciones estándar de prueba ($T_{nom} = 25$ [°C] y $S_{nom} = 1$ [kW/m²]); S representa la irradiancia incidente normalizada, es decir $S = S_{op}/S_{nom}$; k_I refiere al coeficiente de corto circuito de diseño; y finalmente, T_{op} es la temperatura de operación de la fotocelda.

Con la expresión (3.1) que expone el comportamiento de la corriente generada por una fotocelda, es necesario conocer la potencia, por lo anterior se define P_{PV} como el producto del voltaje en las terminales del arreglo V_{PV} , por la corriente inyectada I_{PV} , esto corresponde a (3.3):

$$P_{PV} = V_{PV} \cdot I_{PV} \quad (3.3)$$

Con base en (3.1) y (3.3), se definen las curvas características $V-I$ y $V-P$, mismas que se presentan en la Figura 3.3, de estas curvas se destacan los puntos de operación de la celda, donde los principales son: P_{MPPT} , V_{MPPT} e I_{MPPT} , mientras que I_{sc} y V_{oc} corresponden a limitantes físicas de diseño de la misma.

De acuerdo con (3.1) y (3.2), los efectos de la irradiancia en la operación de una celda fotovoltaica son mostrados en la Figura 3.4, donde a mayor irradiancia aumenta la corriente I_{PV} generada y el voltaje de circuito abierto V_{oc} y viceversa. Sin embargo, la reducción en el voltaje de operación no es significativo respecto a las variaciones de irradiancia.

3. MARCO TEÓRICO

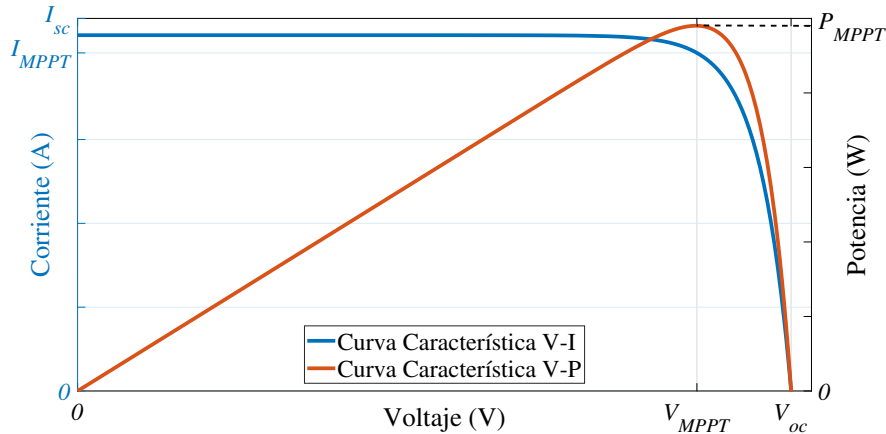


Figura 3.3: Curvas características $V - I$ y $V - P$ de una fotocelda

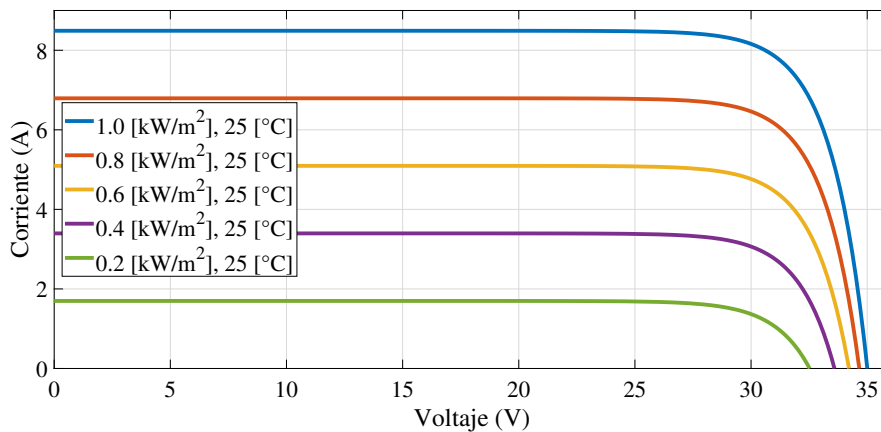


Figura 3.4: Curvas características $V-I$ a distintas condiciones de irradiancia

Por otra parte, (3.2) establece que la temperatura afecta el desempeño de una fotocelda y esto se presenta en la Figura 3.5. El incremento en la temperatura de operación disminuye tanto la magnitud de V_{oc} como de V_{MPPT} . Mientras que la corriente de corto circuito I_{sc} incrementa. En este contexto, la eficiencia en la generación de energía disminuye a altas temperaturas ya que se reduce la región de operación.

La Figura 3.6 presenta la potencia generada por la fotocelda bajo variaciones de irradiancia y operando a una temperatura constante. Conforme disminuye la irradiancia S , la potencia en la celda decrementa de manera proporcional a este cambio. Además, se modifica el voltaje de circuito abierto de operación de la celda y el punto V_{MPPT} , sin embargo, el decremento de V_{oc} y V_{MPPT} es mínimo respecto a la variación de P_{PV} y de S .

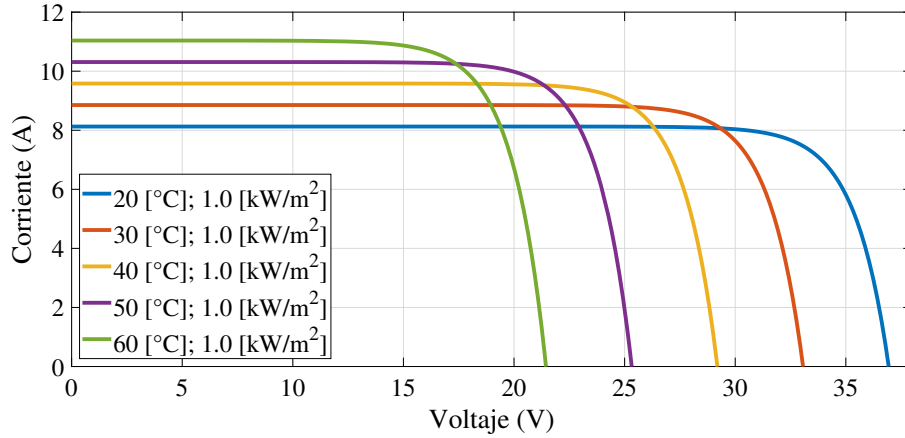


Figura 3.5: Curvas características $V-I$ a distintas condiciones de temperatura

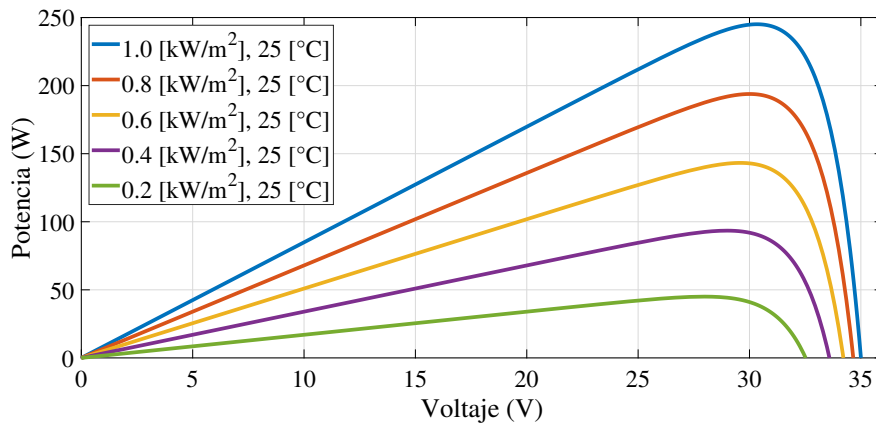


Figura 3.6: Curvas características $V-P$ a distintas condiciones de irradiancia

Finalmente, la Figura 3.7 muestra la potencia generada por una celda fotovoltaica operando a irradiancia constante y variaciones de de temperatura, donde, de acuerdo con las curvas características expuestas, el incremento en la temperatura disminuye la potencia P_{PV} al modificar los puntos de operación I_{sc} , V_{oc} y debido a los cambios en las variables de corto circuito y circuito abierto, los puntos óptimos de generación: V_{MPPT} , I_{MPPT} y P_{MPPT} modifican su valor final.

La interconexión a la red eléctrica de los sistemas fotovoltaicos puede variar desde algunos kW hasta el orden de los MW de potencia. Por lo tanto, es necesario desarrollar un modelo matemático que describa el comportamiento de un arreglo de paneles teniendo en cuenta los efectos que de este derivan.

3. MARCO TEÓRICO

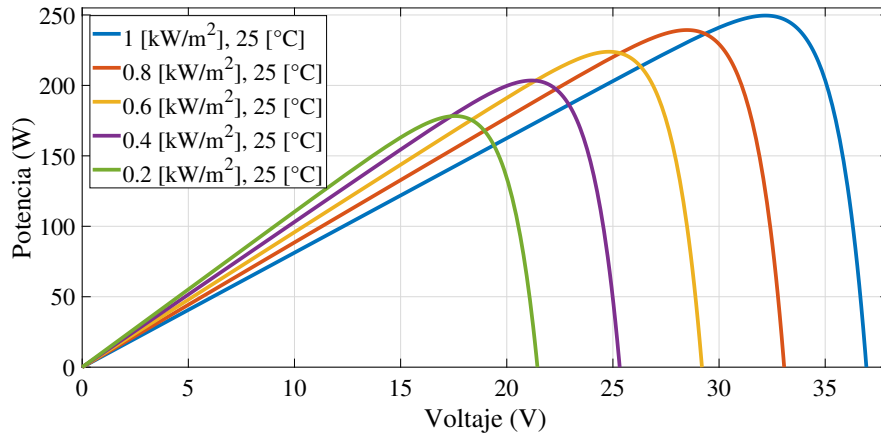


Figura 3.7: Curvas características V - P a distintas condiciones de temperatura

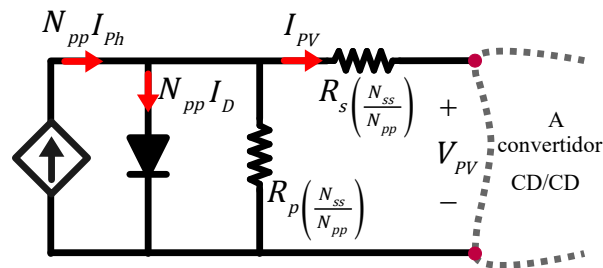


Figura 3.8: Modelo de Arreglo Fotovoltaico

3.3. Modelo de arreglo fotovoltaico

Los sistemas fotovoltaicos conectados a la red se pueden clasificar en tres tipos de acuerdo con la capacidad instalada de acuerdo a las distintas opciones que se presentan a continuación (26). sigue.

1. Escala de servicios públicos (1–10) [MW].
2. Mediana escala (10–1000) [kW].
3. Pequeña escala < 10 [kW].

Un arreglo consta de varias fotoceldas conectadas por N_{ss} módulos en serie con la finalidad de aumentar el nivel tensión en las terminales, mientras que para incrementar la corriente generada por el arreglo se conectan N_{pp} módulos en paralelo (27).

De acuerdo con la Figura 3.8, al incluir los efectos de las fotoceldas en serie N_{ss} y en paralelo N_{pp} , la corriente y la tensión en las terminales del arreglo se

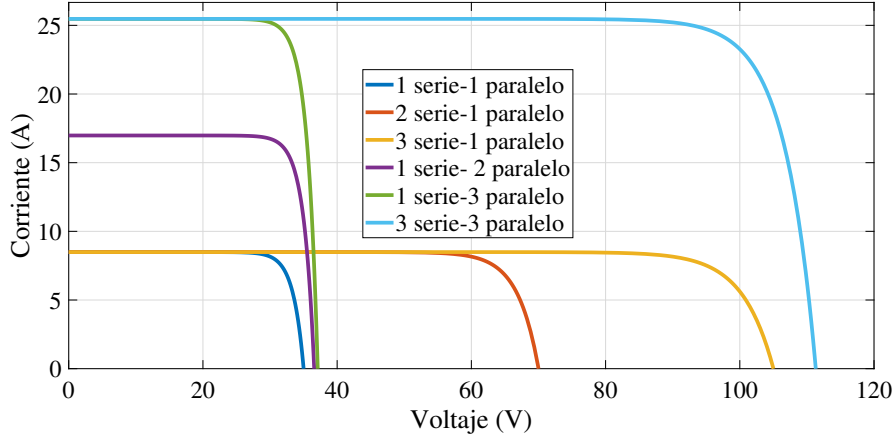


Figura 3.9: Curvas V - I con distintos valores de N_{ss} y N_{pp}

modifica al incluir los términos N_{ss} y N_{pp} en (3.1), por lo anterior, (3.4) define el modelo de un arreglo fotovoltaico .

$$I_{PV} = N_{pp} \cdot I_{Ph} - N_{pp} \cdot I_D \cdot \left(e^{\frac{V_{PV} + R_s I_{PV} (\frac{N_{ss}}{N_{pp}})}{a V_t N_s N_{ss}}} - 1 \right) - \frac{V_{PV} + R_s I_{PV} (\frac{N_{ss}}{N_{pp}})}{R_p (\frac{N_{ss}}{N_{pp}})} \quad (3.4)$$

Finalmente, la potencia generada por un arreglo fotovoltaico queda determinada por (3.5), esto considerando los efectos de N_{ss} y N_{pp} :

$$P_{PV} = N_{ss} V_{PV} \cdot N_{pp} I_{PV} \quad (3.5)$$

donde la corriente I_{PV} incluye los efectos de las dinámicas de la irradiancia y la temperatura descritas en (3.1) y (3.2).

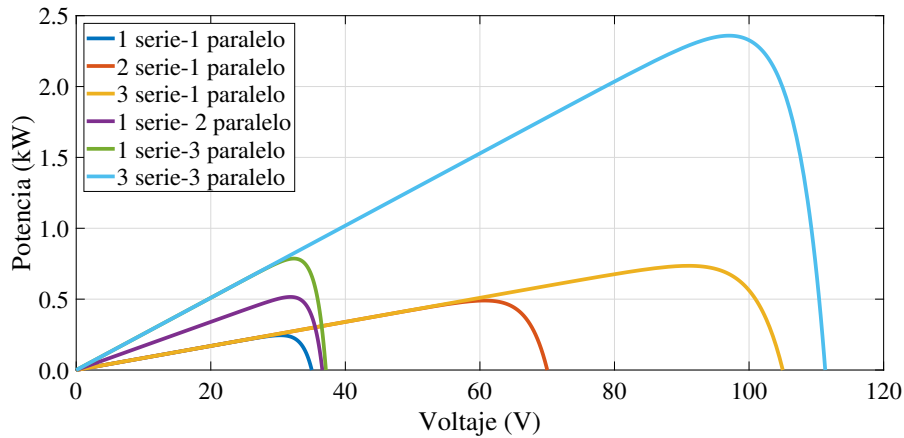


Figura 3.10: Curvas V - P con distintos valores de N_{ss} y N_{pp}

3. MARCO TEÓRICO

De acuerdo con (3.4), la tensión V_{PV} en las terminales incrementa respecto al número de módulos conectados en serie, por otro lado, la corriente I_{PV} depende de los paneles conectados en paralelo, lo anterior de acuerdo con la Figura 3.9 que muestra las condiciones de operación al modificar los parámetros N_{ss} y N_{pp} .

En este contexto, las curvas V-P expuestas en la Figura 3.10 corresponden a una operación de irradiancia y temperatura constantes, donde las variaciones presentadas consisten en aumentar el número de celdas en serie N_{ss} y en paralelo N_{pp} con la finalidad de aumentar la potencia generada por el arreglo fotovoltaico de acuerdo con (3.5).

3.4. Convertidor CD/CD (boost)

El convertidor Boost o convertidor elevador, es un convertidor CD/CD que mediante los cambios en su topología, obtiene a su salida una tensión mayor que la de alimentación. El circuito que muestra la Figura 3.11, se caracteriza por ser una fuente conmutada que contiene dos interruptores de potencia (D_1 y S), así como dos elementos que almacenan energía, definidos por L para la bobina y C para el condensador. El principio básico de este convertidor consiste en dos estados distintos dependiendo de la posición del interruptor de potencia.

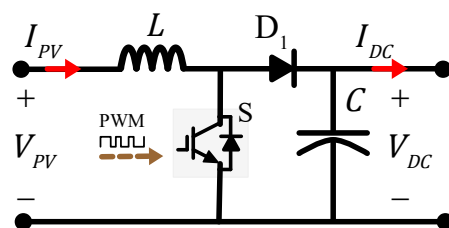


Figura 3.11: Topología del convertidor elevador boost

Estado cerrado.- La Figura 3.12 expone la topología del interruptor de potencia cerrado, debido a esto, la corriente I_L^{on} fluye a través de la bobina, misma que adquiere un potencial igual al de la fuente de alimentación, es decir, $V_L = V_{PV}$. Por otra parte, el condensador alimenta las terminales de V_{DC} .

En este estado topológico, el interruptor S se encuentra cerrado provocando que el voltaje de entrada V_{PV} aparezca en los extremos del inductor L . Debido a esto, se tiene un cambio en la corriente I_L^{on} a través de L durante un período t_{on} de acuerdo con (3.6):

$$V_L(t) = V_{PV}(t) = L \cdot \frac{dI_L^{on}(t)}{dt} \quad (3.6)$$

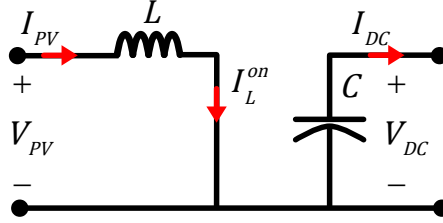


Figura 3.12: Operación del convertidor CD/CD con el interruptor cerrado

Al finalizar el estado donde el interruptor se encuentra cerrado, el incremento en la corriente que fluye a través del inductor corresponde a (3.7):

$$\Delta I_L^{on} = \frac{1}{L} \cdot \int_0^{t_{on}} V_{PV}(t) dt = -\frac{V_{PV}(t) \cdot t_{on}}{L} \quad (3.7)$$

Estado abierto.- La Figura 3.13 presenta la topología del convertidor en estado abierto, donde la corriente I_L^{off} fluye hasta la carga que mantiene un nivel de tensión igual a V_{DC} . Si se considera que no hay caída de tensión en el diodo y que se tiene un capacitor C lo suficientemente grande para mantener V_{DC} constante, el incremento en la corriente se define en (3.8)

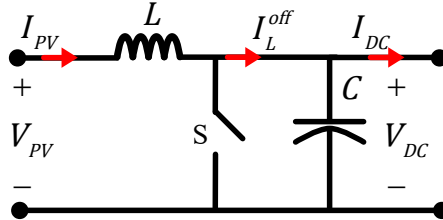


Figura 3.13: Operación del convertidor CD/CD con el interruptor abierto

$$\Delta I_L^{off} = \frac{1}{L} \cdot \int_0^{t_{off}} V_{PV}(t) dt = \frac{(V_{PV}(t) - V_{DC}(t)) \cdot t_{off}}{L} \quad (3.8)$$

Al finalizar los estados de conmutación, la corriente en el inductor debe ser la misma al principio y al final de acuerdo con (3.9):

$$\Delta I_L^{on} + \Delta I_L^{off} = 0 \quad (3.9)$$

Mediante la sustitución de (3.7) y (3.8) en (3.9), se tiene lo siguiente:

$$-\frac{V_{PV}(t) \cdot t_{on}}{L} + \frac{(V_{PV}(t) - V_{DC}(t)) \cdot t_{off}}{L} = 0 \quad (3.10)$$

3. MARCO TEÓRICO

Al suponer que la variable de modulación D asociada al PWM se define mediante las siguientes condiciones, (3.11) y (3.12).

$$t_{on} = D \quad (3.11)$$

$$t_{off} = 1 - D \quad (3.12)$$

Sustituyendo (3.11) y (3.12) en (3.10) se obtiene una expresión en función del ciclo de servicio, dada por (3.13).

$$V_{PV}(t) \cdot D - (V_{PV}(t) - V_{DC}(t)) \cdot (1 - D) = 0 \quad (3.13)$$

Resolviendo (3.13) para V_{DC} y considerando que el convertidor opera sin pérdidas, la función de transferencia del convertidor elevador se expresa mediante (3.14) (28).

$$V_{DC}(t) = \frac{V_{PV}(t)}{1 - D} \quad (3.14)$$

Con la finalidad de controlar el convertidor CD/CD, es necesaria la aplicación de una técnica de modulación por ancho de pulso, misma que controla los estados de conmutación del interruptor de potencia para lograr la elevación de voltaje en las terminales de salida del boost.

3.5. Técnica de modulación por ancho de pulso (PWM)

La modulación por ancho de pulso se basa en la comparación de una señal moduladora D y una señal portadora triangular o diente de sierra de alta frecuencia. De acuerdo con lo que expone la Figura 3.14, el resultado de dicha comparación genera un tren de pulsos de ancho específico (t_{on} y t_{off}) de valores discretos $\{0, 1\}$, los cuales son utilizados directamente en el control de la conmutación del interruptor S, donde el estado "1" corresponde a la activación del interruptor S y "0" mantiene abierto el circuito (29).

La estrategia utilizada en la comparación se define en la siguiente regla matemática, la cual rige los tiempos de duración entre pulsos (3.15).

$$\text{Señal de control} = \begin{cases} 1 & \text{si } D > |P(t)| \\ 0 & \text{si } D < |P(t)| \end{cases} \quad (3.15)$$

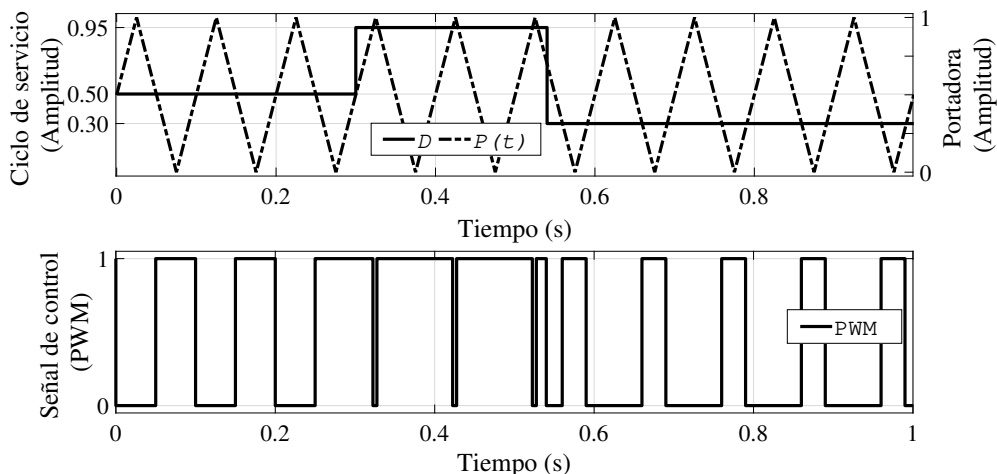


Figura 3.14: Modulación por ancho de pulso PWM

De acuerdo con (3.15) y la Figura 3.14, cuando la amplitud de la variable D es mayor a la magnitud de la señal portadora $|P(t)|$, la señal de control opera a un nivel lógico alto o "1", mientras que en el caso contrario, es decir, $D < |P(t)|$ la señal de control adquiere un valor lógico bajo o de "0".

3.6. Algoritmo MPPT modificado

La Figura 3.3 expone los puntos correspondientes al máximo punto de potencia, y con base en el voltaje V_{MPPT} en las terminales del arreglo fotovoltaico y la corriente I_{MPPT} se inyecta la potencia P_{MPPT} que depende de la irradiancia S , la temperatura T . Por lo que la implementación de un algoritmo de control que opere al arreglo fotovoltaico en el punto MPPT como el que muestra la Figura 3.15, este diagrama de flujo corresponde al conocido como perturbación y observación (P&O) de las variables P_{DC} y D que realizan el seguimiento de máxima potencia en las terminales del convertidor CD/CD en un tiempo τ_{MPPT} .

El proceso de seguimiento consiste en la comparación de la potencia actual $P_{DC}(k)$ contra la muestra anterior $P_{DC}(k-1)$, de acuerdo con el resultado de la diferencia se realiza ahora la comparación entre el ciclo de servicio actual $D(k)$ respecto al ciclo de servicio anterior $D(k-1)$ para finalmente decidir si incrementa o decrementa el ciclo de servicio en un factor ΔD , el cual es definido por el diseñador.

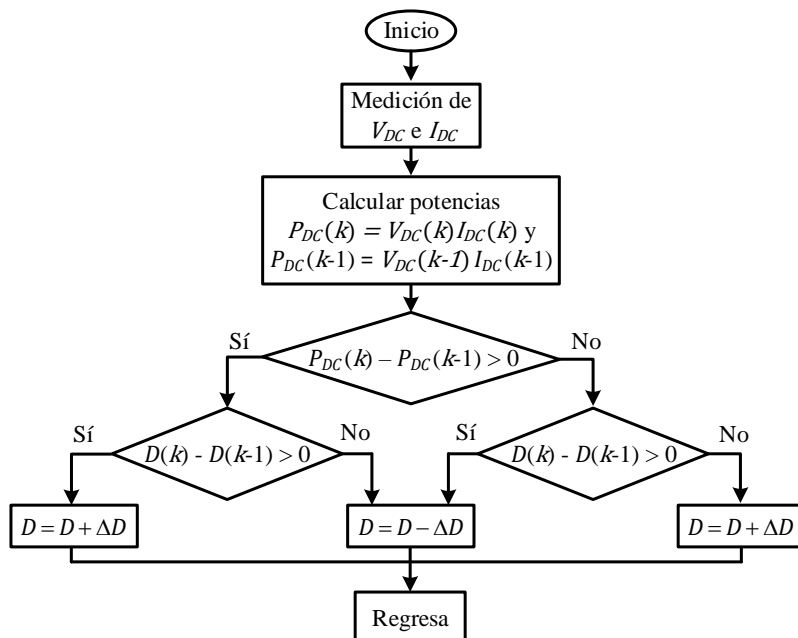


Figura 3.15: Diagrama de flujo del algoritmo MPPT

3.7. Control de lazo cerrado

La Figura 3.16 muestra la estructura Arreglo FV + Convertidor CD/CD donde el ciclo de servicio D del convertidor boost es controlado mediante el algoritmo MPPT de la Figura 3.15, cuyas entradas corresponden a la tensión V_{DC} y la corriente I_{DC} en las terminales de salida de dicho convertidor (30).

Finalmente, el algoritmo tradicional (31) requiere el monitoreo de I_{PV} y V_{PV} , mientras que la modificación al algoritmo de control MPPT hace uso de un sensor

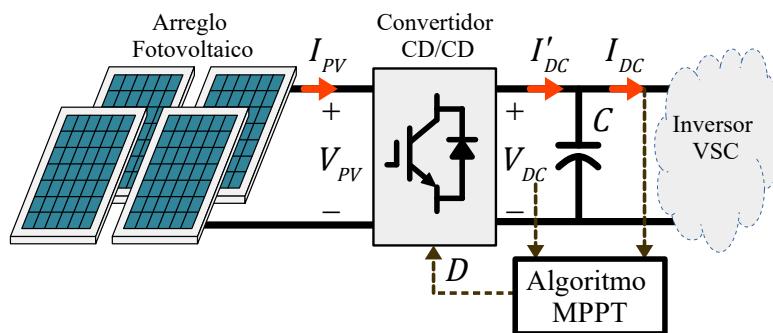


Figura 3.16: Estructura Arreglo FV + Convertidor CD/CD

de corriente de CD de menor capacidad respecto a la corriente generada por el arreglo debido a la elevación de la tensión en las terminales del convertidor CD/CD respecto a la tensión en las terminales del arreglo de celdas solares (3.14).

3.8. Modelado y control del inversor basado en VSC

Esta sección presenta a detalle los elementos, el modelo y las ecuaciones que definen el comportamiento de un inversor basado en VSC de seis pulsos y dos niveles $+V_{DC}(t)$ y $-V_{DC}(t)$, además, abarca el diseño de los controladores propuestos que permiten conservar los atributos de funcionamiento descritos en el capítulo 1.

3.8.1. Concepto inversor VSC 3ϕ

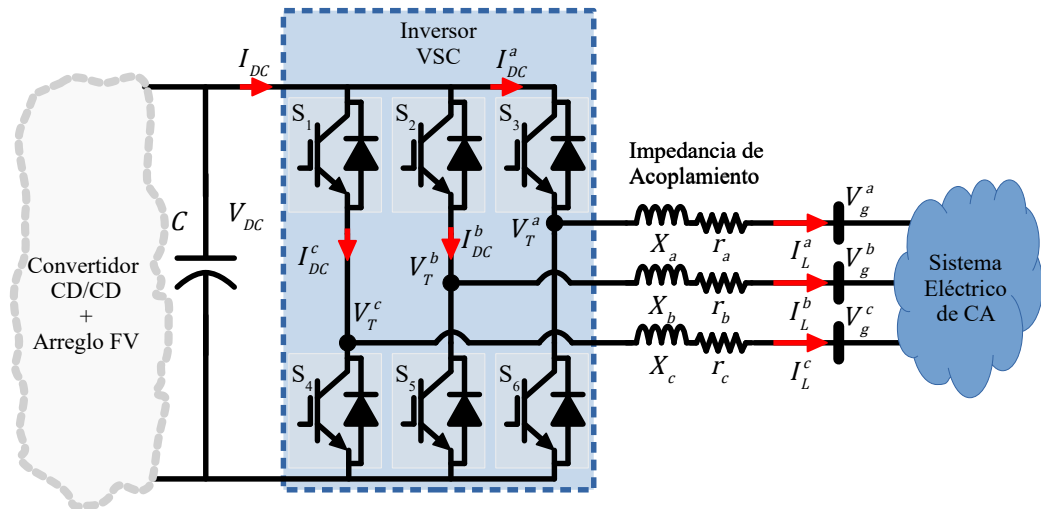


Figura 3.17: Inversor 3ϕ basado en VSC

La Figura 3.17 presenta un VSC operando en modo inversor, este dispositivo electrónico acondiciona la potencia que fluye del puerto de CD hacia la red en los niveles de voltaje y frecuencia requeridos en el punto de acoplamiento común. Considerando que la tensión en el punto de acoplamiento común o PCC es $V_g^{abc}(t)$ a través de una impedancia $Z_{abc} = r_{abc} + j\omega L_{abc}$, donde r_{abc} engloba las pérdidas por acoplamiento y de conmutación de los interruptores de potencia, mientras que L_{abc} corresponde a la inductancia de acoplamiento. La corriente $I_L^{abc}(t)$ fluye del VSC hacia la red. $V_T^{abc}(t)$ es el voltaje en las terminales de CA del convertidor,

el cual está controlado por funciones de conmutación de valores discretos $\{0, 1\}$, tomando valores de $\frac{1}{2}V_{DC}(t)$ o $-\frac{1}{2}V_{DC}(t)$.

3.8.2. Técnica de modulación SPWM

Uno de los métodos más utilizados para reducir los armónicos de baja frecuencia en las formas de onda del inversor es la modulación de ancho de pulso sinusoidal. Este método consiste en comparar una señal sinusoidal conocida como señal moduladora, con una forma de onda triangular de frecuencia mucho más alta, llamada onda portadora. Las señales de accionamiento resultantes provocan un encendido múltiple de los interruptores del inversor con un ancho de pulso variable para producir una onda cuasi-senoidal de voltaje. (29).

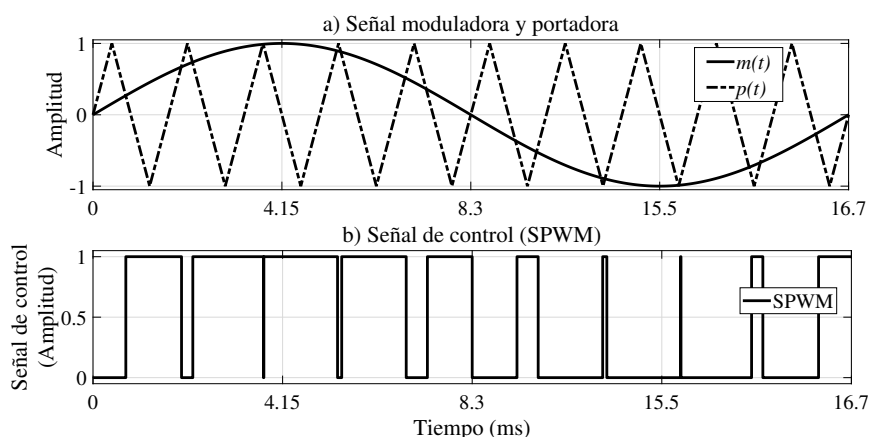


Figura 3.18: Técnica SPWM. a) onda moduladora $m(t)$ y onda portadora $p(t)$.
b) Señal de control

De acuerdo con la Figura 3.18, el ancho de pulso se incrementa conforme la amplitud de la onda moduladora $|m(t)|$ es mayor a la amplitud de la portadora $|p(t)|$ y viceversa, cuando la amplitud de $m(t)$ es menor a $p(t)$ el ancho de pulso decrece y esto ocurre en el semi-ciclo negativo de la señal moduladora.

En este contexto, cuando el voltaje de onda sinusoidal excede el voltaje de onda triangular, el voltaje en las terminales es $+V_{DC}$, y cuando el voltaje de onda triangular excede el voltaje de onda sinusoidal, el voltaje es $-V_{DC}$. La magnitud de la corriente de carga se puede controlar mediante el índice de modulación dado por (3.16) y que depende de la magnitud de $m(t)$ y $p(t)$.

$$M_A = \frac{|m(t)|}{|p(t)|} \quad (3.16)$$

$$M_f = \frac{f_{red}}{f_c} \quad (3.17)$$

Finalmente, la precisión o cercanía a una onda sinusoidal puede controlarse mediante la relación de modulación de frecuencia M_f dada por (3.17) y su valor es función de la frecuencias f_{red} y f_c , es decir, la frecuencia de operación de la red y la frecuencia de la señal portadora, respectivamente.

3.8.3. Modelo promediado del VSC

La operación del inversor trifásico requiere una frecuencia de conmutación f_c al menos 10 veces mayor a la frecuencia de operación de la red f_{red} , es decir, $f_c > 10 \cdot f_{red}$ y que $V_{DC} > 2|V_{ll}|$. Con base en lo anterior, el modelo promediado es válido al considerar una variable moduladora $m_{abc}(t)$ definida como una variable sinusoidal y continua con amplitud entre $[-1, 1]$.

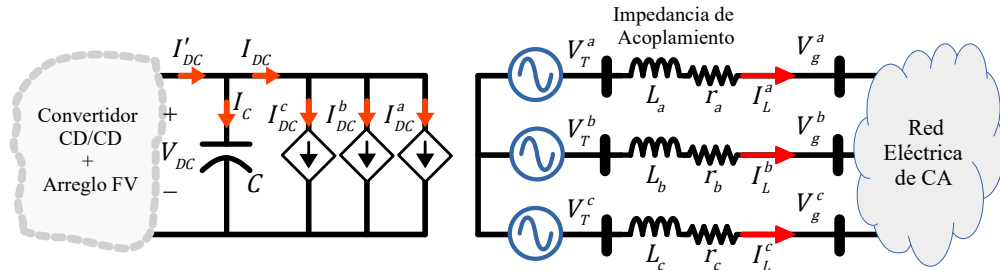


Figura 3.19: VSC modelo promediado

El modelo promediado que expone la Figura 3.19 consiste en representar el convertidor VSC mediante fuentes de corriente y de voltaje controladas en el lado de CD y CA, respectivamente, con esto, los modelos matemáticos que definen el comportamiento del inversor se detallan a continuación.

La expresión que describe la tensión $V_T^{abc}(t)$ en el lado de CA, así como las corrientes $I_{DC}^{abc}(t)$ e $I_{DC}(t)$ correspondientes al lado de CD del inversor corresponden a (3.18), (3.19) y (3.20) respectivamente (22)

$$V_T^{abc}(t) = \frac{1}{2} V_{DC}(t) \cdot m_{abc}(t) \quad (3.18)$$

$$I_{DC}^{abc}(t) = \frac{1}{2} I_L^{abc}(t) \cdot m_{abc}(t) \quad (3.19)$$

3. MARCO TEÓRICO

$$I_{DC}(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=a}^c I_L^i(t) \cdot m_i(t) \quad (3.20)$$

Por lo que la dinámica del lado de CA en el dominio del tiempo se describe mediante (3.21):

$$L_{abc} \cdot \frac{d}{dt} (I_L^{abc}(t)) = V_T^{abc}(t) - V_g^{abc}(t) - r_{abc} \cdot I_L^{abc}(t) \quad (3.21)$$

En este contexto, la dinámica del lado de CD en el dominio del tiempo depende de la corriente I'_{DC} , I_{DC} y V_{DC} , de acuerdo con (3.22).

$$C \cdot \frac{d}{dt} (V_{DC}(t)) = I'_{DC}(t) - I_{DC}(t) \quad (3.22)$$

donde $I'_{DC}(t) - I_{DC}(t) = I_C(t)$. En este contexto $I'_{DC}(t)$ refiere a la corriente a la salida del convertidor boost mientras que $I_{DC}(t)$ expresa a la corriente inyectada al inversor desde el puerto de CD.

De esta forma, (3.21) y (3.22) presentan la dinámica de los circuitos equivalentes de CD y CA en el dominio del tiempo. Por otra parte, la transferencia de potencia entre el nodo de envío V_T^{abc} y el nodo de recepción V_g^{abc} que depende de I_L^{abc} se obtiene mediante expresiones equivalentes.

3.8.4. Ley de control para m_{abc}

La Figura 3.20 muestra las principales tensiones en el lado de AC del inversor, de las cuales destacan el voltaje en terminales V_T^{abc} , la caída de tensión en la impedancia de acoplamiento, es decir, V_z^{abc} , así como el voltaje en el punto de acoplamiento común V_g^{abc} , la corriente inyectada a la red I_L^{abc} y finalmente, el flujo unidireccional de potencia activa $P_{3\phi}$, así como la inyección/absorción de potencia reactiva $Q_{3\phi}$ por parte del convertidor VSC.

Al plantear la ley de voltajes de Kirchhoff al circuito de la Figura ?? se llega a la siguiente expresión:

$$V_z^{abc} = V_T^{abc} - V_g^{abc} \quad (3.23)$$

Por otro lado, la Figura 3.21 presenta el diagrama vectorial de I_L^{abc} , V_T^{abc} , V_g^{abc} , V_r^{abc} , V_L^{abc} y V_z^{abc} , donde 3.21 a) corresponde a una operación en factor de potencia unitario, mientras que 3.21 b) refiere a la operación del inversor con un factor de potencia en adelanto, es decir, inyección de potencia reactiva a la red. Por último, la representación fasorial de las variables eléctricas se realiza considerando una

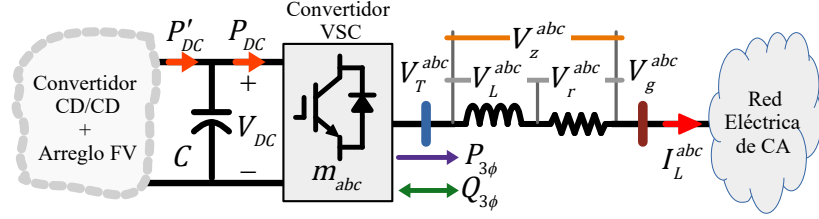


Figura 3.20: Caídas de tensión y flujos de potencia en la operación del inversor

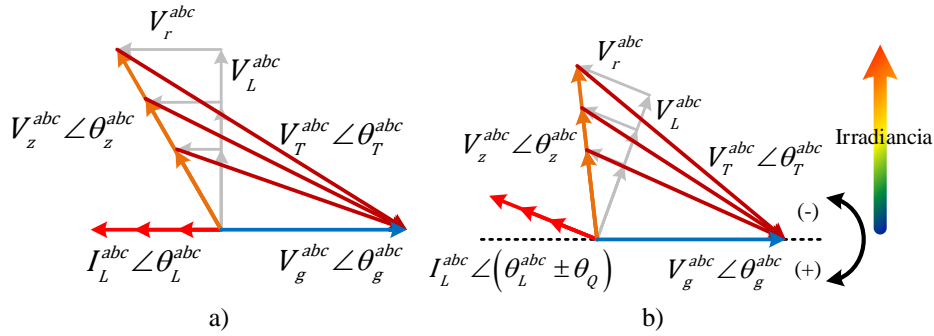


Figura 3.21: Diagramas fasoriales para: a) $F.P. = 1$; y b) $F.P.$ en adelante.

condición de irradiancia S variable.

Asumiendo que la tensión en el punto de acoplamiento común es de la forma $V_g^{abc} = |V_g| \angle \theta_g^{abc}$, la corriente inyectada es $I_L^{abc} = |I_L| \angle \theta_L^{abc}$ y la tensión en terminales del convertidor es $V_T^{abc} = |V_T| \angle \theta_T^{abc}$, se deben tomar en cuenta las siguientes condiciones operativas:

1. La magnitud y ángulo de V_g^{abc} se mantienen constantes.
2. La corriente I_L^{abc} se encuentra atrasada 180° respecto a V_g^{abc} .
3. V_z^{abc} , I_L^{abc} y V_T^{abc} varían su magnitud y ángulo respecto a las condiciones de operación del arreglo fotovoltaico.

Por otra parte, al considerar la operación del inversor de manera balanceada, la reconstrucción del voltaje en la fase V_g^c se expresa mediante (3.24).

$$V_g^c = -V_g^a - V_g^b \quad (3.24)$$

De la Figura 3.21 a) se deduce que la corriente I_L^{abc} se encuentra atrasada 180° respecto a la tensión V_g^{abc} , esto es:

$$\angle \theta_L^{abc} = \angle (\theta_g^{abc} - \pi) \quad (3.25)$$

3. MARCO TEÓRICO

Bajo esta nomenclatura, al plantear la Ley de Voltajes de Kirchhoff, la caída de tensión en la impedancia de acoplamiento $r_{abc} - L_{abc}$ se define por (3.26):

$$|V_z| \angle \theta_z^{abc} = |V_T| \angle \theta_T^{abc} - |V_g| \angle \theta_g^{abc} \quad (3.26)$$

Por otra parte, la corriente $|I_L|$ que circula por la impedancia Z_{abc} que conecta el inversor a la red, se describe mediante (3.27):

$$|I_L| \angle \theta_L^{abc} = \frac{|V_z| \angle \theta_z^{abc}}{\sqrt{r^2 + X_L^2} \angle \left(\tan^{-1} \frac{X_L}{r} \right)} \quad (3.27)$$

Sustituyendo (3.26) en (3.27), se obtiene la corriente en términos de las tensiones en los nodos V_T^{abc} y V_g^{abc} de emisión y recepción, respectivamente:

$$|I_L| \angle \theta_L^{abc} = \frac{|V_T| \angle \theta_T^{abc} - |V_g| \angle \theta_g^{abc}}{\sqrt{r^2 + X_L^2} \angle \left(\tan^{-1} \frac{X_L}{r} \right)} \quad (3.28)$$

Al resolver para la diferencia de tensiones $|V_T| \angle \theta_T^{abc} - |V_g| \angle \theta_g^{abc}$ se obtiene (3.29).

$$\left| I_L \cdot \sqrt{r^2 + X_L^2} \right| \angle \left(\theta_L^{abc} + \tan^{-1} \frac{X_L}{r} \right) = |V_T| \angle \theta_T^{abc} - |V_g| \angle \theta_g^{abc} \quad (3.29)$$

Sustituyendo (3.18) en (3.29) y resolviendo para $|m| \angle \theta_T^{abc}$ se tiene la expresión que define a la magnitud y ángulo de la variable moduladora (3.30).

$$|m| \angle \theta_T^{abc} = 2 \cdot \frac{\left| I_L \cdot \sqrt{r^2 + X_L^2} \right| \angle \left(\theta_L^{abc} + \tan^{-1} \frac{X_L}{r} \right) + |V_g| \angle \theta_g^{abc}}{V_{DC}} \quad (3.30)$$

A través de (3.30), se deduce un voltaje virtual V'_z :

$$V'_z = \left| I_L \cdot \sqrt{r^2 + X_L^2} \right| \quad (3.31)$$

Al sustituir (3.31) en (3.30), se obtiene la expresión que define a la variable de modulación en términos del voltaje en el punto de acoplamiento común y el voltaje en el lado de CD del inversor.

$$|m| \angle \theta_T^{abc} = 2 \cdot \frac{V'_z \angle \left(\theta_L^{abc} + \tan^{-1} \frac{X_L}{r} \right) + |V_g| \angle \theta_g^{abc}}{V_{DC}} \quad (3.32)$$

donde de acuerdo con (3.32), el control del inversor para la condición de factor de potencia unitario es independiente de la potencia inyectada por el convertidor CD/CD y solo requiere el monitoreo de las tensiones en el lado de CA y CD del

convertidor VSC.

En este contexto, la regulación de potencia reactiva $Q_{3\phi}$ por parte del inversor se deduce de 3.21 b), donde la corriente $|I_L|\angle\theta_L^{abc}$ se desfasa un ángulo $\angle\theta_Q$, esto es:

$$\angle\theta_L^{abc} = \angle(\theta_L^{abc} + \theta_Q) \quad (3.33)$$

De acuerdo con las consideraciones anteriores y debido a la eliminación de los sensores de corriente en el lado de CA, es factible suponer que la potencia activa es equivalente a la potencia inyectada al inversor desde el bus de DC, es decir:

$$P_{3\phi} \approx P_{DC} \quad (3.34)$$

Debido a (3.34), el seguimiento de la potencia reactiva de referencia se obtiene mediante (3.35), para llevarlo a cabo, se asigna la magnitud de la potencia de referencia $Q_{3\phi}$, así como la medición de la potencia P_{DC} que se inyecta al inversor desde el puerto de CD.

$$\angle\theta_Q = \tan^{-1}\left(\frac{\pm Q_{ref}}{P_{3\phi}}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{\pm Q_{ref}}{P_{DC}}\right) \quad (3.35)$$

Mediante la sustitución de (3.35) en (3.33), el ángulo de la corriente que corresponde a la operación de $F.P. \neq 1$ se define por (3.36):

$$\angle\theta_L^{abc} = \angle\left(\theta_L^{abc} + \tan^{-1}\left(\frac{\pm Q_{ref}}{P_{DC}}\right)\right) \quad (3.36)$$

Al sustituir (3.36) en (3.32), obtiene la magnitud y el ángulo de la variable moduladora para operar el inversor con un $F.P. \neq 1$, el cual depende del signo de Q_{ref} .

$$|m|\angle\theta_T^{abc} = 2 \cdot \frac{V_z' \angle\left(\theta_L^{abc} + \tan^{-1}\left(\frac{\pm Q_{ref}}{P_{DC}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{X_L}{r}\right)\right) + |V_g| \angle\theta_g^{abc}}{V_{DC}} \quad (3.37)$$

donde si $Q_{ref} > 0$, esto es, $\angle\theta_Q > 0$, lo cual corresponde a $F.P.(+)$ que inyecta potencia reactiva a la red, por otro lado, si $Q_{ref} < 0$ entonces $\angle\theta_Q < 0$ y el inversor opera con un $F.P(-)$ y absorbe potencia reactiva de la red. Finalmente, si $Q_{ref} = 0$, el ángulo $\angle\theta_Q = 0$, la operación del convertidor CD/CA corresponde a un $F.P. = 1$, caso que se describe por medio de (3.32).

$$\angle\theta_z^{abc} = \angle\left(\theta_L^{abc} + \tan^{-1}\left(\frac{\pm Q_{ref}}{P_{DC}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{X_L}{r}\right)\right) \quad (3.38)$$

3. MARCO TEÓRICO

De acuerdo con (3.38), se define $\angle\theta_z^{abc}$ como la suma angular de la corriente θ_L^{abc} definido en (3.25), el ángulo de la potencia reactiva θ_Q (3.35) en caso de requerir la regulación de Q_{ref} y el ángulo de la impedancia Z_{abc} .

La Figura 3.22 expone el diagrama de bloques de la ley de control para la variable moduladora m_{abc} , donde se propone que la entrada V'_z corresponde a la magnitud de la caída de tensión en la impedancia Z_{abc} , de esta manera, se sincroniza con la red mediante la variable $\sin(\theta_z^{abc} + \omega t)$ que proviene de un PLL cuya referencia es la señal trifásica V_g^{abc} , por otro lado, el monitoreo de V_g^a y V_g^b para reconstruir la tensión V_g^c , finalmente, se obtiene la magnitud y la fase de la moduladora mediante la división de V_T^{abc} entre V_{DC} , para esto, son necesarios tres sensores, dos de voltaje de CA y uno de voltaje de CD.

3.9. Modelos del VSC en el dominio de la frecuencia

De acuerdo con la Figura 3.17, el capacitor C se modela mediante la expresión que define la energía almacenada $W_{DC}(t)$, (3.39).

$$W_{DC}(t) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{DC}(t))^2 \quad (3.39)$$

Por otra parte, $W_{DC}(t)$ depende de la diferencia entre las potencias $P'_{DC}(t)$ y $P_{DC}(t)$. Por lo tanto, el almacenamiento de energía se puede definir por (3.40):

$$W_{DC}(t) = P'_{DC}(t) - P_{DC}(t) \quad (3.40)$$

donde $P'_{DC}(t) = V_{DC}(t) \cdot I'_{DC}(t)$ corresponde a la potencia en las terminales del convertidor boost y $P_{DC}(t) = V_{DC}(t) \cdot I_{DC}(t)$ refiere a la potencia inyectada al inversor VSC. Resolviendo (3.40) para $W_{DC}(t)$ y aplicando la transformada de

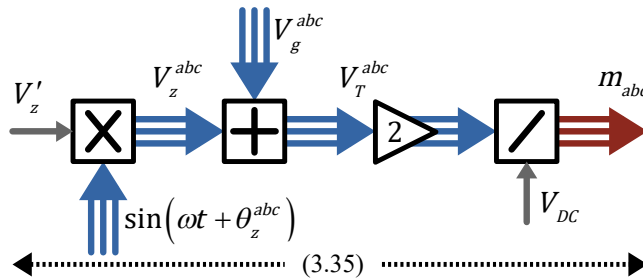


Figura 3.22: Ley de control para m_{abc}

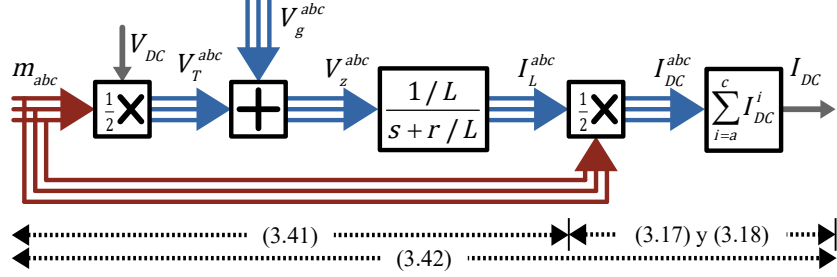


Figura 3.23: Modelo de planta del inversor basado en VSC

Laplace, el modelo de planta para el almacenamiento de energía en C corresponde a (3.41).

$$W_{DC}(s) = 2 \cdot \left(\frac{P'_{DC}(s) - P_{DC}(s)}{sC} \right) \quad (3.41)$$

Aplicando Laplace a (3.21), se llega al modelo de planta para el convertidor en el lado de CA descrito por (3.42) y resolviendo para $I_L^{abc}(s)$, se tiene lo siguiente.

$$I_L^{abc}(s) = \frac{V_T^{abc}(s) - V_g^{abc}(s)}{sL + r} \quad (3.42)$$

Al aplicar la transformada de Laplace en (3.18) y sustituyendo el resultado en (3.42), la corriente $I_L^{abc}(s)$ se expresa en términos de la tensión V_{DC} en el puerto de CD, la tensión en el punto de acoplamiento común y la moduladora m_{abc} , de acuerdo con (3.43).

$$I_L^{abc}(s) = \frac{\frac{1}{2}V_{DC}(s) \cdot m_{abc}(s) - V_g^{abc}(s)}{sL + r} \quad (3.43)$$

En este contexto, la corriente $I_{DC}(s)$ expresada en el dominio de la frecuencia, la cual es inyectada al inversor desde el puerto de CD, se define por (3.44).

$$I_{DC}(s) = \frac{1}{2} \sum_{i=a}^c \left(\frac{\frac{1}{2}V_{DC}(s) \cdot m_i(s) - V_g^i(s)}{sL + r} \cdot m_i(s) \right) \quad (3.44)$$

La Figura 3.23 muestra el modelo de planta definido por (3.41), (3.43) y (3.44), mismo que depende únicamente del monitoreo de V_g^{abc} y V_{DC} para estimar las corrientes I_L^{abc} e I_{DC} del lado de CA y CD, respectivamente.

Finalmente, se requiere la aplicación de compensadores para controlar I_{DC} y V_{DC} , ambas variables responden a la corriente y el voltaje del puerto de CD, por lo que la siguiente sección presenta la propuesta del compensador, así como la técnica de sintonización empleada.

3.9.1. Control de I_{DC}

Al considerar en (3.39) que V_{DC} y V_g^{abc} se comportan como constantes en estado estacionario, está claro que la magnitud y la fase de la variable moduladora m_{abc} depende de la magnitud de $|V_z|$. Como una forma de obtener una regla de control de circuito cerrado para la potencia activa, en esta estrategia de control se propone realizar el siguiente cambio de variable (3.45).

$$|V_z| \approx |V'_z| \quad (3.45)$$

A diferencia de las propuestas que presenta la Tabla 2.1, este trabajo se basa en el control de la potencia de CD. Para llevar a cabo esta acción, es necesario modelar el comportamiento dinámico de $I_{DC}(s)$ en función de la excitación $V'_z(s)$.

En este sentido, $I_{DC}(s)$ se compone de una respuesta de estado estable I_{SS} y una respuesta natural o transitoria I_{DS} dada por (3.46).

$$\frac{I_{DC}(s)}{V'_z(s)} = I_{ss} \cdot I_{DS}(s) \quad (3.46)$$

Como se indica en (3.34), la potencia activa inyectada a la red de CA se considera similar a la potencia en el enlace de CD, esto es $P_{3\phi} \approx P_{DC}$, donde ambas potencias se definen como el producto del voltaje por corrientes, esto es (3.47).

$$P_{3\phi} = 3|V_g^{abc}| \cdot |I_L^{abc}| \cong V_{DC} \cdot I_{DC} = P_{DC} \quad (3.47)$$

Al resolver (3.47) para I_{DC} en función de las variables de CA y el voltaje de CD (3.48).

$$I_{DC} \cong 3 \frac{|V_g^{abc}| \cdot |I_L^{abc}|}{V_{DC}} \quad (3.48)$$

Considerando que la corriente de fase I_L^{abc} es igual a V'_z/Z , donde $Z = \sqrt{X_L^2 + r^2}$, entonces la respuesta de estado estacionario de I_{SS} se obtiene mediante (3.49):

$$I_{ss} \cong 3 \frac{|V_g^{abc}|}{V_{DC}} \cdot \frac{V'_z}{Z} \quad (3.49)$$

Por otro lado, la parte dinámica de $I_{DC}(s)$ se puede representar como una función de transferencia de segundo orden dada por (3.50).

$$I_{DS}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + (2\xi\omega_n)s + \omega_n^2} \quad (3.50)$$

donde ω_n es la frecuencia angular nominal de la red de CA mientras que el coeficiente de amortiguamiento tiene la forma $\xi = 2r/X_L$. Considerando los equivalentes de I_{SS} e $I_{DS}(s)$, la función de transferencia $I_{DC}(s)/V'_z(s)$ tiene la forma de (3.51).

$$\frac{I_{DC}(s)}{V'_z(s)} \cong 3 \frac{|V_g^{abc}|}{V_{DC} \cdot Z} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + \left(2\frac{r}{X_L}\omega_n\right)s + \omega_n^2} \quad (3.51)$$

Los valores adecuados para la modulación del inversor se obtienen al emplear un compensador $K_{IDC}(s)$ que se encarga de regular la corriente inyectada al VSC mediante el seguimiento de una referencia, es decir, $I_{DC}(s) \approx I_{DC}^{ref}(s)$ a través del control de la variable $V_z \approx V'_z$. Por otra parte, para controlar el voltaje virtual $V'_z(s)$ se hace uso de un compensador PID cuya formulación matemática corresponde a una función de transferencia de segundo orden dada por (3.52):

$$K_{IDC}(s) = \frac{k_D}{s} \cdot \left(s^2 + \frac{k_p}{k_D}s + \frac{k_i}{k_D} \right) \quad (3.52)$$

Aplicando el compensador a la ley de control m_{abc} , y considerando el seguimiento de la variable de referencia I_{DC}^{ref} , así como la variable de control V'_z queda representado por medio de (3.53).

$$V'_z = \left(I_{DC}^{ref} - I_{DC} \right) \cdot \left[\frac{k_D}{s} \cdot \left(s^2 + \frac{k_p}{k_D}s + \frac{k_i}{k_D} \right) \right] \quad (3.53)$$

La expresión de lazo abierto de (3.53) se expresa mediante $\ell(s)$, y es descrita como producto del compensador (3.52) por la función de transferencia de segundo orden (3.51) y aplicando la técnica de sintonización: cancelación del polo de la planta con el cero del compensador. Por lo que la dinámica queda descrita mediante (3.54):

$$\begin{aligned} \ell(s) &= \left(\frac{k_D \omega_n^2}{s} \right) \cdot \left(\frac{s^2 + \frac{k_p}{k_D}s + \frac{k_i}{k_D}}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \right) \\ \ell(s) &\approx \left(\frac{k_D \omega_n^2}{s} \right) \end{aligned} \quad (3.54)$$

La función de transferencia en lazo cerrado $\frac{\ell(s)}{\ell(s)+1}$ del sistema que define el seguimiento del comando de referencia $I_{DC}^{ref}(s)$ se define a través de (3.55).

$$\begin{aligned} \frac{\ell(s)}{\ell(s)+1} &= \frac{k_D \omega_n^2 / s}{k_D \omega_n^2 / s + 1} = \frac{k_D \omega_n^2}{s + k_D \omega_n^2} \\ \frac{\ell(s)}{\ell(s)+1} &\approx \frac{1}{\tau_c s + 1} \end{aligned} \quad (3.55)$$

3. MARCO TEÓRICO

donde el término τ_c corresponde al tiempo de respuesta de la función de primer orden del lazo cerrado, el cual es definido por el diseñador de acuerdo con la aplicación final del sistema. Por otro lado, las constantes k_p , k_i y k_D se presentan en (3.56), (3.57) y (3.58), respectivamente.

$$k_p = \frac{2r}{\tau_c \cdot \omega_n^2 L} \quad (3.56)$$

$$k_i = \frac{1}{\tau_c} \quad (3.57)$$

$$k_D = \frac{1}{\tau_c \cdot \omega_n^2} \quad (3.58)$$

Finalmente, se recomienda que el tiempo de respuesta τ_c del compensador K_{IDC} opere en el orden de unos pocos milisegundos para evitar que su dinámica se interfiera con la del compensador de voltaje que se encuentra en cascada, mismo que se describe en la siguiente subsección.

3.9.2. Control de V_{DC}

El control del voltaje en el bus de DC ubicado en la etapa intermedia de acondicionamiento de potencia, se diseña a partir del modelo de planta del almacenamiento de energía del capacitor C (3.41), para esto, se propone el uso de un compensador $K_{VDC}(s)$ definido por un control PI, cuyo modelo es mostrado en (3.59).

$$K_{VDC}(s) = \frac{k_{pv}}{s} \cdot \left(s + \frac{k_{iv}}{k_{pv}} \right) \quad (3.59)$$

Por otra parte, el lazo de control para $W_{DC}(s)$ es presentado en (3.60), el cual representa el seguimiento de la variable de referencia V_{DC}^{ref} , esto es:

$$W_{DC}(s) = \left((V_{DC}^{ref})^2 - (V_{DC})^2 \right) \cdot \left(\frac{k_{pv}}{s} \cdot \left[s + \frac{k_{iv}}{k_{pv}} \right] \right) \quad (3.60)$$

Debido a que el control de V_{DC} opera en cascada con el control de I_{DC} , es necesario que el tiempo de respuesta de $K_{VDC}(s)$ sea al menos 10 veces mayor que τ_c para evitar interferencias entre las dinámicas de los compensadores, por lo tanto, (3.61) expresa esta condición de operación.

$$\tau_v > 10 \cdot \tau_c \quad (3.61)$$

Finalmente, la Figura 3.24 expone el esquema completo de los compensadores $K_{IDC}(s)$ y $K_{VDC}(s)$ propuestos para controlar el inversor trifásico, donde se

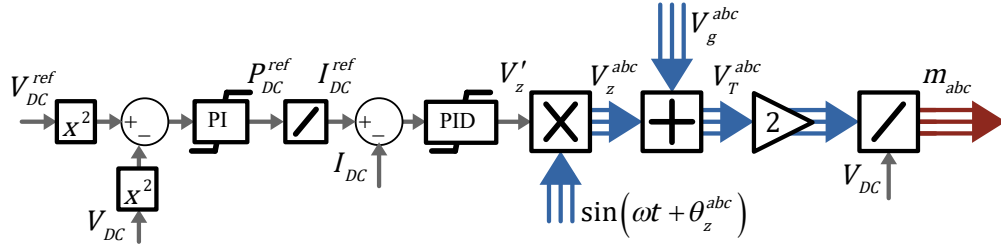


Figura 3.24: Diagrama de bloques de la estrategia de control.

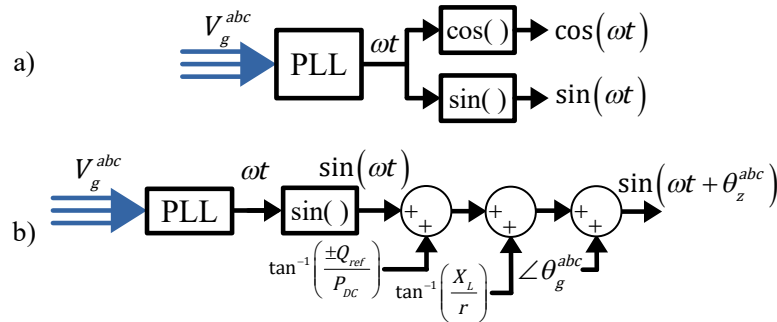


Figura 3.25: Esquema del PLL. a) Obtención de las señales sinusoidales a partir de la entrada de tres señales de tensión V_g^{abc} . b) Sincronización angular de la variable de control V_z' con las tensiones en el lado de CA.

requiere únicamente el monitoreo de V_{DC} , I_{DC} , V_g^a y V_g^b , adicionalmente, la reconstrucción de V_g^c se realiza por medio de (3.24). Por otra parte, la señal de control V_z' a la salida del PID, debe sincronizarse con las tensiones de operación en el lado de CA, para esto se hace uso de un PLL trifásico.

3.10. Operación del PLL

La función típica de un PLL trifásico es generar una señal diente de sierra llamada ωt , donde a partir de esta señal se generan varias señales sinusoidales en cuadratura para ser utilizadas en controles dq0 mostrado en la Figura 3.25 a).

El esquema de control propuesto utiliza la señal ωt para generar tres señales sinusoidales desfasadas 120° , con las que se obtiene una señal cosenoidal o senooidal según los requerimientos. Por último, el ángulo $\angle\theta_z^{abc}$ se obtiene mediante el monitoreo de las variables de tensión de CA del sistema y algunas condiciones de operación definidas por el diseñador V_g^{abc} , X_L , r , Q_{ref} y P_{DC} de acuerdo con (3.38) y el diagrama de bloques que muestra la Figura 3.25 b).

La Figura 3.26 expone el diagrama a bloques de la técnica de control propuesta en su modelo extendido (3.26 a), y la representación reducida en el dominio de la frecuencia expuesta en (3.26 b).

De acuerdo con la Figura 3.26 a), el control de un sistema fotovoltaico de doble etapa de conversión (CD/CD y CD/CA) se puede lograr con al menos 4 sensores y con la reconstrucción de una tercer variable V_g^c . Asimismo, la implementación de un PLL cuyas entradas son los voltajes V_g^{abc} para generar una onda triangular con frecuencia $\omega_n t$, misma que se le adicionan las condiciones de operación expuestas en (3.37) y que corresponden a los desfases angulares entre las fases del sistema, el ángulo entre las caídas de tensión en la impedancia Z y el más importante, la relación entre la potencia reactiva deseada y la potencia en el bus de CD que se inyecta al inversor.

Por otro lado se tienen los compensadores PI y PID en cascada, encargados de regular el voltaje y la corriente de CD, respectivamente, y que para su funcionamiento se emplean los sensores de V_{DC} e I_{DC} . Finalmente, la variable moduladora m_{abc} se obtiene al aplicar (3.37) que hace uso de la variable virtual V_z' sincronizada con su fase correspondiente, las tensiones V_g^{abc} y la tensión V_{DC} en el bus de CD.

Por otra parte, el control MPPT requiere de la corriente I_{DC} inyectada al inversor a través del enlace de CD y su correspondiente nivel de tensión para así, calcular la potencia del conjunto convertidor CD/CD + Arreglo fotovoltaico y variar su ciclo de servicio para extraer la máxima potencia del sistema en función de sus condiciones de operación de irradiancia y temperatura.

El modelo reducido expuesto en (3.26 b), consiste en representar el modelo de planta como una función de segundo orden cuya entrada es la variable de control V_z' y cuya salida corresponde a la corriente I_{DC} controlada por el compensador PID. Mientras que el control de voltaje de CD y el algoritmo MPPT no se le han realizado modificaciones. Finalmente, para representar el comportamiento dinámico del sistema fotovoltaico analizado solo se requiere de V_{DC} e I_{DC} .

3.11. Sistema Fotovoltaico interconectado a la red

La Figura 3.27 presenta un sistema fotovoltaico con dos etapas de conversión e interconectado a la red eléctrica, así como los esquemas de control implementados como el algoritmo MPPT que se encarga de extraer la máxima potencia en

el enlace de CD mediante la variación del ciclo de servicio del convertidor Boost, y que para esto, se requiere del voltaje y la corriente inyectada al inversor. Por otra parte, el control del inversor basado en VSC que hace uso de cuatro variables de operación del sistema como lo son, los voltajes en el punto de interconexión, el nivel de tensión en el bus de CD y la corriente inyectada al inversor desde la etapa CD/CD.

Finalmente, el diseñador deberá definir los tiempos de respuesta de los controladores τ_c , τ_v , así como el tiempo de respuesta τ_{MPPT} y el tamaño de paso ΔD del algoritmo MPPT y la regulación de potencia reactiva Q_{ref} en función de las condiciones de operación del sistema eléctrico. Lo anterior con la finalidad de garantizar un buen desempeño de la técnica de control propuesta. Como dato adicional, se recomienda la siguiente relación (3.62) en los tiempos de respuesta para evitar la interferencia entre las dinámicas de los controladores.

$$\tau_{MPPT} > \tau_v > \tau_c \quad (3.62)$$

donde τ_v y τ_c corresponden a los tiempos de los compensadores PI y PID, respectivamente.

4.1. Diseño del sistema fotovoltaico

Para llevar a cabo la validación numérica de la propuesta de control de esta tesis, es necesario diseñar un sistema fotovoltaico de baja potencia que será conectado a una red de distribución y para efectos de garantizar los resultados, se compara con un modelo de control basado en la técnica dq0. Para tal motivo, los parámetros de operación del sistema fotovoltaico se muestran en la Tabla 4.1, mismos que servirán de base para determinar el valor de los elementos restantes del sistema.

Tabla 4.1: Parámetros de operación del SFV

	Etapa CD		Etapa CA
P_{PV}	27 [kW]	P_{VSC}	30 [kW]
V_{PV}	350 [V]	V_g^{abc} rms	380 [V]
V_{DC}	1 [kV]	f_{red}	60 [Hz]

Tabla 4.2: Características Eléctricas de la celda solar PM060PA0-260

P_{MPPT}	258.77 [W]	I_{sc}	8.89 [A]
V_{oc}	38.23 [V]	I_{MPPT}	8.49 [A]
V_{MPPT}	30.48 [V]		

Para determinar el número de celdas solares en serie N_{ss} y en paralelo N_{pp} se emplea el panel modelo PM060PA0-260 de la librería "Renewables" de Matlab/Simulink y cuyos parámetros se presentan en la Tabla 4.2, los cuales corresponden a condiciones estándar de temperatura (25 [°C]) e irradiancia (1.0 [kW/m²]). Para esto, es necesario determinar la corriente total generada I_{PV} a las condiciones de tensión V_{PV} de operación del Arreglo FV, lo anterior se presenta en la Tabla 4.3.

4. VALIDACIÓN NUMÉRICA

Tabla 4.3: Parámetros del arreglo FV

Variable	Valor	Ecuación
I_{PV}	77.14 [A]	$I_{PV} = P_{PV}/V_{PV}$
N _{ss}	12	$N_{ss} = V_{PV}/V_{MPPT}$
N _{pp}	9	$N_{pp} = I_{PV}/I_{MPPT}$

El diseño del inversor encargado de la etapa de acondicionamiento al nivel de tensión y frecuencia de la red en el punto de acoplamiento común, se presenta a continuación en la Tabla 4.4.

Tabla 4.4: Parámetros de diseño del VSC 3 ϕ

Parámetro	Valor	Ecuación
I_B	45.45 [A]	$I_B = P_{VSC}/(\sqrt{3} \cdot V_g^{abc})$
Z_B	4.8404 [Ω]	$Z_B = V_g^{abc}/(\sqrt{3} \cdot I_B)$
X_L	0.4840 [Ω]	$X_L = 0.1 \cdot Z_B$
r	0.0484 [Ω]	$r = 0.01 \cdot Z_B$
ω_n	120 π [rad/s]	$\omega_n = 2\pi \cdot f_{red}$
L	1.2838 [mH]	$L = X_L/\omega_n$
C	548 [μ F]	$C = 1/(\omega_n \cdot X_L)$

En este contexto, para el convertidor boost se define $L_{Boost} = 1$ [mH] y una resistencia parásita $R_{Boost} = 0.5$ [m Ω] que representa las pérdidas por conmutación y conducción de la etapa CD/CD.

El empleo de los compensadores PI y PID garantiza un correcto funcionamiento del sistema fotovoltaico, para esto, es necesario aplicar un método de sintonización para que las constantes k_p , k_i , k_D , k_{pv} y k_{iv} definan el comportamiento esperado de ambos compensadores. Por último, se debe tomar en cuenta los tiempos de respuesta para evitar interferencia en las dinámicas de los controles (3.61), para tal efecto, la Tabla 4.5 contiene los datos empleados en los controles de la técnica propuesta y del control basado en dq0.

En este contexto, el algoritmo de control MPPT se diseña para operar con un tiempo de respuesta $\tau_{MPPT} = 20$ [ms] y con un tamaño de paso que perturba el ciclo de servicio en un factor $\Delta D = 3 \times 10^{-3}$

La Figura 4.1 expone los sistemas fotovoltaicos con los que se efectúa la validación numérica con la finalidad de contrastar los resultados y garantizar el funcionamiento. Por un lado, la Figura 4.1 a) muestra el sistema fotovoltaico interconectado a la red, el cual se controla mediante la técnica tradicional dq0 y el

Tabla 4.5: Constantes de los compensadores PI y PID

Propuesta			Control dq0		
k_p	0.3770	(3.56)	k_p^{dq0}	1.2838	(22)
k_i	710.6115	(3.57)	k_i^{dq0}	48.40	(22)
k_D	0.0014	(3.58)	τ_c^{dq0}	1 [ms]	
τ_c	3 [ms]		k_{pv}^{dq0}	0.0428	(22)
k_{pv}	6000		k_{iv}^{dq0}	1.6133	(22)
k_{iv}	10		τ_v^{dq0}	30 [ms]	(3.61)
τ_v	$\approx 0.15[s]$	(3.61)			

algoritmo MPPT que requiere de V_{PV} e I_{PV} .

Por otra parte, la Figura 4.1 b) corresponde a la técnica de control propuesta en esta tesis, la cual requiere de dos sensores para la medición de las tensiones V_g^a y V_g^b en el punto de acoplamiento común, así como del monitoreo de variables de CD como lo son V_{DC} e I_{DC} . Finalmente, el algoritmo MPPT modificado para controlar el ciclo de servicio se basa en la medición de V_{DC} e I_{DC} para realizar el seguimiento del máximo punto de potencia en las terminales del convertidor boost.

4. VALIDACIÓN NUMÉRICA

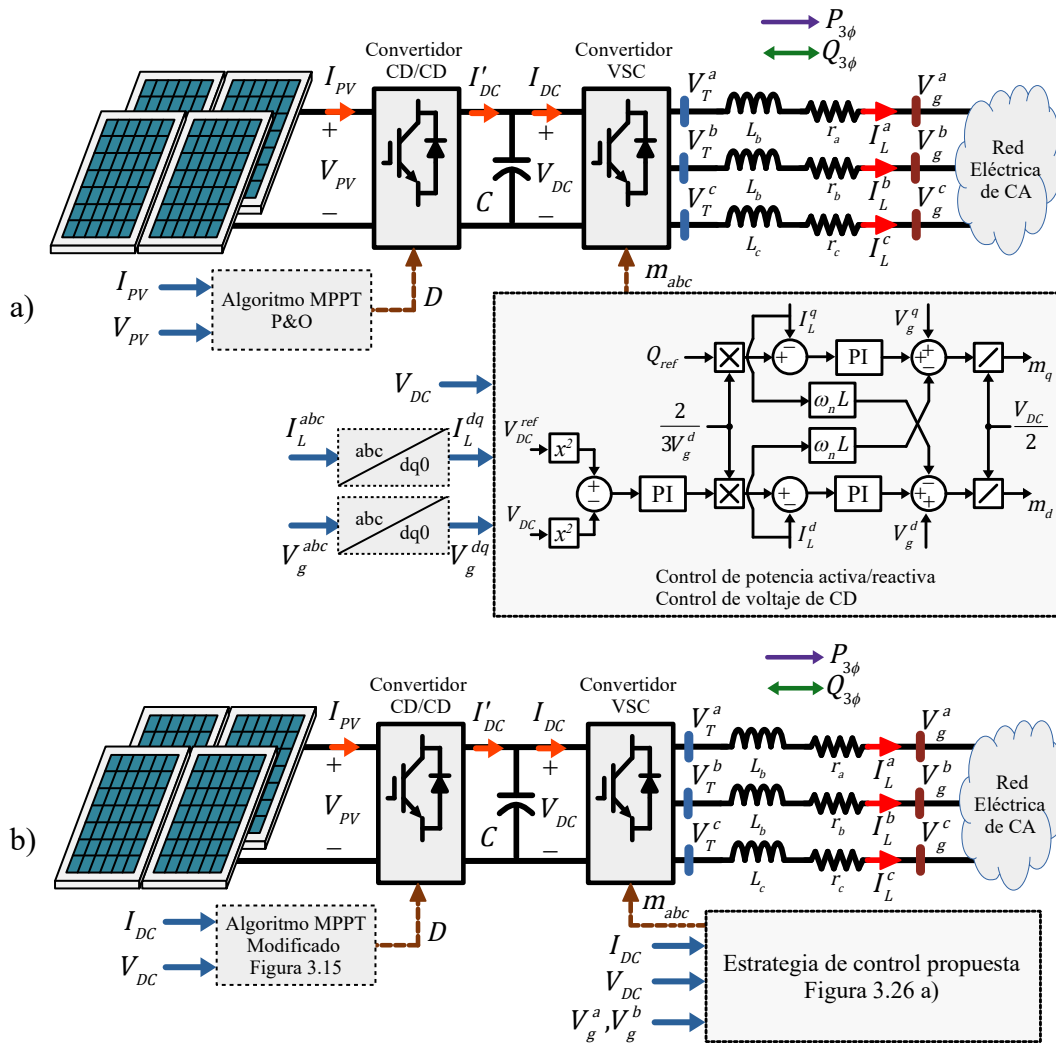


Figura 4.1: Sistema Fotovoltaico Interconectado a la red. a) Control tradicional dq0. b) Estrategia de control propuesta.

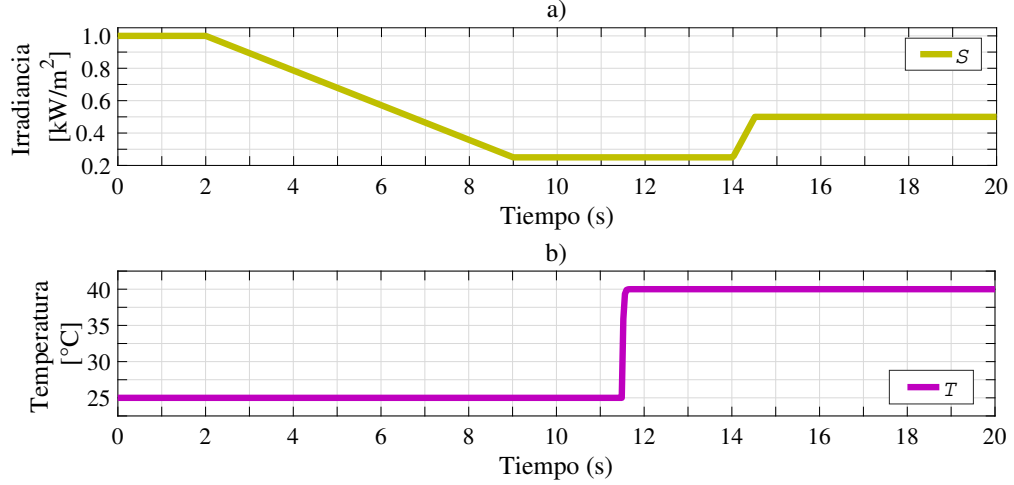


Figura 4.2: Condiciones de operación. a) Perfil de Irradiancia. b) Perfil de temperatura

4.2. Caso de estudio 1. - Variaciones de Irradiancia y Temperatura

Este caso de estudio consiste en operar el sistema fotovoltaico diseñado en la sección anterior, frente a variaciones de irradiancia y temperatura y considerando un factor de potencia unitario. Para esto, la potencia generada por el arreglo FV se inyecta a un equivalente de red, el cual es representado por un bus infinito.

La Figura 4.2 a) presenta las variaciones de irradiancia definidas por la siguiente regla de correspondencia (4.1).

$$S = \begin{cases} 1.00 & [\frac{\text{kW}}{\text{m}^2}]; & (0 \leq t < 2)[s] \\ \frac{-750 \cdot t + 8500}{7000} & [\frac{\text{kW}}{\text{m}^2}]; & (2 \leq t < 9)[s] \\ 0.25 & [\frac{\text{kW}}{\text{m}^2}]; & (9 \leq t < 14)[s] \\ \frac{500 \cdot t - 6750}{1000} & [\frac{\text{kW}}{\text{m}^2}]; & (14 \leq t < 14.5)[s] \\ 0.50 & [\frac{\text{kW}}{\text{m}^2}]; & (14.5 \leq t < 20)[s] \end{cases} \quad (4.1)$$

Por otra parte, la Figura 4.2 b) expone las variaciones de temperatura a las que se encuentra operando el arreglo fotovoltaico, mismas que se definen por (4.2).

4. VALIDACIÓN NUMÉRICA

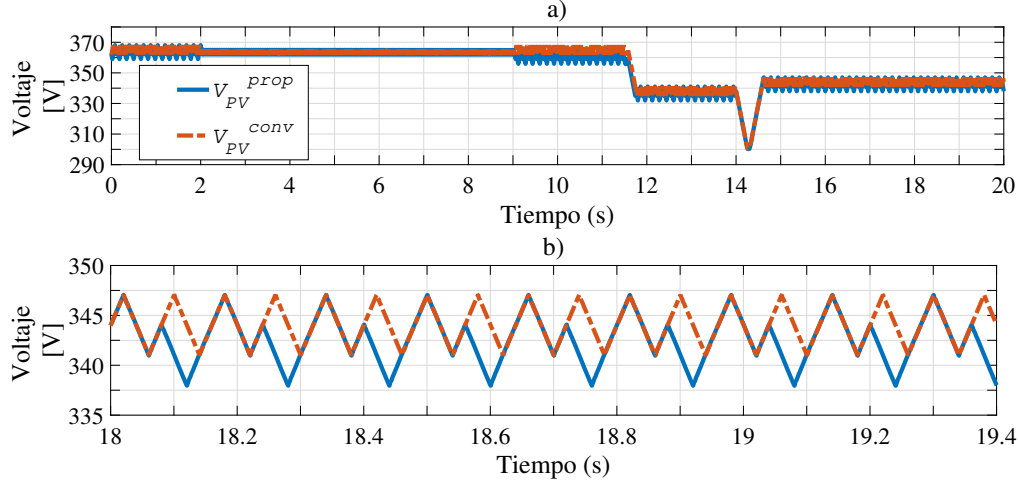


Figura 4.3: Tensión V_{PV} en las terminales del arreglo fotovoltaico

$$T = \begin{cases} 25[^\circ\text{C}]; & (0 \leq t < 11.5)[\text{s}] \\ 40[^\circ\text{C}]; & (11.5 \leq t < 20)[\text{s}] \end{cases} \quad (4.2)$$

De acuerdo con las variaciones de irradiancia, el voltaje V_{PV} en las terminales del arreglo varía su magnitud con base en la modificación del ciclo de servicio, de esta manera, la Figura 4.3 a) expone las tensiones V_{PV}^{prop} y V_{PV}^{conv} , donde los superíndices *prop* y *conv* hacen referencia al control propuesto y al control tradicional dq0, respectivamente.

Las tensiones V_{PV}^{prop} y V_{PV}^{conv} mostradas en la Figura 4.3 a) varían conforme a la dinámica de las condiciones de operación definidas en (4.1) y (4.2), siendo las variaciones en la temperatura las que generan un impacto mayor en el funcionamiento del arreglo FV.

Por otro lado, la Figura 4.3 b), muestra el rizo asociado a la variación del ciclo de servicio, cuyo valores oscilan para el tiempo definido entre 338 y 348 [V] y son proporcionales al valor del ciclo de servicio definido en ese momento de la operación del sistema.

Los ciclos de servicio definidos en la Figura 4.4 a) expone las condiciones de operación de ambos sistemas fotovoltaico, donde al igual que las dinámicas de V_{PV} , D varía conforme a las condiciones de irradiancia y temperatura, siendo T la variable que genera mayor impacto sobre D , mientras que cambios rápidos de S generan una variación en el mismo intervalo de tiempo.

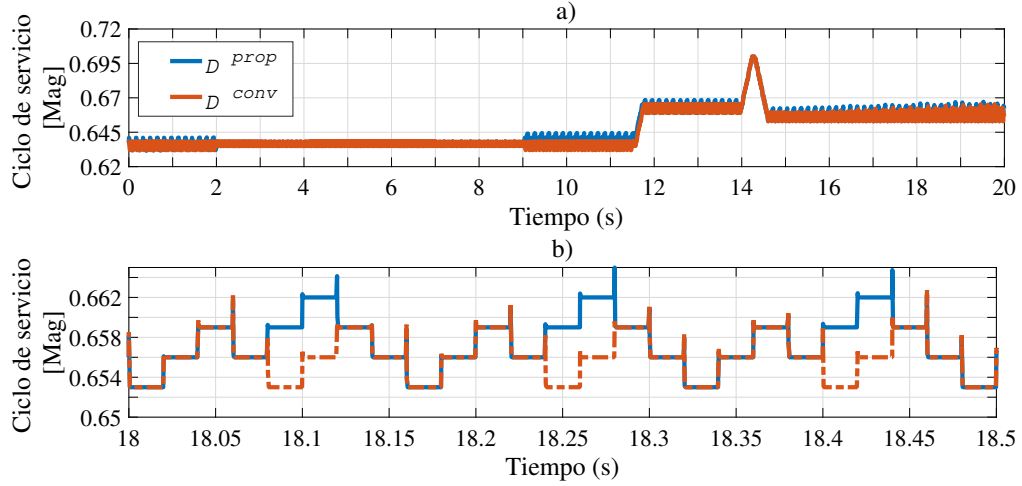


Figura 4.4: Ciclo de servicio D^{prop} y D^{conv}

En este contexto, la Figura 4.4 b) detalla la operación de D^{prop} y D^{conv} , que aunque no siguen la misma tendencia, ambos oscilan cercano al máximo punto de potencia del arreglo fotovoltaico y sus valores se encuentran entre a 0.653 y 0.662, donde estos cambios son múltiplos de $\Delta D = 3 \times 10^{-3}$ definido para el algoritmo MPPT. Asimismo, el tiempo τ_{MPPT} se define como $\tau_{MPPT} = 20$ [ms].

En línea con la validación numérica de las propuesta de control, la Figura 4.5 a) expone las corrientes I_{PV}^{prop} e I_{PV}^{conv} , cuya magnitud a $S=1.0$ [kW/m²] es de 79 [A] y varía de manera proporcional a los cambios propuestos de radiación solar incidente S , esto de acuerdo con (3.2), mientras que los efectos de la Temperatura son mínimos, en comparación con la dinámica de V_{PV} .

La Figura 4.5 presenta la potencia P_{PV} generada por el panel solar, el cual fue diseñado para inyectar 28 [kW] a condiciones estándar de irradiancia y temperatura. En este contexto, la dinámica es similar a la de la corriente, sin embargo, el incremento de temperatura provoca una disminución de la potencia debido a la modificación del ciclo de servicio D el cual impacta directamente sobre el voltaje en terminales V_{PV} .

Las variables de control del inversor que presenta la Figura 4.6 a) y 4.6 b), corresponden a la magnitud y el ángulo de fase de las moduladoras, definidas por m^{prop} , m^{conv} , θ_T^{prop} y θ_T^{conv} , respectivamente, donde la magnitud de m_{abc} en ambas técnicas de control conservan la misma dinámica y por ende, el mismo valor, iniciando en 0.629 para el tiempo de mayor irradiancia y 0.624 para el final del caso de estudio.

4. VALIDACIÓN NUMÉRICA

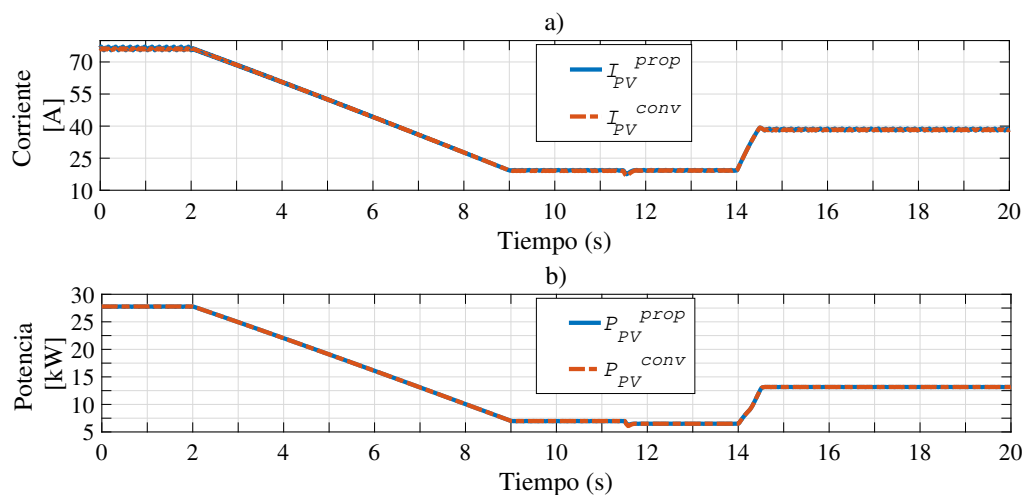


Figura 4.5: Operación del Arreglo FV. a) Corriente I_{PV} . Potencia generada P_{PV}

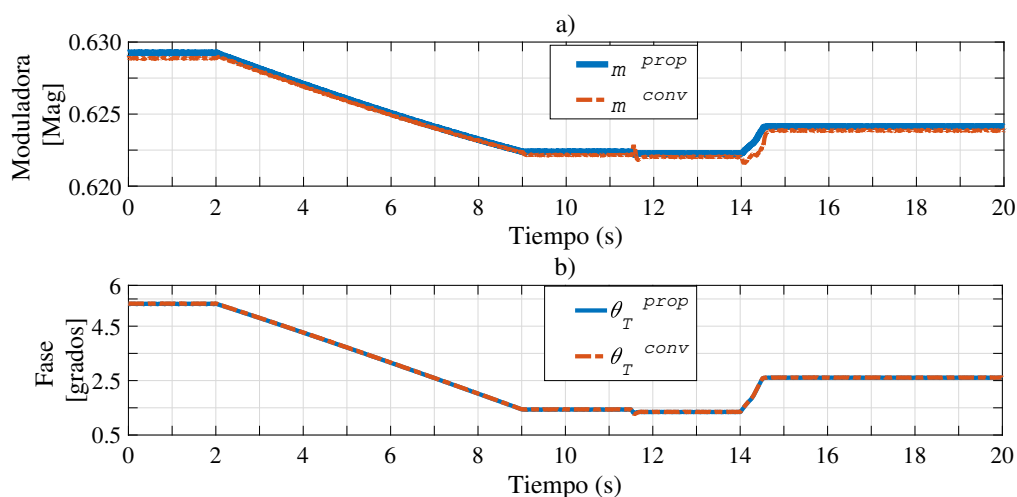


Figura 4.6: Variables de modulación. a) Magnitud de la moduladora $|m_{abc}|$. b) Fase de la moduladora $\angle\theta_T^{abc}$

Por otro lado, la variación angular correspondiente a la fase a y que es necesaria para inyectar 28 [kW] a la red, θ_T^{prop} , así como θ_T^{conv} , adquieren un valor de 5.49 [°C] y este desciende conforme S disminuye su magnitud, siendo $\theta = 1.5$ [°C] el mínimo valor cuando $S = 0.25$ [$\frac{kW}{m^2}$] y $T = 40$ [°C].

El voltaje de CD, así como las potencias activas, reactivas del sistema propuesto son mostrados en la Figura 4.7 a) y 4.7 b) respectivamente, por un lado, se tiene las tensiones V_{DC}^{prop} , V_{DC}^{conv} , mismas que realizan el seguimiento de la variable de referencia $V_{DC}^{ref} = 1$ [kV] y de acuerdo con la Figura 4.7 a), se mantienen cons-

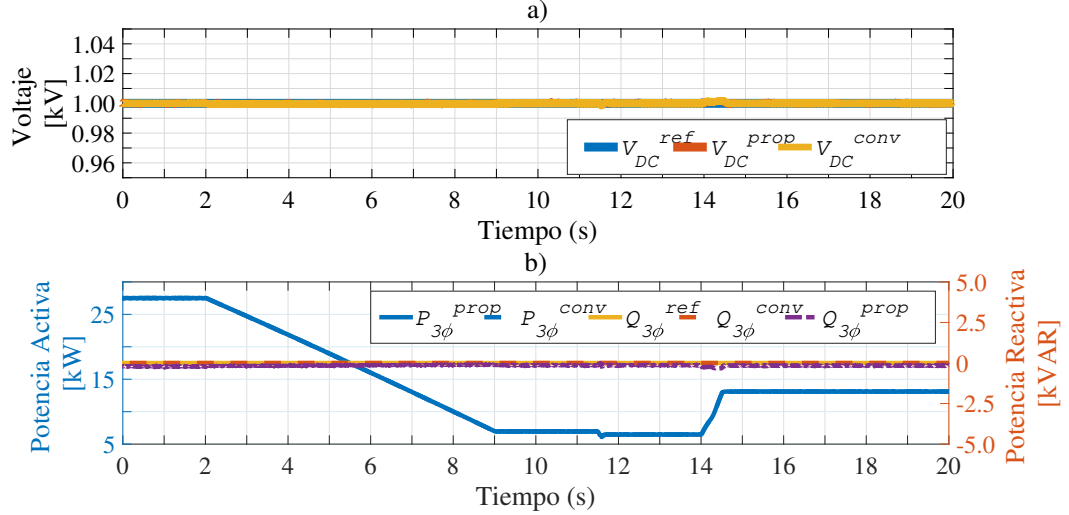


Figura 4.7: Variables del lado de CD y CA del inversor. a) Voltaje en el puerto de CD. b) Potencia Activa $P_{3\phi}$ y Potencia Reactiva $Q_{3\phi}$ en la red.

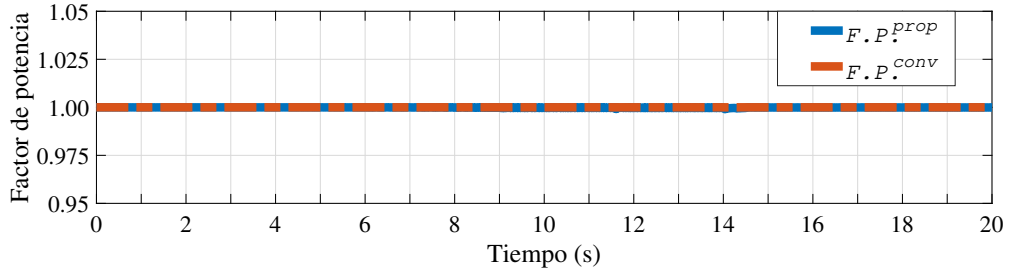


Figura 4.8: Factor de potencia del inversor.

tantes frente a las variaciones de irradiancia y temperatura a las que se somete el sistema en estudio.

Por otro lado, las potencias del lado de CA como lo son $P_{3\phi}^{prop}$, $P_{3\phi}^{conv}$, $Q_{3\phi}^{prop}$ y $Q_{3\phi}^{conv}$ corresponden a las variables expuestas en la Figura 4.7 b), donde las potencias activas de ambos modelos son consistentes en magnitud debido a que se encuentran superpuestas, para el caso de mayor irradiancia se inyectan a la red 28 [kW], para $S = 0.25$ [kW/m²] se tiene una potencia de 7 [kW]. Asimismo, la potencia activa $P_{3\phi}$ en ambos sistemas de prueba y sujetos a las siguientes condiciones de operación: $S = 0.5$ [kW/m²] y $T = 40$ [°C] corresponde a 14 [kW].

Se define $Q_{3\phi}^{ref} = 0$ para operar el inversor con un factor de potencia unitario, debido a esto, $Q_{3\phi}^{prop}$ y $Q_{3\phi}^{conv}$ realizan el seguimiento para mantener la potencia reactiva en cero, parámetro previamente definido por el diseñador.

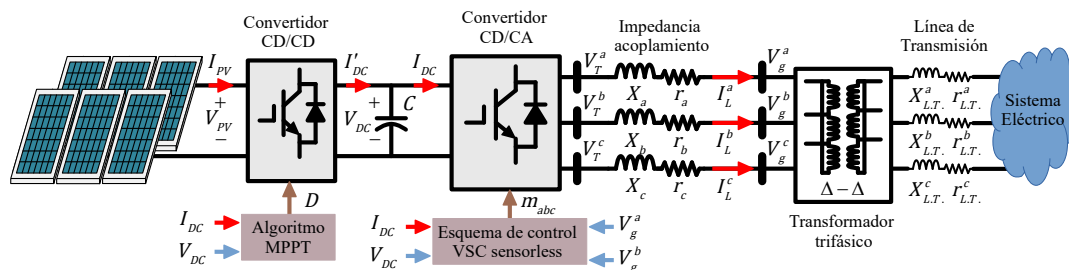


Figura 4.9: Sistema fotovoltaico trifásico interconectado a la red

De acuerdo a las condiciones de diseño de potencia reactiva $Q_{3\phi}^{ref} = 0$ [kVAR] y la potencia $P_{3\phi}$ inyectada a la red, la Figura 4.8 expone el factor de potencia del inversor, mismo que es consistente a las condiciones de operación previamente expuestas, además, es posible deducir que este factor de potencia es independiente a las dinámicas del lado de CD debido a que no presenta variación conforme a las dinámicas medioambientales.

4.3. Caso de estudio 2. - Operación del sistema fotovoltaico con factor de potencia unitario.

En la literatura científica (32, 33, 34) se reporta que durante las horas de mayor irradiancia, la tensión eléctrica en el punto de interconexión a la red eléctrica incrementa y viceversa, por lo que el voltaje de operación puede salir de las tolerancias especificadas por la compañía suministradora y eventualmente, provocar daños a los equipos. Por lo que este caso de estudio consiste en representar este fenómeno al operar el sistema fotovoltaico sujeto a una curva de irradiancia real, cuyos datos fueron medidos directamente de un piranómetro instalado en la Facultad de Ingeniería. En primera instancia, la Figura 4.9 expone el esquema del sistema fotovoltaico interconectado a la red, a través de una transformador y posteriormente, mediante una línea de transmisión se finaliza la interconexión a un equivalente de red.

Asimismo, la Figura 4.10 a) corresponde a la curva de irradiancia que incide sobre el arreglo de fotoceldas, donde el pico máximo corresponde a 1 [kW/m²] y los valores mínimos son de 0.2 [kW/m²] para evitar errores numéricos durante la simulación. Por otra parte, la Figura 4.10 b) presenta el perfil de voltaje en por unidad en el nodo de interconexión a la red, así como las tolerancias especificadas por la compañía suministradora, la cual corresponde a un $\pm 10\%$. Para este caso, conforme la irradiancia incrementa la tensión eléctrica en el nodo de interconexión

4.3 Caso de estudio 2. - Operación del sistema fotovoltaico con factor de potencia unitario.

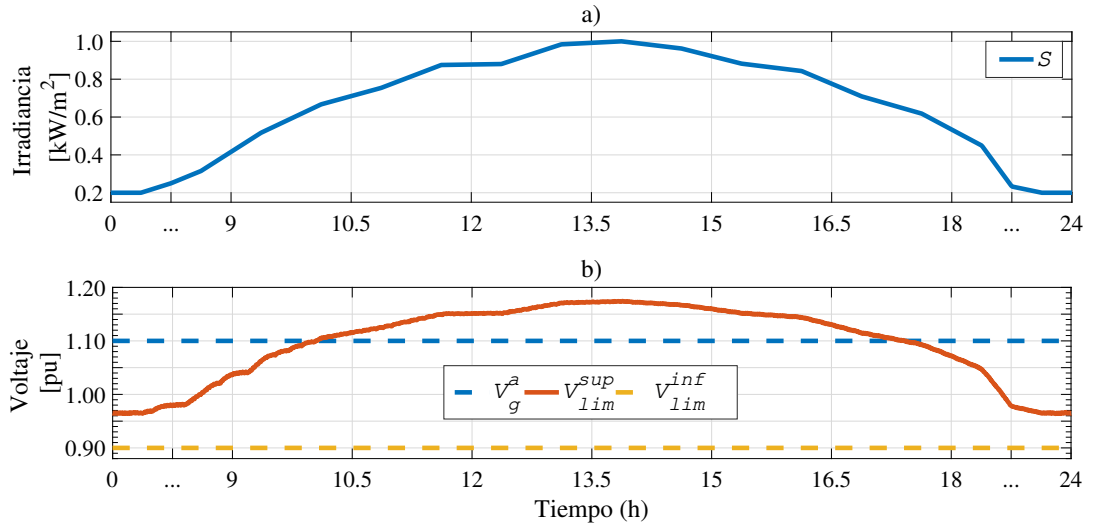


Figura 4.10: a) Curva de irradiancia. b) perfil de voltaje en por unidad en el nodo de interconexión.

a la red incrementa hasta un máximo de 1.18 [pu], lo cual corresponde a un 0.08 [pu] sobre la tolerancia V_{lim}^{sup} superior, mientras que conforme S disminuye, V_g^a alcanza al final de la simulación un valor de $V_g^a \approx 0.96$ [pu], valor que se encuentra dentro de las tolerancias permisibles de operación.

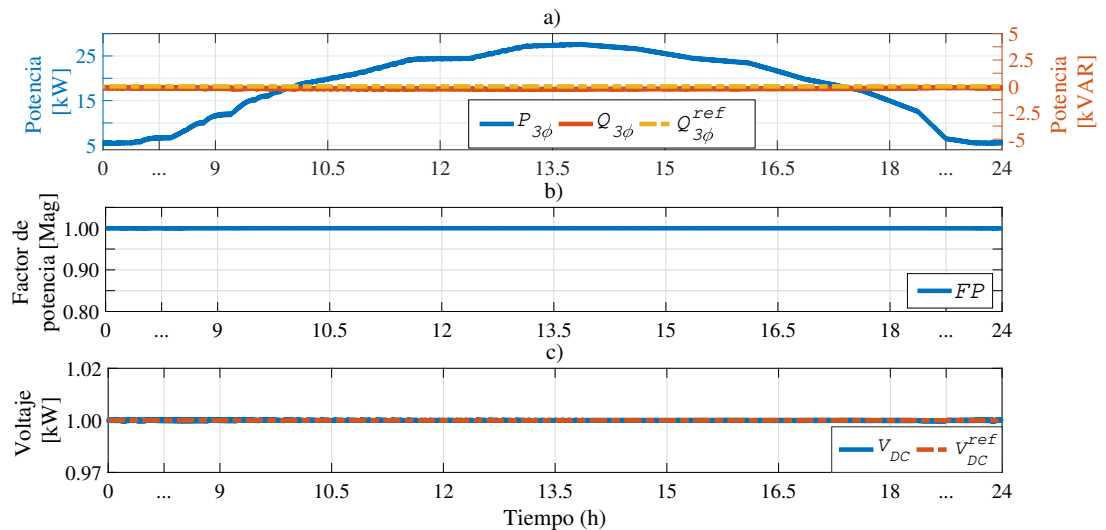


Figura 4.11: a) Potencia activa y reactiva. b) Factor de potencia. c) Voltaje en el bus de CD.

4. VALIDACIÓN NUMÉRICA

En este contexto, la Figura 4.11 a) expone la potencia activa $P_{3\phi}$ que se inyecta a la red, así como la potencia reactiva $Q_{3\phi}$ que sigue la referencia de $Q_{3\phi}^{ref}$ con un margen de error de 1% respecto a la potencia generada por el arreglo fotovoltaico durante su operación. De acuerdo con lo anterior, la Figura 4.11 b) corresponde al factor de potencia FP del convertidor VSC, cuyo valor es unitario, es decir, $FP = 1$ y es consistente, respecto a las condiciones de operación del sistema fotovoltaico. Por otra parte, la Figura 4.11 c) muestra el perfil de voltaje en el bus de CD, mismo que se mantiene constante en la operación del sistema a cualquier nivel de irradiancia.

Finalmente, este caso de estudio resalta la importancia de la regulación de potencia reactiva en la operación real de un sistema fotovoltaico, ya que como muestra la Figura 4.10 b), las cargas operan a voltajes superiores al nominal y por encima de la tolerancia permisible.

4.4. Caso de estudio 3. - Regulación de potencia reactiva $Q_{3\phi}$

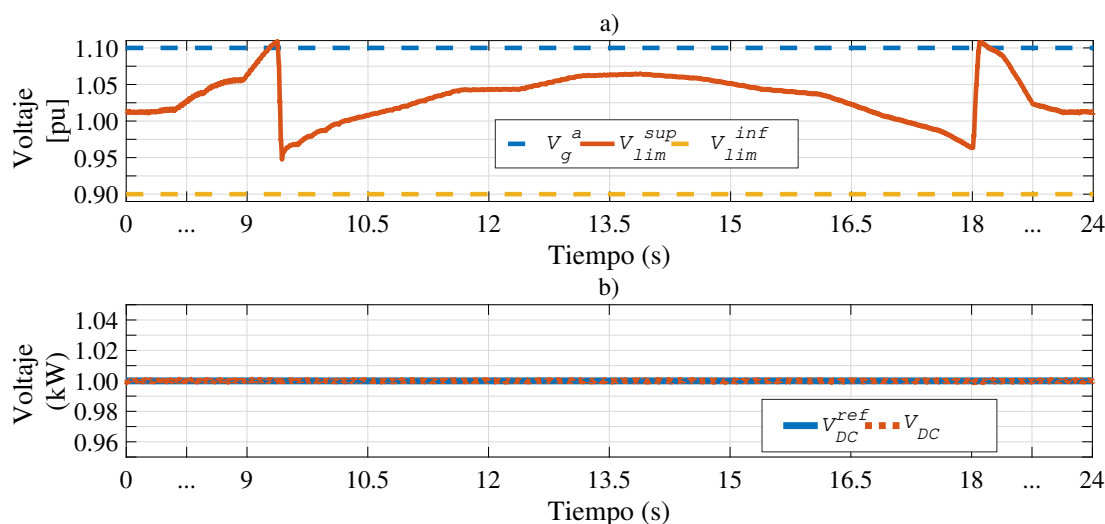


Figura 4.12: a) Perfil de voltaje rms en el nodo V_g^a . b) Voltaje en el bus de CD.

Este caso de estudio corresponde a la operación del sistema fotovoltaico que expone la Figura 4.9 operando a las condiciones de irradiancia de la Figura 4.10 a). Por un lado, la Figura 4.12 a) muestra el perfil de tensión del nodo V_g^a por unidad, en valor eficaz. De acuerdo con este escenario de operación, durante las

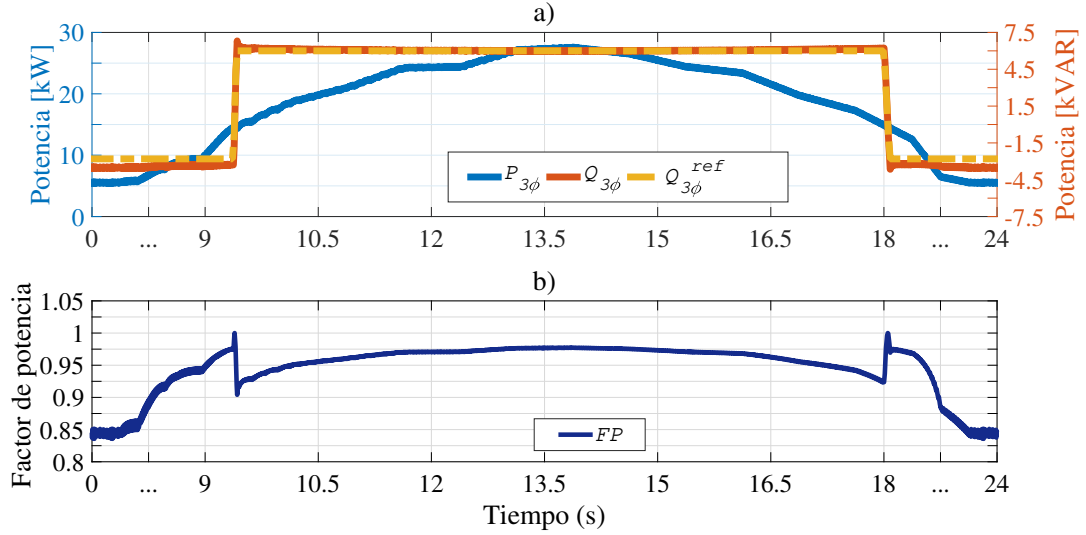


Figura 4.13: a) Potencia activa y reactiva. b) Factor de potencia.

horas de mayor irradiancia el voltaje en el punto de acoplamiento común del sistema fotovoltaico a la red, incrementa al operar con un factor de potencia unitario.

En este contexto, durante las horas de baja irradiancia, el voltaje del sistema se mantiene cercano a la unidad mientras que durante las horas de mayor irradiancia y con base en la regulación de potencia reactiva de la Figura 4.13 a), el voltaje incrementa hasta sobrepasar la tolerancia superior, sin embargo, al modificar la potencia reactiva con un factor de potencia en atraso, V_g^a alcanza un máximo de 1.07 [pu].

Por otra parte, la Figura 4.12 b) presenta el voltaje en el bus de CD que acopla las etapas CD/CD y CD/CA de acondicionamiento de potencia, mismo que al variar la potencia reactiva se mantiene constante y presenta un pequeño transitorio cuya amplitud es menor al 1% del voltaje de referencia V_{DC}^{ref} .

La Figura 4.13 a) expone las potencias activa $P_{3\phi}$ y reactiva $Q_{3\phi}$ que se inyectan a la red, así como la potencia reactiva de referencia $Q_{3\phi}^{ref}$. En relación con la potencia activa y de acuerdo con (3.5), esta es proporcional a la curva de irradiancia de la Figura 4.10 a).

En cuanto a la potencia reactiva, se inyectan 3 [kVAR] a la red para brindar soporte de tensión a la red y mantener el voltaje cercano a 1 [pu]. Asimismo, durante las horas de mayor irradiancia el inversor absorbe potencia reactiva de la

red para disminuir la tensión en el nodo de interconexión y que esta no supere el límite superior de +10 %, para lograr esto, se absorben 6 [kVAR] de la red. Por otra parte, $Q_{3\phi}$ trata de seguir el comando de referencia de $Q_{3\phi}^{ref}$ presentando un error de ± 0.3 [kVAR] asociado a la eliminación de los sensores de corriente en el lado de CA y la consideración de que $P_{DC} \simeq P_{3\phi}$. Sin embargo, esto representa un error del 5 % respecto al comando $Q_{3\phi}^{ref}$ y un 1.1 % de la potencia generada por el arreglo fotovoltaico.

En este contexto, la Figura 4.13 b) muestra el factor de potencia al que opera el inversor durante un escenario de curva real de irradiancia. Asimismo, se observa que durante las horas de baja irradiancia se opera con un factor de potencia de 0.85 en adelanto, mientras que de las 9.5 [h] hasta las 18:00 [h] se opera con un $FP \approx 0.95$ en atraso. Por lo anterior, es válida la justificación de la regulación de reactivos en un sistema fotovoltaico de baja potencia interconectado a la red.

4.5. Conclusiones particulares

Con los casos de estudio que aborda este capítulo es posible justificar la funcionalidad de esta estrategia de control que hace uso de 4 sensores frente a los 9 sensores que implica la implementación del control en el marco de referencia dq0. En el caso de estudio 4.1 se aborda el comportamiento de las principales variables de interés del sistema fotovoltaico controlado por la estrategia de control desarrollada en el capítulo 3, presentan un error que en la mayoría de las respuestas no excede del 2 %. Mientras que la variable con mayor porcentaje de error es la potencia reactiva con un 5 %. Sin embargo, esta diferencia es menor a ± 0.3 [kVAR] y es mínima en relación con la potencia de diseño del sistema fotovoltaico (Tabla 4.1).

Por otro lado, el voltaje de CD en la etapa intermedia de conversión de potencia se mantiene constante al ante cualquier cambio en las condiciones de operación ya que estos transitorios no exceden el 1 % del nivel de tensión de referencia establecido en el diseño del inversor.

Finalmente, la modificación al algoritmo MPPT que presenta esta tesis expone un desempeño similar al control tradicional de seguimiento de potencia máxima que se basa en el monitoreo de V_{PV} e I_{PV} , por lo que es posible eliminar los sensores correspondientes al arreglo fotovoltaico e implementarlo directamente a la salida del convertidor boost y extraer la potencia máxima de la estructura de CD (arreglo fotovoltaico + convertidor CD/CD).

Validación Experimental

5.1. Diseño del experimento

Este capítulo expone el diseño del experimento, así como los elementos requeridos en la implementación física de los convertidores CD/CD y CD/CA, donde este último se interconecta a la red para validar que su funcionamiento en redes eléctricas de baja tensión es apropiado.

Tabla 5.1: Convertidor DC/DC (Boost)

Parámetro	
V_{PV}	25 [V]
V_{DC}	75 [V]
$L_{Boost} \approx$	0.5 [mH]
f_{con}^{boost}	5 [kHz]

La topología del convertidor CD/CD se expone en la Figura 3.11 y para tal caso, la Tabla 5.1 contiene las características eléctricas de los elementos que lo conforman, así como los niveles de tensión de operación del convertidor boost.

Tabla 5.2: Parámetros Eléctricos Kit de prueba KIT8020CRD8FF1217P-1

Voltaje de entrada	600 [V _{dc}]
Voltaje de Salida	300 [V _{dc}]
Corriente RMS a la salida	30 [A]
Potencia de salida	9 [kW]
Corriente máxima MOSFET	40 A
Frecuencia de conmutación	40 kHz

Para la etapa de acondicionamiento de potencia, el prototipo de inversor VSC consiste de 3 medios puentes H, tres impedancias de acoplamiento $L_{abc} + r_{abc}$ y del capacitor C que requiere el enlace de CD. Asimismo, la Tabla 5.2 expone los

5. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

parámetros eléctricos del kit de evaluación (MOSFET's).

Finalmente, los elementos que componen el inversor trifásico se muestran en la Tabla 5.3, así como los parámetros eléctricos a los que será sometido el convertidor.

Tabla 5.3: Parámetros de funcionamiento inversor VSC

Parámetro	Valor
L	10 [mH]
r	0.1 [Ω]
C	400 [μ F]
V_g^{abc}	46 [V]
V_{DC}	75 [V]
f_{red}	60 [Hz]
f_{con}	6 [kHz]

La Tabla 5.4 presenta las características eléctricas del módulo fotovoltaico que contiene la placa de datos, así como los principales puntos de operación de la fotocelda que permiten evaluar el funcionamiento del algoritmo MPPT.

Tabla 5.4: Parámetros de módulo fotovoltaico

Parámetro	Valor
Potencia máxima del panel (P_{MPPT})	180 [Wp]
Voltaje en el punto de potencia máxima (V_{MPPT})	27,21 [V]
Corriente en el punto de potencia máxima (I_{MPPT})	6,62 [A]
Tensión eléctrica en circuito abierto (V_{oc})	32,3 [V]
Corriente de cortocircuito (I_{sc})	7,28 [A]
Tolerancia de potencia	$\pm 3\%$
Rango de temperatura	(-40 ~ 85) [$^{\circ}$ C]
Voltaje máximo del sistema	1000 [V]
Tipo de celdas	Policristalino
Numero de celdas (N_s)	54

La siguiente sección presenta los resultados experimentales logrados, así como las condiciones a las que opera el prototipo experimental del sistema fotovoltaico con dos etapas de acondicionamiento de potencia.

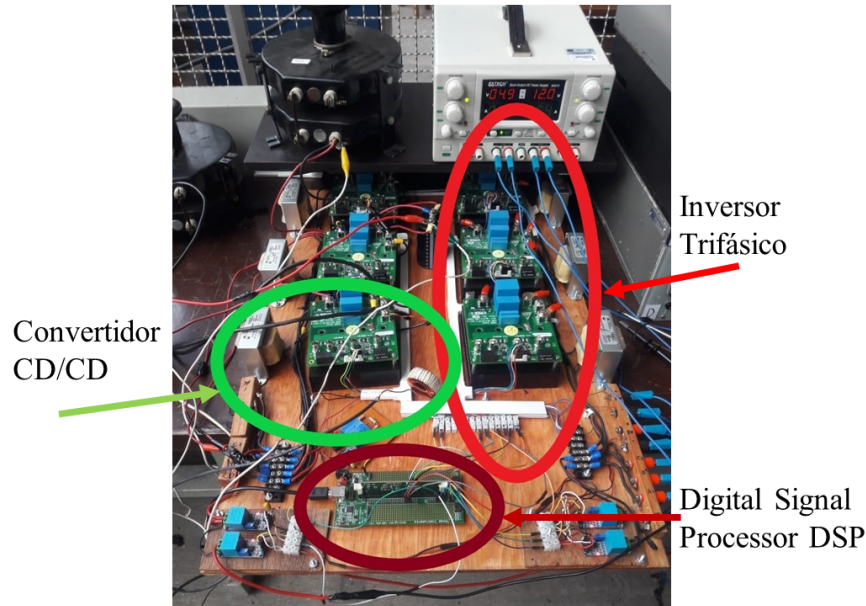


Figura 5.1: Etapa de conversión CD/CD y CD/CA.

5.2. Experimento

El sistema de prueba empleado comprende un sistema fotovoltaico con estructura Arreglo FV + Convertidor CD/CD + Inversor VSC 3ϕ cuyas características y parámetros de funcionamiento corresponden a los datos que contienen las Tablas 5.1 y 5.3. Por lo que la Figura 5.1 y la Figura 5.2 exponen físicamente los elementos que lo componen.

La Figura 5.1 presenta la doble etapa de conversión de potencia, donde el convertidor CD/CD es el encargado de elevar la tensión de entrada, mientras que el inversor trifásico se encarga de acondicionar la potencia a los niveles de tensión y frecuencia requeridos en el punto de acoplamiento común. Asimismo, los pulsos de control requeridos por los interruptores de potencia provienen del Procesador Digital de Señales (DSP), el cual fue programado mediante Matlab/Simulink.

En este contexto, la Figura 5.2 muestra la estructura completa del sistema fotovoltaico, donde la fuente de voltaje trifásica emula la red de CA, mientras que las características eléctricas del módulo fotovoltaico se presentan en la 4.1. Por último, la etapa de monitoreo corresponde a los sensores de voltaje de CA y CD, así como el sensor de corriente de CD a la entrada del inversor del lado de CD, esto de acuerdo con la propuesta de control que presenta esta tesis.

5. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

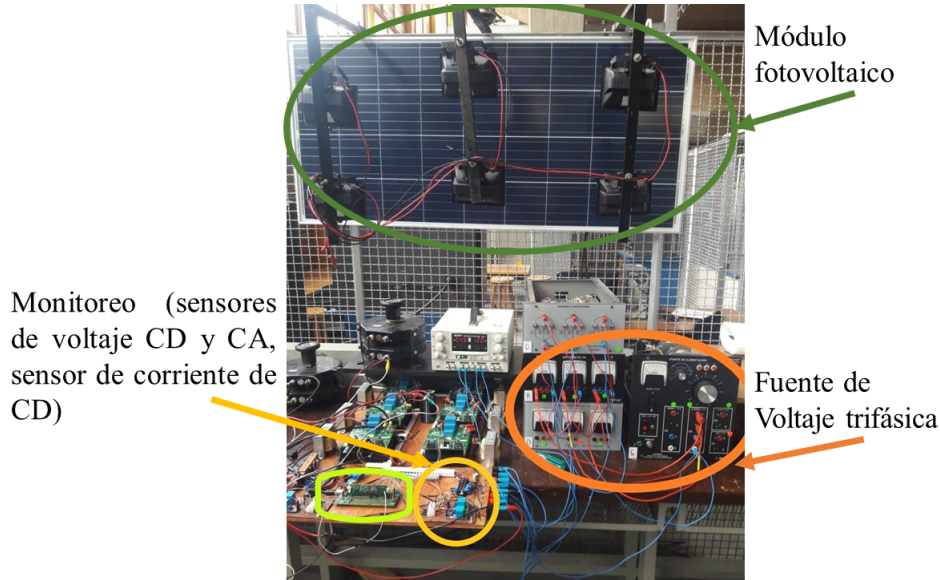


Figura 5.2: Sistema fotovoltaico trifásico experimental.

El caso de estudio en cuestión, corresponde al funcionamiento del inversor en un factor de potencia unitario, donde los voltajes y corrientes de la fase a, b y c, se presentan en las Figuras 5.3, 5.4 y 5.5, respectivamente.

La Figura 5.3 presenta la tensión y la corriente en la fase para las condiciones de operación descritas, donde el $V_g^a = 38 [V_p]$ y la corriente se inyecta a la red con una amplitud de $I_L^a = 1 [A_p]$. Asimismo, se observa que la corriente se encuentra desplazada 180° respecto a la tensión en el punto de acoplamiento común y la frecuencia en ambas señales corresponde a $f_{red} = 59.95 [Hz]$.

La Figura 5.4 muestra la corriente y la tensión en la fase b, donde de acuerdo a lo que se observa, presenta una mayor distorsión armónica respecto a la corriente de la fase a. Por lo que la amplitud de la señales es consistente con las condiciones del punto de acoplamiento común, por último, esta señal opera con una frecuencia $f_{red} = 60.00 [Hz]$.

Las señales de corriente y voltaje en la fase c se abordan en la Figura 5.5, donde de acuerdo a las condiciones de operación del sistema fotovoltaico diseñado, la tensión mantiene una amplitud de $V_g^c = 38 [V_p]$, mientras que la corriente inyectada a la red conserva una magnitud de $I_L^c = 38 [A_p]$, por otro lado, la frecuencia de estas señales corresponde a $f_{red} = 60.03 [Hz]$.

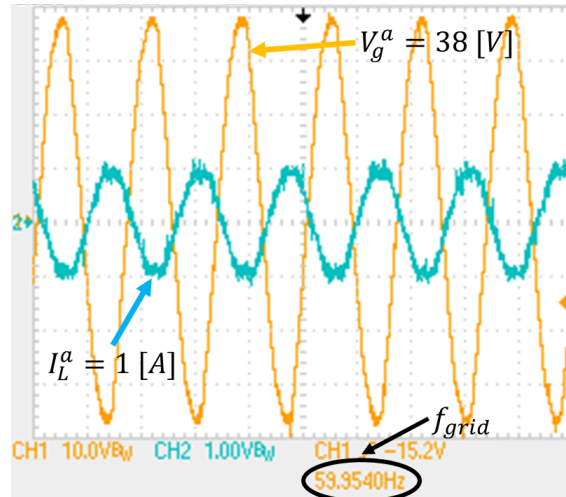


Figura 5.3: Voltaje y corriente de la fase a.

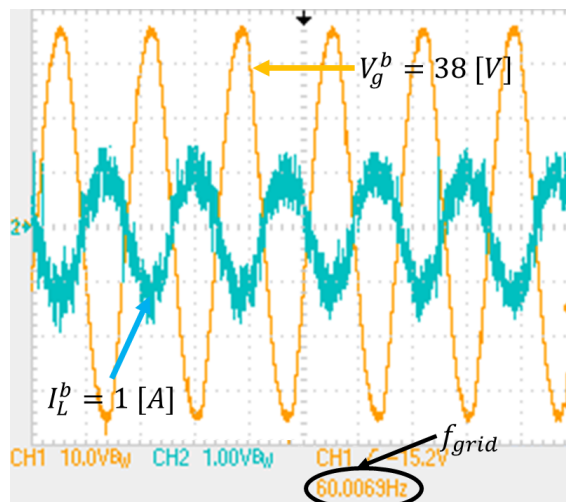


Figura 5.4: Voltaje y corriente de la fase b.

De acuerdo con los resultados de voltajes y corrientes en el lado de CA, es fácil deducir que se trata de un sistema trifásico balanceado, así como que la condición de operación corresponde a un factor de potencia unitario, efecto visible en las señales ya que las corrientes se encuentran desfasadas 180° respecto a la señal de tensión de su respectiva fase.

Además, con la información de las frecuencias proporcionadas por el osciloscopio, es posible notar que el rango de operación del inversor se encuentra entre los $(59.95 \geq f_{red} \leq 60.03)$ [Hz].

5. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

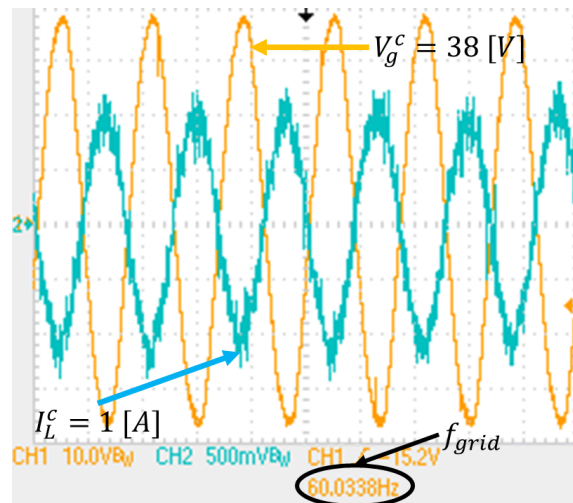


Figura 5.5: Voltaje y corriente de la fase c.

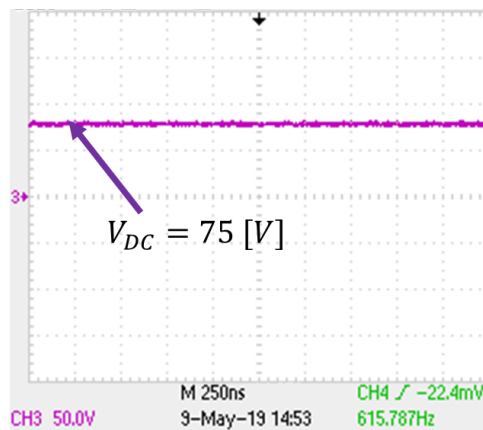


Figura 5.6: Voltaje en el enlace de CD.

En el lado de CD del inversor, la tensión en el enlace de CD corresponde a un nivel controlado de 75 [V] y con una frecuencia de rizado cercana a 10 veces la frecuencia de la red. En este contexto y de acuerdo con la Tabla 5.4, la relación de transformador del convertidor CD/CD es $\approx 1:3.5$, ya que el voltaje MPPT de la celda solar corresponde a $V_{MPPT} = 27.21 [V_{dc}]$ a las condiciones de temperatura e irradiancia presentes durante el experimento.

5.3. Conclusiones particulares

El desarrollo del experimento y la validación de su funcionamiento permite garantizar la funcionalidad de la técnica de control propuesta en este trabajo de maestría, donde la principal característica de este prototipo experimental consiste en operar a condiciones balanceadas de voltaje y de manera independiente a las corrientes que se inyectan a la red, por otro lado, las señales de CA y CD específicamente las corrientes I_L^{abc} presentan variaciones en frecuencia, contenido armónico y en el caso de la fase b específicamente, se presenta una señal de corriente de distinta magnitud y con una alta distorsión armónica, en comparación con la fase a y c. Esto puede deberse principalmente a que la obtención de las señales de corriente en el osciloscopio se realiza a través de pinzas amperímetricas de gancho, donde para el caso de I_L^b , este se realizó con una pinza de distinto modelo, hecho que supone una alteración en el proceso de fabricación y la sensibilidad del aparato, asimismo, un factor importante que se debe mencionar, consiste en que los reactores de fase X_L no operan a la misma impedancia y eso podría ser un efecto que distorsiona aún más a la señal de corriente en cuestión.

En el caso del control MPPT y debido al principio de funcionamiento de una celda solar se basa principalmente en las condiciones ambientales de temperatura e irradiancia y que estos cambios son de dinámica lenta, no fue posible presentar un caso de estudio que considere variaciones en S o T que permita evaluar el desempeño real del algoritmo MPPT propuesto.

Finalmente, ante las limitantes físicas de los equipos, elementos y de las condiciones de operación de algunos componentes del sistema fotovoltaico, la validación experimental que presenta este capítulo permite mostrar que la técnica de control propuesta es válida y que puede ser implementada físicamente en redes eléctricas de baja tensión, donde el nivel de potencia generada por el arreglo fotovoltaico no requiere un alto grado de monitoreo y que a gran escala, la regulación de potencia reactiva puede resultar beneficioso para atender alguno de los problemas existentes en las redes de distribución.

6.1. Discusión

Con la revisión sistemática de la literatura científica, se puede afirmar que la estrategia de control presentada en este trabajo de tesis presenta un alto grado de innovación y originalidad, ya que como se discute en la Tabla 2.1, los principales aportes encontrados consisten en aplicaciones específicas sin considerar interconexión a la red. Asimismo, la cantidad de recursos de procesamiento requeridos en la implementación de estas propuestas de control de sistemas fotovoltaicos se encuentra excesiva y no es justificable para aplicaciones sencillas como las presentadas. Por otra parte, el control tradicional basado en el marco de referencia $dq0$ que hace uso de 9 sensores incrementa significativamente el costo final de un sistema de baja potencia, dificultando la posibilidad de masificar la interconexión de este medio de generación alternativa a las redes eléctricas de media y baja tensión.

La estrategia de control que detalla esta tesis de grado resalta la posibilidad de controlar un sistema fotovoltaico al conservar los principales atributos de funcionamiento, tales como: i) seguimiento del máximo punto de potencia; ii) control de voltaje en el enlace de CD; y iii) regulación de potencia reactiva haciendo uso de únicamente cuatro sensores, en comparación con el control $dq0$ que requiere de nueve. En este contexto, dicha propuesta se encuentra limitada a condiciones de operación balanceadas en el punto de acoplamiento a la red eléctrica. Sin embargo, se garantiza la operación de esta tecnología con un número reducido de elementos de monitoreo, brindando oportunidad de disminuir los costos de fabricación de convertidores electrónicos de potencia que brinden soporte a la red eléctrica mediante la regulación de potencia reactiva, así como la descongestión de las líneas de transmisión y a largo plazo, la disminución de las emisiones contaminantes asociadas a la generación de energía por tecnologías convencionales.

6. CONCLUSIONES

Finalmente, la validación experimental siembra un precedente de la aplicación y funcionalidad de esta propuesta en escenarios de operación real, considerando, que físicamente no es posible controlar las condiciones de irradiancia y temperatura a las que se somete un módulo fotovoltaico, motivo por el cual no se analiza el desempeño del algoritmo MPPT ya que las dinámicas de estas variables se encuentran en el orden de varios minutos y hasta horas. Siendo este, un diferenciador a las técnicas de control propuestas a la literatura científica reportada, cuyos hallazgos no se validan en un escenario de operación real.

6.2. Trabajos futuros

Como posibles trabajos futuros que podrían desprenderse de este trabajo de tesis de grado, se pueden considerar los siguientes:

1. Modificación del algoritmo de seguimiento de máximo punto de potencia (MPPT), tomando como posible referencia a la estrategia de Conductancia Incremental (IncCond) que responde a los cambios de temperatura e irradiancia de manera instantánea respecto a la dinámica de la razón de cambio entre el voltaje y la corriente del arreglo FV, ajustando el ciclo de servicio de manera inmediata sin oscilar cercano al punto de máxima potencia.
2. Análisis del funcionamiento de esta estrategia de control en una red de distribución y su comportamiento ante eventos transitorios ya que los casos de estudio presentados en esta tesis consisten en un equivalente de red que no varía la tensión y la frecuencia en el punto de acoplamiento a la red, por otro lado, la propuesta considera la operación balanceada de la red y se vuelve necesario garantizar esas condiciones de red para el correcto funcionamiento de la estrategia de control.
3. Otro trabajo futuro consiste en estudiar el sistema fotovoltaico interconectado a una red desbalanceada y analizar el comportamiento de los dispositivos electrónicos de potencia, y en caso de ser necesario, modificar la estrategia de control para garantizar su funcionamiento ante la eventual conexión de estos sistemas a las redes eléctricas reales que presentan altos niveles de desbalance.
4. De acuerdo con la normatividad vigente y aplicable a la interconexión de generación renovable en las redes eléctricas, es importante conocer el contenido armónico de la corriente que se inyecta a la red para garantizar que el THD sea menor al valor requerido por las especificaciones o códigos de red, y en caso de ser necesario, diseñar e implementar filtros que brinden soporte a la red ante la inyección de corriente con un contenido armónico mayor a la tolerancia establecida.
5. Elaboración de un caso de estudio donde se opere al sistema fotovoltaico con un factor de potencia distinto al unitario, asignando distintas potencias reactivas de referencia.

6.3. Conclusiones

La estrategia de control desarrollada en esta tesis expone de manera detallada una nueva estrategia de control de sistemas fotovoltaicos con dos etapas de conversión de energía CD/CD y CD/CA, respectivamente. Haciendo uso de un convertidor boost que permite elevar la tensión de CD que se tiene en las terminales de salida del arreglo fotovoltaico, evitando la conexión de grandes cadenas de paneles solares en serie, además de un inversor trifásico para la interconexión a la red eléctrica. En conjunto, este aporte no se encuentra en su totalidad dentro de las diversas propuestas de reducción de sensores reportadas en la literatura científica de los últimos años.

En este contexto, la validación numérica se realiza tomando como base una estrategia de control en el marco de referencia dq0 que requiere de nueve sensores, mientras que esta propuesta solo hace uso de 4 de ellos. Logrando el seguimiento del máximo punto de potencia del arreglo FV, el control de voltaje en el enlace de CD y la regulación de potencia reactiva. Lo anterior, se logra sin hacer uso de algoritmos para cambiar el marco de referencia, reconstrucción de señales mediante técnicas matemáticas avanzadas o incrementando el hardware asociado para la implementación del control y solo haciendo uso de operaciones matemáticas sencillas.

Por otra parte, los resultados de la validación numérica expuestos en el capítulo 4, permiten analizar el funcionamiento de esta técnica ante condiciones dinámicas de temperatura e irradiancia, hecho que permite deducir que la modificación al algoritmo MPPT es consistente frente al control tradicional de perturbación y observación. Así como la inyección o absorción de potencia reactiva de los casos de estudio 2 y 3 garantiza el seguimiento de un valor de referencia asignado por el diseñador, generando un error que es ligeramente mayor al 1 % de la potencia de diseño del sistema fotovoltaico interconectado a la red.

En los tres casos de estudio presentados, el control de voltaje de CD mantiene la tensión en esta etapa se perturba hasta en un 1 % del voltaje de referencia. En línea con lo anterior, y de acuerdo con la formulación matemática de la estrategia de control, se tienen dinámicas en cascada y acoplamiento de dinámicas, por lo que los cambios en alguna de las variables que se estén monitoreando y controlando, genera una variación al resto de los controladores que se tienen operando en condiciones de estado estable. Por tal motivo, es necesario asignar distintos tiempos de respuesta en los diferentes controladores para evitar la interferencia entre sus dinámicas.

La validación experimental que presenta el capítulo 5 permite observar que las técnicas de control implementadas en convertidores reales son funcionales ante las condiciones de factor de potencia unitario en la red eléctrica. Sin embargo, es necesario mencionar que físicamente, algunos de los dispositivos utilizados en la elaboración del prototipo tales como equipos de medición, impedancias de acoplamiento y capacitores no conservan las magnitudes de sus características eléctricas y que en algunos de ellos, su valor de diseño no es igual al resto. Hecho que genera efectos que no han sido considerados en el diseño y en la plataforma de simulación, por lo que las respuestas varían respecto a los resultados esperados. Además, el ruido asociado a los elementos de monitoreo genera variaciones en la medición de las distintas variables de interés, lo cual se traduce en un exceso de distorsión en las señales que se obtienen del osciloscopio.

Con base en las consideraciones anteriores, es posible deducir que esta estrategia de control consigue el potencial de la técnica de control $dq0$ y del algoritmo MPPT, pero solo se requiere de 4 sensores respecto a los 9 que son necesarios en el control tradicional. Sin embargo, queda sujeta a posibles mejoras en el desempeño e incluso el rediseño de estrategias de control con una mayor robustez.

A futuro, la eventual fabricación en masa de este tipo de sistemas permitirá incrementar el número interconexiones de sistemas fotovoltaicos en las redes de distribución, generando beneficios como regulación de voltaje en las redes de distribución, específicamente en los nodos cercanos al punto de acoplamiento común. Así como la disminución en la potencia que se transmite desde las plantas generadas a los centros de consumo mediante las distintas líneas de transmisión que componen la red eléctrica, prolongando el tiempo de vida útil, las maniobras por mantenimiento preventivo y/o correctivo.

Por último, al incrementar la generación distribuida en las redes eléctricas, se evitará la construcción de grandes plantas generadoras, así como la disminución en la emisión de miles de toneladas de CO_2 y otros gases contaminantes que generan el efecto invernadero, el calentamiento global y el deterioro del medio ambiente en general. .

Bibliografía

- [1] C. Emmott *et al.*, “Economical assessment of solar electricity from organic photovoltaic systems,” in *Proc. IET Conf. Renewable Power Gener.*, p. 1–2, 2011. [1](#)
- [2] M. Bazilian *et al.*, “Re-considering the economics of photovoltaic power,” *Renew. Energy*, vol. 53, pp. 329–338, 2013. [1](#)
- [3] G. Masson, M. Latour, M. Rekingier, I. Theologitis, and M. Papouts, “Global market outlook for photovoltaics 2019–2023,” tech. rep., European Photovoltaics Industry Association, Brussels, Belgium, 2013. [1](#)
- [4] C. Breyer and A. Gerlach, “Global overview on grid-parity,” *Prog. Photovoltaics Res. Appl.*, vol. 21, no. 1, pp. 121–136, 2013. [1](#)
- [5] Z. Liang, R. Guo, J. Li, and A. Q. Huang, “A high-efficiency pv module integrated dc/dc converter for pv energy harvest in freedom systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, pp. 897–909, Mar. 2011. [1](#)
- [6] P. S. Samrat, F. F. Edwin, and W. Xiao, “Review of current sensorless maximum power point tracking technologies for photovoltaic power systems,” in *2013 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pp. 862–867, 2013. [1](#)
- [7] S. Kjaer, J. Pedersen, and F. Blaabjerg, “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules,” *IEEE Trans Ind. Appl.*, vol. 41, pp. 1292–1306, 2005. [2](#), [9](#)
- [8] W. Li and X. He, “Review of nonisolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 1239–1250, April 2011. [2](#), [9](#)
- [9] J. W. Kolar, J. Biela, S. Waffler, T. Friedli, and U. Badstuebner, “Performance trends and limitations of power electronic systems,” in *2010 6th*

- International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, pp. 1–20, 2010. [2](#)
- [10] X. Li, H. Wen, Y. Hu, and L. Jiang, “Drift-free current sensorless mppt algorithm in photovoltaic systems,” *Solar Energy*, vol. 177, pp. 118–126, 2019. [10](#), [11](#)
- [11] F. Karbakhsh, M. Amiri, and H. A. Zarchi, “Two-switch flyback inverter employing a current sensorless mppt and scalar control for low cost solar powered pumps,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 11, no. 5, pp. 669–677, 2017. [10](#), [11](#)
- [12] M. Metry, M. B. Shadmand, R. S. Balog, and H. Abu-Rub, “Mppt of photovoltaic systems using sensorless current-based model predictive control,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 2, pp. 1157–1167, 2017. [10](#), [11](#)
- [13] D. Das, S. Madichetty, B. Singh, and S. Mishra, “Luenberger observer based current estimated boost converter for pv maximum power extraction—a current sensorless approach,” *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 9, no. 1, pp. 278–286, 2019. [10](#), [11](#)
- [14] G. Seo, J. Shin, B. Cho, and K. Lee, “Digitally controlled current sensorless photovoltaic micro-converter for dc distribution,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 1, pp. 117–126, 2014. [10](#), [11](#)
- [15] M. Stitou, A. E. Fadili, F. Z. Chaoui, and F. Giri, “Output feedback control of sensorless photovoltaic systems, with maximum power point tracking,” *Output feedback control of sensorless photovoltaic systems, with maximum power point tracking*, vol. 84, pp. 1–12, 2019. [10](#), [11](#)
- [16] M. A. Elshaharty, H. A. Ashour, E. Rakhshani, E. Pouresmaeil, and J. P. S. Catalao, “A novel dc-bus sensor-less mppt technique for single-stage pv grid-connected inverters,” *Energies*, vol. 9, 2016. [10](#), [12](#)
- [17] G. Farivar, B. Hredzak, and V. G. Agelidis, “A dc-side sensorless cascaded h-bridge multilevel converter-based photovoltaic system,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 7, pp. 4233–4241, 2016. [10](#), [12](#)
- [18] E. s. Sreeraj, K. Chatterjee, and S. Bandyopadhyay, “One-cycle-controlled single-stage single-phase voltage-sensorless grid-connected pv system,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp. 1216–1224, 2013. [10](#), [12](#)

- [19] N. E. Zakzouk, A. K. Abdelsalam, A. A. Helal, and B. W. Williams, “Pv single-phase grid-connected converter: Dc-link voltage sensorless prospective,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 526–546, 2017. [10](#), [12](#)
- [20] I. Kim, M. Kim, and M. Youn, “New maximum power point tracker using sliding-mode observer for estimation of solar array current in the grid-connected photovoltaic system,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1027–1035, 2006. [10](#), [13](#)
- [21] G. M. Dousoky and M. Shoyama, “New parameter for current-sensorless mppt in grid-connected photovoltaic vsis,” *Solar Energy*, vol. 143, pp. 113–119, 2017. [10](#), [13](#)
- [22] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage Source Converters in Power Systems. Modeling, Control and Applications*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 1st ed., 2010. [10](#), [13](#), [29](#), [47](#)
- [23] S. B. Kjær, “Evaluation of the “hill climbing” and the “incremental conductance” maximum power point trackers for photovoltaic power systems,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 4, pp. 922–929, 2012. [10](#), [13](#)
- [24] A. F. Morgera and V. Lughi, “Frontiers of photovoltaic technology: A review,” in *2015 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, pp. 115–121, 2015. [16](#)
- [25] Y. Mahmoud and E. El-Saadany, “Accuracy improvement of the ideal pv model,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 6, no. 3, pp. 909–911, 2015. [16](#)
- [26] R. Panigrahi, S. K. Mishra, S. C. Srivastava, A. K. Srivastava, and N. N. Schulz, “Grid integration of small-scale photovoltaic systems in secondary distribution network—a review,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 3, pp. 3178–3195, 2020. [20](#)
- [27] T. ESRAM and P. L. Chapman, “Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 1, pp. 439–449, 2007. [20](#)
- [28] H. Nikkhajoei and R. Iravani, “Dynamic model and control of ac–dc–ac voltage sourced converter system for distributed resources,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 2, pp. 1169–1178, 2007. [24](#)

BIBLIOGRAFÍA

- [29] D. Fewson, *Introduction to Power Electronics*. Oxford University Press, 1st ed., 1998. [24](#), [28](#)
- [30] S. Sumathi, L. Ashok Kumar, and P. Shureka, *Solar PV and Wind Energy Conversion Systems An Introduction to Theory, Modeling with MATLAB/-SIMULINK, and the Role of Soft Computing Techniques*. Springer, 1st ed., 2015. [26](#)
- [31] D. P. Hohm and M. E. Ropp, “Comparative study of maximum power point tracking algorithms,” *Progress in photovoltaics: Research and Applications. Prog. Appl.*, pp. 47–62, 2003. [26](#)
- [32] E. A. Awad and E. A. Badran, “Mitigation of transient overvoltages in microgrid including pv arrays,” *IET Generation, Transmission Distribution*, vol. 14, no. 15, pp. 2959–2967, 2020. [54](#)
- [33] H. Ghoddami and A. Yazdani, “A mitigation strategy for temporary overvoltages caused by grid-connected photovoltaic systems,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 2, pp. 413–420, 2015. [54](#)
- [34] A. Samadi, L. Söder, E. Shayesteh, and R. Eriksson, “Static equivalent of distribution grids with high penetration of pv systems,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, no. 4, pp. 1763–1774, 2015. [54](#)