



Centro de Investigación Científica de Yucatán, A.C.
Unidad de Energía Renovable

ALGORITMO DE CONTROL NO LINEAL DE UN
INVERSOR FOTOVOLTAICO CON FUNCIONES
MÚLTIPLES

Tesis que presenta

M.C. MARÍA GUADALUPE REVELES MIRANDA

En opción al título de
DOCTOR EN CIENCIAS EN ENERGÍA RENOVABLE

Mérida, Yucatán. Noviembre 2018

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a CONACYT por la beca no. 389050 otorgada.

Al proyecto SENER SUSTENTABILIDAD 254667, por el financiamiento de los materiales necesarios para la construcción del módulo y la publicación de los artículos.

A la unidad de Energía Renovable del CICY por las instalaciones prestadas para el desarrollo de este proyecto.

A mi Directora de tesis la Dra. Daniella Pacheco Catalán y a mi Co-director el Dr. Manuel Flota Bañuelos por la confianza y el apoyo en todo momento.

A mis asesores el Dr. Freddy Chan Puc y al Dr. Víctor Ramírez Rivera, ya que sus comentarios y aportaciones fueron determinantes en la calidad de mi trabajo.

A la Universidad de Quintana Roo campus Chetumal y al Ing. Jesús Álvarez, por las facilidades prestadas para realizar pruebas eléctricas en el laboratorio de Física III Electrónica.

A la Universidad Autónoma de Yucatán; así como al Ing. José Ricardo Cruz-Chan y al Ing. Diego Sánchez-Flores, por el apoyo en la implementación del sistema de potencia en el laboratorio de Sistemas Dinámicos.

A mis revisores el Dr. Luis David Patiño y al Dr. Luis Josué Ricalde Castellanos por sus valiosas aportaciones.

Al departamento de Instrumentación de CICY, así como al Ing. Julio Alejandro Lugo, al Ing. Samuel Flores y al Ing. Leonardo Gus por el soporte y asesoría en problemas técnicos.

A mis amigos, que son la familia “disfuncional” que siempre me hace sentir segura y feliz; gracias por el apoyo, las porras y el cariño.

DEDICATORIA

Esto es por ustedes y para ustedes

A papá por heredarme el carácter y darme la guía

A mi mamá por su inmenso amor, por la libertad y la confianza

A mi hermano por la complicidad y el apoyo infinito

ÍNDICE

LISTADO DE FIGURAS	iii
LISTADO DE TABLAS	v
RESUMEN.....	vi
INTRODUCCIÓN.....	1
CAPÍTULO 1	2
ANTECEDENTES	2
1.1 CALIDAD DE LA ENERGÍA	4
1.1 Factor de potencia	5
1.2 Armónicos	7
1.3 Capacitores electroquímicos	10
1.2 INVERSORES	12
1.3 ESTADO DEL ARTE	14
1.3.1 Estado del arte de la técnica.....	18
1.3.2 Estado del arte de la tecnología comercial	19
JUSTIFICACIÓN	21
HIPÓTESIS	23
OBJETIVO GENERAL.....	24
OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	24
CAPÍTULO 2	25
METODOLOGÍA	25
2.1 Esquema metodológico	25
2.2 Modelo matemático inversor monofásico	26
2.3 Algoritmo de control.....	31
2.3.1 Control proporcional integral	31
2.3.2 Control de tensión	33
2.3.3 Teoría basada en pasividad.....	34
2.3.4 Control de corriente	36
2.4 Estabilidad	40

2.5 Definición de trayectorias de referencia	43
2.6 Esquema general de funcionamiento	47
2.7 Implementación.....	49
2.7.1 Etapa de potencia	49
2.7.2 Etapa de control.....	53
2.7.3 Etapa de sensores	53
CAPÍTULO 3	55
RESULTADOS Y DISCUSIÓN	55
SIMULACIÓN.....	55
3.1 Compensación de potencia reactiva por corrimiento de fase	55
3.1.1 Respuesta inicial	57
3.1.2 Respuesta transitoria	58
3.1.3 Respuesta estable	59
3.2 Cancelación de armónicos por demanda de cargas no lineales y compensación de potencia reactiva por corrimiento de fase	61
3.2.1 Respuesta inicial	65
3.2.2 Respuesta transitoria.....	66
3.2.3 Respuesta estable	71
3.2.4 Cancelación de armónicos	75
EXPERIMENTAL	78
3.3 Compensación de potencia reactiva por corrimiento de fase	78
3.3.1 Respuesta en estado estable con fuente de energía.....	79
3.3.2 Respuesta estable sin fuente de energía	80
3.3.3 Respuesta transitoria.....	82
3.4 Cancelación de armónicos por demanda de cargas no lineales y compensación de potencia reactiva por corrimiento de fase	84
3.4.1 Respuesta estable con fuente de generación activa	85
3.4.2 Respuesta estable sin fuente de generación activa	88
3.4.3 Respuesta transitoria	90
3.4.4 Cancelación de armónicos	96
CONCLUSIONES.....	100
BIBLIOGRAFÍA.....	101

LISTADO DE FIGURAS

Figura 1. Esquema de un sistema de generación FV conectado a la red [6]	2
Figura 2. Esquema representativo FP	5
Figura 3. Orden armónico	8
Figura 4. Circuito equivalente ideal del sistema de energía renovable analizado	26
Figura 5. Circuitos equivalentes del funcionamiento del inversor con fuente de alimentación.....	27
Figura 6. Circuitos equivalentes funcionamiento del inversor sin fuente de alimentación.....	29
Figura 7. Esquema de control propuesto	42
Figura 8. Generación de referencias.....	44
Figura 9. Variables propuestas para la obtención de referencias en la transformación DQ	45
Figura 10. Esquema de funcionamiento del sistema de generación FV.....	47
Figura 11. Sistema de potencia para experimentación.....	49
Figura 12. Banco de pruebas funcionamiento inversor	51
Figura 13. Diagrama conexiones LAUNCHXL-F28377S	53
Figura 14. Carga inductiva utilizada como referencia de compensación.....	56
Figura 15. Desfase generado cuando la carga inductiva es conectada	57
Figura 16. Respuesta inicial compensación de potencia reactiva	57
Figura 17. Respuesta transitoria, V_F y V_S	58
Figura 18. Respuesta Transitoria, I_C , V_C y i_L	59
Figura 19. Respuesta estable	60
Figura 20. Circuito eléctrico Carga-Ref-1.....	62
Figura 21. Distorsión generada por la demanda de la Carga-Ref-1	62
Figura 22. Circuito eléctrico Carga-Ref-2.....	64
Figura 23. Distorsión generada por la demanda de la carga no lineal con corrimiento de fase	64
Figura 24. Resultados de simulación de la respuesta inicial del inversor Carga-Ref-1.....	65
Figura 25. Resultados de simulación de la respuesta inicial del inversor Carga-Ref-2.....	66
Figura 26. V_F y V_C ; funcionamiento en ausencia de generación de energía Carga-Ref-1	67
Figura 27. Respuesta transitoria Carga-Ref-1	68
Figura 28. Respuesta transitoria, forma de onda V_F y V_C	69
Figura 29. Respuesta transitoria Carga-Ref-2	70
Figura 30. Respuesta estable - Carga-Ref-1	71
Figura 31. Respuesta estable - Carga-Ref-2	73
Figura 32. Contenido armónico en I_C después de la cancelación armónica Carga-Ref-1	75
Figura 33. Contenido armónico en I_C después de la cancelación armónica Carga-Ref-2	76

Figura 34. Corrimiento de fase ocasionado por la carga resistiva/inductiva.....	78
Figura 35. Compensación FP con generación de energía.....	79
Figura 36. Resultados experimentales.....	80
Figura 37. Respuesta estable sin fuente de generación V_S respecto a V_F	81
Figura 38. Respuesta transitoria	82
Figura 39. Respuesta transitoria	83
Figura 40. Caracterización eléctrica Carga-Ref-1	84
Figura 41. Caracterización eléctrica Carga-Ref-2.....	85
Figura 42. Respuesta estable Carga-Ref-1	86
Figura 43. Respuesta estable Carga-Ref-2	87
Figura 44. Respuesta estable Carga-Ref-1.....	88
Figura 45. Respuesta estable Carga-Ref-2	90
Figura 46. Respuesta transitoria Carga-Ref-1	91
Figura 47. Respuesta transitoria Carga-Ref-1	92
Figura 48. Respuesta transitoria Carga-Ref-2	94
Figura 49. Respuesta transitoria Carga-Ref-2	94
Figura 50. Contenido armónico en I_C después de la cancelación armónica Carga-Ref-1	96
Figura 51. Contenido armónico en I_C después de la cancelación armónica Carga-Ref-2	97

LISTADO DE TABLAS

Tabla 1.1. Revisión estado del arte inversores con funciones adicionales	15
Tabla 1.2. Revisión estado del arte de algoritmos de control de inversores.....	16
Tabla 1.3. Revisión estado del arte SC empleados en sistemas de potencia	17
Tabla 1.4. Estado del arte del desarrollo tecnológico.....	18
Tabla 1.5. Estado del arte de tecnología disponible en el comercial	19
Tabla 2.1. Especificaciones módulo de potencia IPES-2K5-4510	50
Tabla 2 2. Elementos del sistema de potencia	51
Tabla 2 3. Especificaciones de la tarjeta de sensor de corriente y tensión.....	54
Tabla 3 1. Parámetros del sistema de potencia	55
Tabla 3 2. Parámetros del algoritmo de control.....	56
Tabla 3 3. Parámetros del algoritmo de control simulación Carga-Ref-1.....	63
Tabla 3 4. Parámetros del sistema de potencia	63
Tabla 3 5. Parámetros del algoritmo de control Carga-Ref-2.....	65
Tabla 3 6. Contenido armónico después de cancelación Carga-Ref-1	97
Tabla 3 7. Contenido armónico después de cancelación Carga-Ref-2.....	98

RESUMEN

La naturaleza intermitente del recurso solar, así como la conexión de cargas no lineales e inductivas influyen en el bajo aprovechamiento de los sistemas FV y comprometen la calidad de la energía suministrada a la red eléctrica. En los sistemas FV, los inversores son dispositivos cruciales en la conversión y gestión de energía eléctrica entre el sistema y la red. En este trabajo, se plantea como opción para el suministro constante de energía eléctrica de calidad el desarrollo de un inversor de un sistema FV con múltiples funciones capaz de operar en ausencia de generación eléctrica.

En ese sentido, se propone un algoritmo de control no lineal capaz de aprovechar las características del inversor para proporcionarle la capacidad de realizar funciones adicionales; además, se incorporó a la topología del sistema FV un módulo de supercondensadores como dispositivo de potencia para extender su periodo de funcionamiento. Se presenta el diseño de un algoritmo de control que involucra dos lazos de control, un lazo de control de corriente basado en la teoría de pasividad y el segundo lazo PI para controlar la tensión. Sin modificar la estructura física del inversor, se añadieron funciones de: compensación de potencia reactiva y filtrado de armónicos, garantizando con esto, el flujo constante de energía eléctrica de calidad entre el sistema y la red, además, se extendió su periodo de funcionamiento a momentos de ausencia de generación. La operación del algoritmo de control se corroboró mediante la simulación en MATLAB / Simulink® y la experimentación en un sistema FV de baja potencia a escala laboratorio.

ABSTRACT

The intermittent nature of the solar resource, as well as the connection of non-linear and inductive loads, influence the low utilization of PV systems and compromise the quality of the energy supplied to the electricity grid. In PV systems, inverters are crucial devices in the conversion and management of power energy between the system and the grid. In this work, the development of an inverter of a PV system with additional functions capable of operating in the absence of power generation is considered as an option for the constant supply of quality electric power.

In this sense, a non-linear control algorithm is proposed that can take advantage of the characteristics of the inverter to provide it the capacity to perform additional functions; in addition, a supercapacitor module was added to the topology of the PV system as a power device to extend its period of operation. We present the design of a control algorithm that involves two control loops, a current control loop based on the passivity theory and the second PI loop to control the voltage. Without modifying the physical structure of the inverter, functions of: reactive power compensation and harmonic filtering were added, guaranteeing, with this, the constant flow of quality electric power between the system and the network, in addition, extended its period of operation to moments of absence of generation. The operation of the control algorithm was corroborated by simulation in MATLAB / Simulink® and experimentation in a low-power PV system at laboratory scale.

LISTA DE SÍMBOLOS

FV	-	Fotovoltaico
SC	-	Supercondensador
CD	-	Corriente directa
CA	-	Corriente alterna
VSI	-	Inversor fuente de tensión
CSI	-	Inversor fuente de corriente
EMI	-	Interferencia electromagnética
FP	-	Factor de potencia
STATCOM	-	Compensador estático síncrono
THD	-	Distorsión armónica total
APF	-	Filtro activo de potencia
EDLC	-	Supercondensador de doble capa electroquímica
PWM	-	Modulación por ancho de pulso
VAR	-	Volt Ampere reactivo, medida de la potencia reactiva
GD	-	Generación distribuida
PID	-	Control proporcional integral derivativo
UPS	-	Sistema de alimentación ininterrumpida
MPPT	-	Seguimiento del punto de máxima potencia
P & O	-	Perturbar & Observar
FPA	-	Filtro pasa altas
L	-	Inductor, inversor
C	-	Capacitor, inversor
R	-	Resistencia
u	-	Variable de control semiconductores
ω	-	Variable de control, funcionamiento inversor sin fuente de generación
h	-	Banda de histéresis
K_P	-	Ganancia proporcional, control PI
K_I	-	Ganancia integral, control PI
I_C	-	Corriente de la carga

I_l	-	Referencia a 90°, corriente de la carga
I_d	-	Componente potencia activa de la carga
I_q	-	Componente potencia reactiva de la carga
e	-	Error corriente ($i_L - i_L^*$)
i_L^*	-	Corriente deseada inductor
e_V	-	Error tensión ($V_C - V_C^*$)
V_C^*	-	Tensión deseada SC
i_L	-	Corriente inductor
V_S	-	Tensión SC
V_C	-	Tensión capacitor
S_n	-	Semiconductores, elementos de conmutación
V_F	-	Tensión paneles FV
V_C	-	Tensión red eléctrica
I_R	-	Corriente referencia
P_F	-	Potencia paneles FV
I_F	-	Corriente paneles FV
i_G	-	Corriente red eléctrica

INTRODUCCIÓN

Las investigaciones en fuentes renovables se han centrado en la energía solar como la mejor opción, debido a la disponibilidad del recurso y relativamente baja intermitencia, madurez tecnológica y disminución en los costos de producción de energía eléctrica. La celda fotovoltaica convierte la radiación solar en electricidad de corriente continua mediante el uso de semiconductores que exhiben el efecto fotovoltaico [1]; un conjunto de celdas conectadas en serie constituye un arreglo fotovoltaico (FV).

Con respecto a la explotación del recurso solar, México es un mercado emergente con un crecimiento anual promedio de 13.3% en la producción de energía solar durante 2005 al 2015 [1]. Los recursos solares totales de México se estiman en 5 000 GW [2], lo que equivale a 70 veces la capacidad total de generación de energía instalada en la actualidad. La capacidad instalada en 2014 fue de 200 MW, en forma de instalaciones de energía solar fotovoltaica y 56 MW de generación distribuida [3].

El desarrollo de nuevas tecnologías y la producción en masa han permitido que el costo de los sistemas disminuya entre un 30-40% [4]. En ese sentido, la relación costo-beneficio es un factor de gran importancia en la instalación de los sistemas FV; este factor es determinado por la explotación del recurso solar, el aprovechamiento de la energía eléctrica generada y el costo total de los componentes requeridos en el sistema.

La fiabilidad del suministro de energía de los sistemas FV deriva de la generación intermitente de los paneles FV dependiente de las condiciones climáticas [2], así como de la correcta gestión de energía dentro del sistema. El desafío en la gestión de energía dentro del sistema se centra en el máximo aprovechamiento de la generación y en el manejo de energía libre de perturbaciones que afecten su calidad.

CAPÍTULO 1

ANTECEDENTES

La función de un sistema FV es producir energía eléctrica en condiciones adecuadas para suministrar la demanda de energía eléctrica impuesta por el tipo de carga, e inyectar el excedente a la red eléctrica. Un sistema FV de una sola etapa comprende un arreglo FV (conjunto de celdas conectadas eléctricamente) que proporciona una salida de CD a un valor determinado, y un inversor que realiza la conversión a CA para alimentar la demanda de la carga y cumple con los requerimientos de conexión a la red.

Sin embargo, se requieren características adicionales para brindar soporte a los sistemas de generación distribuida como se muestra en la Figura 1. Un convertidor CD/CD para incrementar o regular la tensión alimentada al inversor, así como un módulo de baterías para momentos de ausencia de generación en sistemas que no estén conectados a la red. Para brindar soporte a problemas que afectan la calidad de la energía, se requiere de un compensador de potencia reactiva (STATCOM, Static Synchronous Compensator), y filtros activos de potencia (APF, Active Power Filter) para cancelar corrientes armónicas generadas por la presencia de cargas no lineales [5].

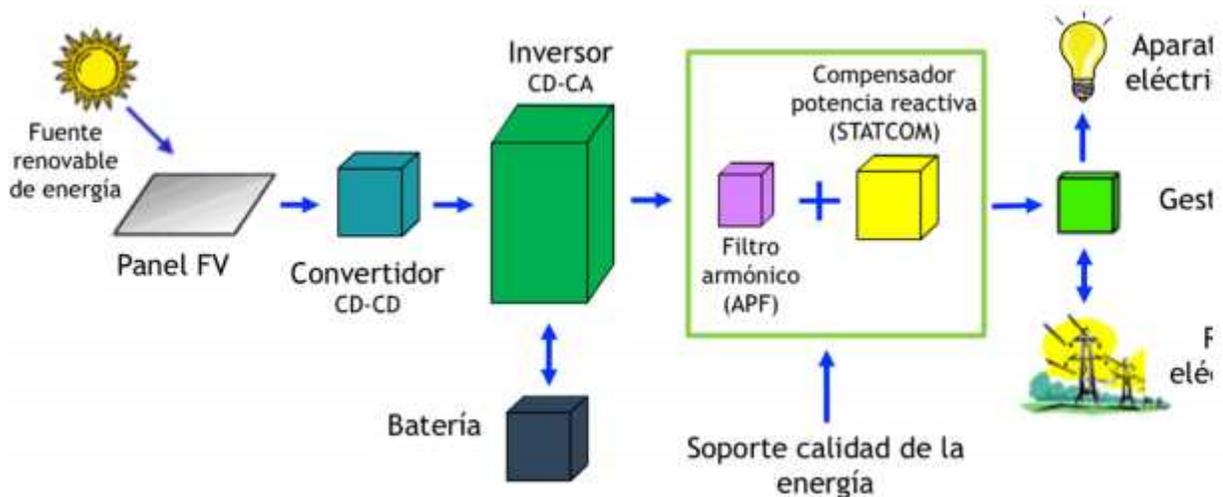


Figura 1. Esquema de un sistema de generación FV conectado a la red [6].

Algunos de los parámetros más importantes que afectan la fiabilidad del suministro entregado por los sistemas fotovoltaicos son:

- **Clima fluctuante:** La intermitencia en la generación de energía introduce rápidas, largas e impredecibles variaciones de tensión que afectan a la disparidad de tensión entre los paneles, el punto de acoplamiento común (PCC, Point of Common Coupling) y la red.
- **Pérdidas en el cableado y en el factor de conversión de los componentes eléctricos:** la energía se pierde en forma de calor, ya que la resistencia eléctrica de los conductores depende de la temperatura de trabajo.
- **Irradiación solar discontinua:** genera baja potencia que afecta la viabilidad en sistemas FV, debido a la desconexión automática provocada por baja o alta tensión en el PCC [7].
- **Efecto de la temperatura y condiciones ambientales:** factores como la temperatura y la suciedad del ambiente, así como el sombreado parcial y el ángulo de incidencia de los rayos solares, afectan directamente a la generación de energía en los paneles [8].
- **Gestión inadecuada de la energía generada:** baja eficiencia en la generación y manejo de la energía generada.
- **Baja calidad de la energía:** conexión de cargas que demandan corrientes no lineales, así como presencia de potencia reactiva; por consiguiente, aumento en la distorsión armónica total (THD) y bajo factor de potencia (FP).

Se puede maximizar la rentabilidad de los sistemas FV conectados a la red minimizando el costo de inversión inicial al requerir menos componentes, y maximizando la cantidad y calidad de la energía inyectada en el red eléctrica [9]. Las características de fiabilidad de los componentes del sistema FV es indispensable para estimar con precisión la producción de energía. Los módulos FV disponibles en el mercado se ofrecen normalmente con una garantía de rendimiento de 25 años y constituyen el componente más confiable de un sistema; en contraste, el inversor se consideran el subsistema más vulnerable. La confiabilidad del sistema FV se ve afectada por las características

operativas de los componentes que lo comprenden, por la eficiencia de conversión de potencia del inversor y por la cantidad de energía inyectada en la red eléctrica [10].

1.1 CALIDAD DE LA ENERGÍA

En los sistemas de generación distribuida (DGS, Distributed Generation System) basados en fuentes renovables de energía, el desafío no sólo es satisfacer la demanda, sino garantizar un suministro de energía de calidad, buscando obtener el mayor rendimiento de los dispositivos que conforman el sistema equipos y procesos, sin comprometer la disponibilidad y fiabilidad del suministro eléctrico proveniente del DGS.

Una fuente de energía de calidad se describe como el suministro ininterrumpido de energía con forma de onda sinusoidal sin perturbaciones, de amplitud y frecuencia dentro de un intervalo determinado, capaz de mantener en funcionamiento equipos y dispositivos sin dañar su integridad física [11].

Los equipos pueden funcionar correctamente debido a su grado de inmunidad o resistencia, no significando necesariamente que cuenten con un suministro de energía de calidad; con el avance tecnológico se han desarrollado dispositivos electrónicos cada vez más pequeños y sensibles, haciendo que por su naturaleza algunos sean más susceptibles a daños que otros, lo que ha generado que cuantificar la calidad de la energía represente todo un reto. La corrección de las perturbaciones que afectan la calidad de la energía es fundamental y a pesar de que existen varios factores que comprometen la calidad de la energía, hay dos que requieren especial atención como los armónicos y el bajo factor de potencia (FP), debido a los daños y afectaciones que provocan a equipo e instalaciones eléctricas.

La creciente utilización de dispositivos electrónicos en los hogares de hoy en día es una preocupación creciente para las empresas de servicios públicos debido a la inyección de corriente con distorsión armónica. Compensar los armónicos en un sistema residencial es difícil debido a la naturaleza dispersa de las cargas residenciales [12].

1.1 Factor de potencia

Todos los sistemas eléctricos son diseñados para trabajar bajo las condiciones ideales; sin embargo, su funcionamiento real está descrito por elementos capacitivos e inductivos asociados a las líneas de transmisión, las conexiones y las cargas conectadas [13]. El comportamiento ideal de un sistema eléctrico de corriente alterna está representado matemáticamente por una onda de corriente sinusoidal, la cual se encuentra en fase respecto a la sinusoidal de tensión. No obstante, los elementos capacitivos e inductivos generan un ángulo de desfase (θ) entre ambas ondas, como se muestra en la Figura. 2.

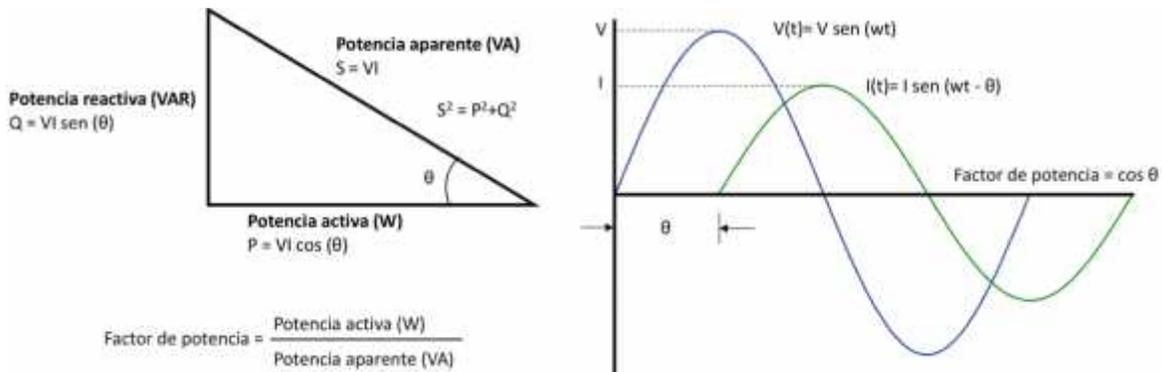


Figura 2. Esquema representativo FP.

Donde $\cos(\theta)$ representa el FP [11]; el cual es la relación de la potencia activa entre la potencia aparente, éste puede tomar valores en el intervalo entre cero y uno, representando la unidad el valor máximo o el 100% de eficiencia. Potencia activa, es la porción de potencia aparente que genera trabajo útil; mientras que, potencia reactiva es la fracción de potencia necesaria por un elemento para producir trabajo útil; la suma vectorial de ambas potencias es denominada potencia aparente.

El bajo factor de potencia es uno de los problemas que más persiste y afecta la calidad de la energía. El incremento de motores, transformadores y lámparas de descarga, así como la reactancia de los sistemas de distribución y transmisión, degradan la calidad de la energía en el suministro de distribución de energía [4], aumentan el valor de la corriente de línea y generan un bajo factor de potencia (FP)

Un FP menor al unitario, representa en términos reales una mayor demanda de corriente eléctrica, que aún y cuando físicamente las líneas de transmisión están diseñadas para soportarla, significa un deterioro y desgaste significativo de las mismas, es por eso que la Comisión Federal de Electricidad (CFE) establece el cobro de penalizaciones cuando se opera por debajo del límite establecido. En México, de acuerdo con Diario Oficial de la Federación del 23 de enero del 2004 [14], el límite de operación permisible de FP es 0.9 (90%). El FP es un indicador del funcionamiento cotidiano de los aparatos y contribuye a mantener la eficiencia durante su ciclo de vida; además, operar dentro del intervalo establecido de FP es importante por el costo económico que genera. En los sistemas de generación de energía es fundamental operar dentro de los límites de corriente establecidos, ya que permite no afectar las líneas de transmisión, se reducen considerablemente las altas temperaturas de operación, se disminuyen las pérdidas y se incrementa la calidad de la energía suministrada por el sistema. Por lo tanto, la compensación de potencia reactiva es fundamental para lograr un factor de potencia alto y cumplir con los estándares de armónicos de corriente de entrada relevantes [5].

Una solución para corregir el FP es la implementación de un STATCOM [15]. Su topología es basada en el principio básico de funcionamiento de los inversores fuente de tensión; están formados por inductores y condensadores en paralelo, controlados por la conmutación de interruptores de estado sólido conectados en serie; dependiendo de la frecuencia de conmutación el STATCOM absorbe o genera potencia reactiva de acuerdo con la carga conectada o el nivel de tensión de la red [16]. Los STATCOM son dispositivos que se conectan en paralelo con la red eléctrica; actúan como una fuente de tensión variable compensando la potencia reactiva requerida por el sistema mediante el ajuste de la amplitud y fase de la tensión de salida, o controlando directamente la corriente alterna (CA) del circuito [17]. Los dispositivos STATCOM pueden operar en modo capacitivo donde inyectan potencia reactiva en el sistema y en modo inductivo donde consumen potencia del sistema [18]. La cantidad de potencia reactiva suministrada está determinada por la distorsión armónica total (THD, Total Harmonic Distortion), la potencia del inversor y la cantidad de cargas conectadas a la red [19].

1.2 Armónicos

En el punto de generación, la onda de tensión contiene una distorsión armónica menor al 1.0% ocasionada por la falta de uniformidad en los campos de excitación magnética de las bobinas que conforman los generadores. Esta tensión, al ser transmitida por largas distancias y transformada a diversos valores llega al usuario final con una mayor distorsión consecuencia de la acumulación de impedancias asociadas a las líneas de distribución, cables, buses y transformadores. Estos efectos se suman a las distorsiones asociadas a los equipos que generan corrientes armónicas, especialmente en grandes instalaciones comerciales o industriales [11].

Jean Baptiste Fourier desarrolló el análisis de señales periódicas no sinusoidales, definiendo que pueden ser expresadas como la suma de sus armónicos, los cuales son funciones sinusoidales de frecuencia múltiplo de la frecuencia fundamental [20]. Las funciones sinusoidales puras de tensión y corriente son dependientes de tiempo; pueden ser expresadas matemáticamente mediante el análisis de Fourier para ondas no sinusoidales, definido por la siguiente expresión:

$$I(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\theta) + b_k \sin(k\theta)], -\infty < t < \infty \quad \theta = 2\pi \quad (1.1)$$

donde, I_0 es la componente en CD, a_k y b_k son valores constantes, y $k = 0, 1, \dots, n$ describe la k -ésima componente sinusoidal armónica [21]. La expresión de Fourier puede ser infinita, el armónico fundamental tiene una frecuencia f , mientras la siguiente componente, tiene una frecuencia múltiplo de la fundamental, y así sucesivamente, como se muestra en la Figura 3. Matemáticamente, el armónico número uno es asignado a la componente fundamental de la onda periódica, mientras que el armónico cero representa la componente constante de la forma de onda [11].

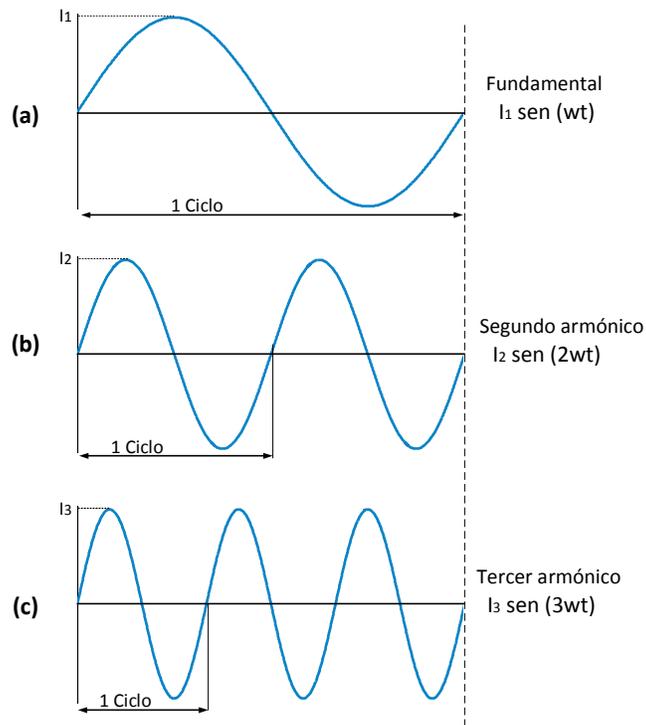


Figura 3. Orden armónico, a) fundamental, b) segundo y c) tercer armónico [11].

El expresar una señal periódica como la suma de sus componentes sinusoidales permite analizar el efecto de los armónicos individuales, y conocer la THD que describe la distorsión total de la señal; aunque este valor no describe ninguna información sobre la composición de los armónicos, es de suma importancia para describir el grado de contaminación total del sistema de potencia [22]. La THD también afecta al FP, siendo su valor definido por (1.2). El valor de la distorsión armónica total está definido por (1.3), aplicable para armónicos presentes en la onda de corriente o tensión.

$$F_T = \frac{1}{\sqrt{1 + T_i^2}} \quad (1.2)$$

$$T_i = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_1} \times 100\% \quad (1.3)$$

donde:

- F_T : FP con la distorsión armónica total
- T_d : Distorsión armónica total
- k : Número de componente armónica
- I_1 : Valor eficaz de la componente fundamental de la corriente
- I_k : Valor eficaz de la corriente del armónico k.

Además de la THD, se define como parámetro de referencia que establece los límites aceptables de distorsión en corriente, la distorsión de demanda total (TDD, Total Demand Distortion), la cual considera la demanda máxima de corriente (promedio mensual de un año). El límite permisible establecido por la norma IEEE 519 para sistemas de baja potencia en THD para armónicos individuales (<11) es de 4%, mientras que en TDD, el límite es del 5% [23]. En México, el límite de THD es de 8% y lo establece la norma de CFE L0000-45 [24].

La principal causa de inyección de componentes armónicas es la presencia de cargas conmutadas o variantes como las presentes en los sistemas de aire acondicionado, iluminación fluorescente, equipos de procesamiento de datos, hornos de arco eléctricos, etc. El problema se generaliza cuando la inyección de armónicos de corriente de un usuario se transfiere en armónicos de tensión para los demás usuarios que comparten la misma red de distribución.

En general, el aumento en la demanda de corriente genera un aumento en la temperatura, y ocasiona pérdidas y deterioro de todos los equipos eléctricos [13]. En los sistemas de generación, las corrientes armónicas ocasionan aumento de temperatura en cables y líneas de transmisión disminuyendo su área efectiva y aumentando su resistencia.

La resistencia efectiva del cable aumenta con la frecuencia debido al fenómeno conocido como "efecto piel". El efecto piel se debe a un flujo no homogéneo a través de la sección transversal del conductor que hace que las corrientes de CA fluyan sólo en la periferia exterior del conductor. Este efecto aumenta la resistencia del conductor para las corrientes de CA. Cuanto mayor es la frecuencia de la corriente, mayor es la tendencia de

la corriente a agruparse en la periferia exterior del conductor y mayor es la resistencia efectiva para esa frecuencia.

La cancelación de los armónicos es fundamental debido a que sus efectos en los sistemas de potencia se conocen hasta que los dispositivos ya han fallado; conocer su origen y bajo cuáles circunstancias se producen, es fundamental para su mitigación.

Se hace uso de filtros activos de potencia (APF, Active Power Filter) como una solución para corregir las perturbaciones presentes en sistemas de generación distribuida; constan de un sistema de compensación constituido por un dispositivo de control, un inversor de corriente, almacenamiento de energía y un filtro de salida. Aunque son dispositivos costosos, éstos pueden resolver diversos problemas, como armónicos, desequilibrios de corriente y caídas de tensión [25]. Los APF's básicamente son convertidores bidireccionales de potencia, los cuales inyectan una fase armónica opuesta pero del mismo tamaño de la perturbación con el objetivo de compensarla [26], [27].

El desarrollo de los APF ha permitido pasar de funcionar como filtro de armónicos locales, a filtrar a los presentes en los sistemas de generación/distribución de energía y en la red eléctrica debido a cargas no lineales [28]–[30]. En general, el uso de APF's ha resultado ser un buen procedimiento para la compensación y/o eliminación de armónicos y reducción del consumo de energía reactiva, mejorando con esto, el FP y THD.

1.3 Capacitores electroquímicos

El sistema de almacenamiento de energía (ESS, Energy Storage System) representa una alternativa para disminuir las fluctuaciones de tensión producidas por la generación en sistemas de generación distribuida; debido a que contribuyen a la atenuación de una gama más amplia de frecuencias.

Se han estudiado varias tecnologías de almacenamiento para disminuir fluctuaciones de tensión [8]. En particular, los supercondensadores (SC) son una tecnología emergente especialmente adecuada en casos que demandan ciclos rápidos de carga y descarga,

como la atenuación de potencia en aplicaciones de energía renovable [31]. Los ESSs se conectan al PCC de la fuente renovable; así mismo se conecta al inversor, lo que permite la conexión con varias fuentes simultáneamente [32], [33].

Los capacitores electroquímicos o SC, son dispositivos de almacenamiento que cuentan con una cantidad mayor de ciclos de carga/descarga (~100,000) sin presentar degradación significativa en sus materiales en comparación con las baterías [34], [35]. Además de que su alta densidad de potencia ofrece la capacidad de proveer alta cantidad de energía durante periodos cortos de tiempo. Con el objetivo de incrementar la densidad de energía y el nivel de tensión de operación, se hace uso de módulos que interconectan varias celdas [36].

Los SC son dispositivos constituidos por dos electrodos de material poroso impregnados en electrolito y aislados de contacto eléctrico por un papel filtro. El papel separador mantiene a los electrodos aislados de contacto eléctrico, permitiendo el libre flujo de los iones del electrolito. De acuerdo con su principio de almacenamiento se clasifican en dos grupos; los SC de doble capa electroquímica (EDLC, Electrochemical Double Layer Supercapacitor) y los Redox (Reduction-Oxidation) [37]. Como su nombre lo indica, en los EDLC la energía es almacenada en la doble capa electroquímica formada en la interfaz electrodo/electrolito. Esta doble capa es generada por la atracción y repulsión de iones debido a la tensión eléctrica generada por los electrodos que están en contacto pero sin mezclarse [38]. Durante el almacenamiento no se involucra ningún transporte de masa, debido a que el almacenamiento es puramente electrostático. Su capacidad de almacenamiento está en función del material activo de los electrodos, la doble capa electroquímica y del tipo de electrolito [39].

En los capacitores electroquímicos Redox, el almacenamiento se basa en reacciones pseudocapacitivas con procesos oxidación-reducción reversibles, lo que permite una transferencia de electrones y/o cargas además del almacenamiento en la doble capa electroquímica; sin embargo implica ningún tipo de transformación de la materia, no comprometiendo el número de ciclos de vida [40].

Debido a su alta densidad de potencia, los módulos de SC han sido ampliamente utilizados en vehículos eléctricos; sustituyendo a un número considerable de baterías. El

frenado regenerativo permite la transformación de energía cinética en energía eléctrica para cargar el módulo de SC, y así suministrar la demanda de potencia durante el arranque. El empleo de módulos de SC mejora la aceleración y eficiencia general del vehículo, maximiza el ciclo de vida de las baterías y reduce considerablemente el costo [41], [42]. El empleo de módulos de SC en sistemas de generación a partir de fuentes renovables y micro redes, permite maximizar el tiempo de vida de las baterías, además de producir un mejor manejo de la energía global [43]–[45].

1.2 INVERSORES

La electrónica de potencia, en conjunto con la teoría de control contribuye al diseño de dispositivos que permiten una adecuada gestión de la energía garantizando el máximo aprovechamiento de los sistemas FV. El inversor es la interfaz de conversión de la corriente directa (CD) generada por los paneles fotovoltaicos, en corriente alterna (CA) requerida por la red eléctrica. Los inversores son un elemento crucial en la conversión, gestión de la energía útil; por lo tanto, su adecuada selección influye en la eficiencia, vida útil y tamaño de los sistemas FV [7], [8].

Los inversores se pueden clasificar por el número de fases en: monofásicos, bifásicos y trifásicos; respecto a su número de etapas, en inversores de una etapa, de dos etapas y multietapas; de acuerdo con su conexión dentro del sistema en: inversores centrales, inversores en cadena (String) e inversores modulares [46]; así como de acuerdo con su conexión con la red en: inversores fuente de tensión (VSI, Voltage Source Inverter) e inversores fuente de corriente (CSI, Current Source Inverter) [13].

Las principales ventajas de los CSI con respecto al VSI, estas son:

- Se requieren de filtros de armónicos de conmutación más pequeños, caso contrario en los VSI que requieren de grandes impedancias para filtrar la ondulación de corriente, adicionando muchas veces un reactor trifásico que incrementa el costo [47].

- Son más estables y seguros debido a la capacidad del inductor de manejar corto circuito, a diferencia de los condensadores electrostáticos empleados en los VSI que adicionalmente son más pesados y voluminosos. Además de que los CSI sobrellevan errores en la conmutación pudiendo operar normalmente después [48].
- En los CSI no es necesario aumentar la tensión de salida debido al inductor. En los VSI la tensión está limitada a la generada por los paneles por lo que se requiere de un convertidor elevador [49].

El desempeño de los inversores se ve influenciado al número de dispositivos individuales conectados entre sí dentro de los sistemas FV; convertidores e inversores hacen uso de algoritmos de control a diferentes frecuencias de conmutación, generando armónicos que restan estabilidad en la red [18]. Por otro lado, la tensión generada por los paneles FV varía de acuerdo con el número de celdas conectadas y su potencia es sensible al punto de operación; cuando la tensión generada por los paneles es menor a la presente en la red eléctrica, provoca deficiencia en el sistema FV [50]. Se hace uso de reguladores, transformadores y condensadores para nivelar la tensión en sistemas FV; sin embargo para la regulación, estos dispositivos cambian de posición un par de veces al día, no pudiendo operar de acuerdo con la rápida respuesta presente en las rampas de comportamiento de la generación de sistemas FV [51].

La conversión de energía en una sola etapa reduce volumen, peso, costo y provee mayor eficiencia [52]; esto requiere del diseño de dispositivos de potencia más eficientes; debido al uso generalizado de los inversores en los sistemas FV con conexión a la red eléctrica y sus limitadas horas de trabajo, existe una oportunidad adecuada para utilizar su capacidad libre para reducir los armónicos de las corrientes de la red [53]; una solución es el diseño de inversores con múltiples funciones capaces de inyectar / absorber potencia reactiva, capaces de amortiguar las fluctuaciones de tensión debido a la variación de la radiación solar [19].

1.3 ESTADO DEL ARTE

El uso de convertidores electrónicos como interfaz entre la fuente renovable y la red conlleva desafíos relacionados con la calidad de la energía inyectada en el sistema eléctrico; el principal desafío en sistemas FV, es satisfacer la demanda de energía de calidad sin comprometer la disponibilidad y confiabilidad del suministro de electricidad.

Los inversores son un factor determinante en la conversión y gestión de energía, ya que estos dispositivos tienen el potencial de mejorar el índice de calidad de la energía de una instalación [54]; en este sentido; un enfoque para resolver el problema de la calidad de la energía es hacer que los inversores puedan gestionar eficientemente la energía activa y reactiva en los sistemas de generación distribuida [8].

Los inversores pueden realizar el filtrado o cancelación de corrientes armónicas presentes en la red disminuyendo así la distorsión armónica total (THD); así como también, tienen la capacidad de compensar la potencia reactiva con el objetivo de garantizar el suministro de energía de calidad. Debido a la dependencia del clima, la inyección de energía activa de los inversores FV solo es posible cuando hay radiación solar. Sin embargo, durante las noches, no hay irradiación solar y, por lo tanto, los inversores permanecen inactivos. Esto sirve como una motivación para utilizar los inversores, incluso de noche, para la compensación de potencia reactiva, gracias a su flexibilidad y naturaleza distribuida como principales ventajas [55]. La revisión del estado del arte referente al tema se presenta en la Tabla 1.1.

Tabla 1.1. Revisión estado del arte inversores con funciones adicionales.

Autor	Año	CA	PR	S/F	Descripción
F. Z. Peng, et. al. [15]	1996	X		X	Inversor multinivel (21 niveles, mayor número de semiconductores), se elimina el uso de transformador.
A. N. Segura, et al. [56]	2000			X	Diseño, análisis y simulación inversor trifásico (8 semiconductores), control por histéresis.
Y. C. Kuo, et. al. [57]	2003		X	X	Inversor trifásico (6 semiconductores) MPPT, compensación de armónicos en días con nubosidad o lluviosos
C. Photong, et al. [48]	2009	X		X	Inversor trifásico (6 semiconductores) incorporación de un capacitor.
M. Farivar, et. al. [58]	2011	X		X	Se presenta la simulación sobre el empleo de inversores con compensación de potencia reactiva en una línea de distribución real.
A. Maknouninejad, et. al. [59]	2011	X			Se reporta el funcionamiento del inversor en momentos de ausencia de generación de energía en la fuente, operando en modo de compensación de energía reactiva durante la noche horas.
A. Kulkarni, et. al. [60]	2013		X	X	Se hace uso de un control adaptativo, para cancelar armónicos de bajo orden se obtuvo una reducción de THD presente en la red.
V. Bezhenar, et. al. [61]	2013	X		X	Simulación de un acondicionador de línea de potencia activa con una topología similar a un inversor que compensa potencia reactiva.
M. S. Munir, et. al. [12]	2013	X		X	Se analizan diferentes esquemas de compensación basados en el concepto de impedancia de amortiguación armónica virtual. Los resultados de simulación mostraron que la compensación de fin de línea proporción mejor amortiguación para los armónicos de bajo orden, mientras que la compensación distribuida proporciona una mejor amortiguación para los armónicos de alta orden.
R. Pradeep, et. al. [62]	2014		X	X	Simulación de un inversor multinivel (siete inversores en serie) con selección de armónicos.
S. Jashfar, et al. [63]	2014			X	El trabajo propone un algoritmo de control Volt/var/THD simulando en MATLAB y DiGSILENT. Aplicado en un dispositivo a nivel laboratorio.
J. E. Alam, et. al. [64]	2015	X			La estrategia de control mitiga el aumento de voltaje y mejorar el perfil de voltaje a pesar de las variaciones en la irradiación solar y también en ausencia de salida de PV durante la noche.
T. Papaioannou, et al. [7]	2015	X		X	Se estudia una medida de protección a fluctuaciones de tensión en sistemas FV empleada, es la generación de potencia reactiva en inversores.
L. S. Xavier, et. al. [54]	2015			X	Se presenta la simulación de un algoritmo de control adaptativo donde se hace uso de dos controladores proporcionales resonantes para la obtención de referencias; uno determina la componente fundamental y el segundo las armónicas.

H. A. Pereira et. al. [65]	2015		X		Se propone un esquema de saturación dinámica para compensar potencia reactiva y los armónicos. La simulación muestra que la saturación dinámica evita que el inversor inyecte armónicos de bajo orden y garantiza el funcionamiento por debajo de la corriente nominal del sistema.
R. R. Calvo, et. al. [66]	2016	X		X	Se describe el diseño y desarrollo de un sistema FV con un inversor multifuncional para analizar la calidad de la energía y operar con protección.
M. Kaveh, et. al. [53]	2018		X	X	Este trabajo describe la simulación de un método de control que emplea el método de la Transformada Discreta de Fourier para definir un factor de escala que ajusta los niveles de armónicos para limitar la corriente del inversor al valor nominal; adicional, el inversor tiene la función MPPT.
R.K. Varma, et al. [67]	2018	X		X	Inversor con compensación de potencia reactiva con una estrategia experimental más compleja y uso de una tarjeta de desarrollo más robusta.
CA = Cancelación armónicos PR = Compensación potencia reactiva S/F = Funcionamiento sin fuente de generación.					

El diseño de inversores multifunción es un desarrollo significativo para sistemas FV eficientes, y representa una opción para mejorar la calidad de la energía en la red; en ese sentido, el algoritmo de control es el factor determinante para proporcionar características adicionales a los inversores, y extender su periodo de funcionamiento en ausencia de generación de energía. Basado en la naturaleza pasiva del inversor se puede redistribuir la energía del sistema y adoptar métodos de inyección de amortiguación para mejorar el rendimiento del sistema [68].

Tabla 1.2. Revisión estado del arte de algoritmos de control de inversores.

Autor	Año	CA	PR	S/F	Descripción
K. Mu, et al. [68]	2011	X		X	Simulación de un inversor trifásico utilizando un PBC para la compensación de potencia reactiva.
F. Cupertino, et. al. [71]	2013		X	X	Simulación de un PBC aplicado en un inversor monofásico, para cancelar armónicos comparando el rendimiento de esta técnica con un controlador PI.
J. E. Alam, et. al [64]	2015	X			Simulación de un algoritmo de control por histéresis para extender el periodo de funcionamiento de un inversor con compensación VAR en ausencia de generación de energía (modo nocturno), incorporando componentes adicionales al sistema para protección de picos de corriente.
P.S. Dong, et al. [72]	2018			X	Simulación de un algoritmo de control adaptativo para la compensación de potencia reactiva, la eliminación de componentes armónicos, y la mejora de la calidad de la energía de la micro red de múltiples inversores.
CA = Cancelación armónicos PR = Compensación potencia reactiva S/F = Funcionamiento sin fuente de generación.					

Se ha analizado esta propiedad de pasividad del inversor de un sistema FV, y buscando proporcionar una gran robustez y mejorar la velocidad de respuesta dinámica, se proponen métodos de control basados en la teoría pasividad [69]; los resultados de simulación confirman la efectividad y estabilidad en el empleo de una estrategia de control pasivo en el inversor; así como en convertidores de potencia [70]. En la Tabla 1.2 se presenta la revisión del arte de los trabajos que reportan el diseño algoritmos de control para otorgar funciones adicionales a los inversores.

Con el aprovechamiento de las fuentes de energía renovable se ha vuelto indispensable satisfacer la demanda de energía con un suministro constante garantizando además la calidad de este; es por eso que, se ha empezado a centrar la atención en el empleo de SC como dispositivos que contribuyen a resolver problemas específicos en la gestión de energía de calidad. Debido a su alta densidad de potencia y su alto número de ciclos de carga y descarga, los SC se reportan en sistemas de potencia como dispositivos de almacenamiento que brindan soporte en la gestión de energía. En la Tabla 1.3 se presenta una revisión del estado del arte sobre

Tabla 1.3. Revisión estado del arte SC empleados en sistemas de potencia.

Autor	Año	CA	PR	AL	Descripción
P. Thounthong, <i>et al.</i> [73]	2005	X		X	Los resultados experimentales muestran que los SC son adecuados como dispositivos de almacenamiento de energía para el sistema eléctrico automotriz de celda de combustible.
P. Srithorn, <i>et al.</i> [74]	2008	X			Almacenamiento de energía basada en SC interconectado a un STATCOM para entregar compensar potencia reactiva. Con el objetivo de otorgar estabilidad en sistemas de conversión de energía ante fluctuaciones de tensión.
H. Liu, <i>et al.</i> [75]	2009	X	X		se reporta el diseño del control de un sistema que hace uso de un convertidor bidireccional CD/CD con interconexión a un módulo de SC.
A. H. Rahim, <i>et al.</i> [76]	2013	X	X		Se analiza el sistema de soporte de voltaje basado en SC para sistemas de CA de voltaje medio.
P. G. Hiray, <i>et al.</i> [77]	2014	X	X		Se analiza el sistema de soporte de voltaje basado en SC para sistemas de CA de voltaje medio.
S. Satyanarayana, <i>et al.</i> [78]	2017	X	X		Se presenta la integración del acondicionador de calidad de energía unificada con el SC para mejorar la calidad de la energía en la red de suministro.
CA = Cancelación de armónicos		PR = Compensación de Potencia reactiva		AL = Almacenamiento de energía.	

1.3.1 Estado del arte de la técnica

Para la elaboración del estado del arte de la técnica se realizó la búsqueda de la tecnología existente relacionada con el trabajo presentado; en esta sección se consideraron trabajos que ya se cuentan con una patente registrada. En la Tabla 1.4 se muestran los datos de patente de los desarrollos tecnológicos relacionados con el trabajo presentado.

Tabla 1.4. Estado del arte del desarrollo tecnológico.

Persona/ Institución/ empresa	National Company	Power	Grid	State Grid Electric Power Research Institute	XUCHANG UNIVERSITY
No. de publicación	104104110			101986501	106058882
País	China			China	China
Nombre/ tipo	Control method of single-phase photovoltaic grid-connected inverter with power quality adjustment function			Supercapacitor-based photovoltaic grid - connected inverter	Photovoltaic grid-connected inverter with filtering and reactive compensation functions
CIP de la propuesta	H02J H02J H02J H02M 7/48	3/38 3/01 3/18		H02J H02J	3/38 3/28 3/38
Resumen técnico	La invención proporciona un método de control de un inversor FV monofásico conectado a la red con una función de ajuste de la calidad de la energía. El método de control apunta a permitir que la generación de energía del inversor tenga compensación reactiva y, capacidad de compensación armónica. Por lo tanto, se proporcionan funciones de compensación reactiva y de compensación armónica durante la generación de energía conectada a la red del inversor conectado a la red FV monofásica [79].			La invención se refiere a un inversor FV conectado a la red basado en SC, que comprende un circuito de precarga de CC o un circuito de precarga de CA, un conjunto de baterías solares, un transistor bipolar de puerta aislada IGBT, un filtro de paso bajo de corriente alterna y un circuito de control del sistema. El inversor conectado a la red FV basado en SC tiene la ventaja de resolver los problemas de un circuito de precarga adicional en un condensador del lado de corriente continua, y se limita la salida de potencia reactiva ya que el inversor que sirve como un compensador estático	La invención describe un inversor FV conectado a la red con funciones de filtrado y compensación reactiva. El inversor está compuesto por una unidad de generador de energía FV, un chopper de refuerzo, un controlador MPPT, un circuito principal de inversor de CC / CA, un circuito de muestreo de señales, un módulo de control de estabilización de voltaje del lado de CC, una detección y control de armónicos Módulo y un módulo generador de inversión SPWM. El inversor se conecta a la red FV y un filtro de potencia activa. El diseño del circuito se simplifica y el costo se reduce [81].

reactivo SVC [80].

CIP = Clasificación internacional de patentes. Sistema de clasificación jerárquica según el campo técnico.

1.3.2 Estado del arte de la tecnología comercial

Con el objetivo de realizar un análisis comercial, se realiza una búsqueda sobre la tecnología ya disponible en el mercado referente a inversores con funciones adicionales; en la Tabla 1.5 se presenta la información de los dispositivos que proveen funciones adicionales de soporte de calidad de energía que ya están disponibles comercialmente.

Tabla 1.5. Estado del arte de tecnología disponible en el comercial.

Marca	Eco-Worthy [82]	Outback-Flexmax [83]	Magnum Energy [84]
Modelo	L03020201001-1	FM80	MS4024PAE
Nivel de desarrollo del producto	Disponible en el mercado	Disponible en el mercado	Disponible en el mercado
Descripción / características	CD 22V-65V 45V-90V (Opcional) AC-110V/220V Limitador interno de potencia Puerto Wi-Fi (opcional) Soporte de descarga de batería. MPPT (Efic. Max 99%) Salida de forma de onda sinusoidal pura (THD <5%).	CD 12V-60V. MPPT-Incrementa un 30% tensión de los paneles.	CD 36V-64V CA-110V/220V 4400W Eficiencia general 94% Corrección del factor de potencia. Salida de forma de onda sinusoidal pura (THD <5%).
Comercializador	Amazon	Amazon	Amazon

Tamaño / peso	32.2x19.5x8.9 cm 5.2 Kg	41.1x14.7x11.4 cm 6.35 Kg	34.9x20.3x32.1 cm 27.2 Kg
Precio	295 Dlls	485 Dlls	2102 Dlls

JUSTIFICACIÓN

Es clara la necesidad de realizar proyectos de potencia que hagan uso de los medios necesarios con el único fin de contribuir al desarrollo de los sistemas de generación distribuida; en este caso, aplicar teoría de control enfocada a solucionar problemas que afectan la calidad de la energía y garantizar el máximo aprovechamiento de la energía generada a partir de fuentes renovables.

Se propone que, con la implementación de un algoritmo de control basado en la teoría de pasividad, se contribuya a extender el periodo de funcionamiento del inversor de los sistemas FV; con esto, se garantiza el suministro de energía de calidad, factor fundamental a considerar cuando el sistema está conectado a la red eléctrica. Además, con la interconexión en paralelo de un módulo de SC, el inversor garantiza un suministro virtual y constante de energía que le permite funcionar en periodos de ausencia de generación del arreglo FV.

La contribución de este trabajo es el desarrollo de un algoritmo de control que incorpora dos lazos de control trabajando simultáneamente. El primer lazo es basado en la teoría de pasividad (PBC, Passivity Based Control), el cual le brinda al inversor la capacidad de compensar los armónicos de corriente causados por la conexión de cargas no lineales, disminuir la THD y mantener el valor del FP cercano a la unidad. Por otro lado, el segundo lazo de control PI regula la tensión del módulo de SC para garantizar el funcionamiento efectivo del inversor bajo cualquier condición de operación entre el sistema FV y la red. La estrategia propuesta proporciona soporte para mejorar la calidad y fiabilidad del suministro de energía proveniente de sistemas FV de baja potencia (< 1 kV) conectados a la red, bajo condiciones variables de generación.

El desarrollo de inversores multifunción permite sistemas FV eficientes con menos componentes requeridos, lo que reduce el costo, el tamaño y el peso. La funcionalidad del algoritmo de control se evaluó a través de simulación en MATLAB / Simulink® y con la validación experimental en un sistema de baja potencia a escala laboratorio.

El documento está organizado en seis capítulos; después de la introducción, la metodología se muestra en el capítulo II, donde se describe el modelo matemático del inversor; así mismo, en este apartado se presenta de manera específica la descripción de la síntesis del lazo de control de corriente basado en pasividad, y el lazo de control PI para regular la tensión en el SC; finalmente, se presenta la obtención de referencias de compensación.

En el capítulo III se presentan los resultados que demuestran el funcionamiento de la estrategia de control por medio de pruebas de simulación realizadas en MATLAB/Simulink®. La implementación del sistema de baja potencia en laboratorio se muestra en el capítulo IV; por consiguiente, en el capítulo V se presentan los resultados experimentales obtenidos. Finalmente, las conclusiones son presentadas al final del documento.

HIPÓTESIS

El desarrollo de un algoritmo de control no lineal que incorpora dos lazos de control, uno para el control de la corriente y otro para el control de la tensión, proporcionará al inversor de un sistema FV funciones de filtrado de corrientes armónicas y compensación de potencia reactiva permitiendo su funcionamiento en ausencia de generación.

OBJETIVO GENERAL

Cancelar corrientes armónicas y compensar potencia reactiva con el inversor de un sistema FV, que opera inclusive en ausencia de generación de energía.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Obtener el modelo matemático del inversor.
- Validar el modelo matemático del inversor en MATLAB/Simulink®.
- Desarrollar el algoritmo del lazo de control de corriente basado en pasividad para las funciones de filtrado de corrientes armónicas y compensación de potencia reactiva.
- Desarrollar el algoritmo del lazo de control PI para el cálculo de la referencia para el funcionamiento sin fuente de generación de energía.
- Integrar ambos lazos de control en un solo esquema de control.
- Validar el esquema de control en conjunto con el modelo del inversor del sistema FV en MATLAB®.
- Evaluar de manera experimental el funcionamiento del inversor con el esquema de control propuesto en un sistema FV de baja potencia a escala laboratorio.

CAPÍTULO 2

METODOLOGÍA

2.1 Esquema metodológico

El desarrollo del trabajo de investigación se llevará a cabo bajo el esquema metodológico presentado. Como base para el desarrollo del algoritmo de control basado en pasividad, se realiza el análisis matemático y la simulación del circuito eléctrico del inversor puente H, para la posterior integración y simulación de los lazos de control de cada una de las funciones adicionales, se presenta el análisis y evaluación de los resultados obtenidos de la integración de los diferentes lazos de control de cada función por medio de simulación en MATLAB/Simulink®; posteriormente la implementación a escala laboratorio.



2.2 Modelo matemático inversor monofásico

Con el fin de obtener el modelo matemático del inversor en presencia y ausencia de generación por parte de los paneles, se aplican las leyes de tensión y de corriente de Kirchhoff al circuito equivalente ideal del sistema de energía renovable conectado a la red que se muestra en la Figura 4. El sistema de potencia está compuesto de un arreglo de paneles FV, un módulo SC, el inversor y un filtro inductivo. La fuente de alimentación del sistema es el arreglo FV que se encuentra conectado al módulo SC, y al inversor a través de un diodo de potencia, lo que impide el retorno de la corriente eléctrica al arreglo FV. En el diseño de sistema FV con conexión a la red no se considera la incorporación de un convertidor CD/CD, debido a que es un sistema de baja potencia y la tensión suministrada por los paneles FV, éste cumple con los requisitos de la carga. En este caso, aumentar la tensión y la obtención del MPPT no es el objetivo del algoritmo de control diseñado, dado que se busca corroborar la cancelación de armónicos y la mejora del factor de potencia mediante el inversor multifunción; en ausencia de generación de energía por los paneles FV, el convertidor estaría inactivo y generaría una carga adicional para el sistema.

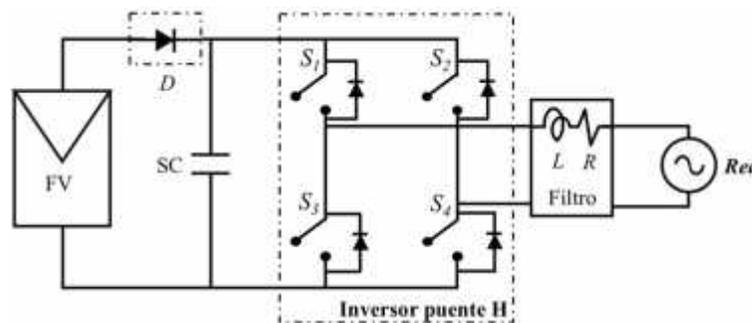


Figura 4. Circuito equivalente ideal del sistema de energía renovable analizado.

El inversor monofásico es considerado en este trabajo, ya que es el más utilizado en sistemas FV conectados a la red [85]; mientras que por otro lado, el control basado en pasividad de inversores puente completo ha sido ampliamente reportado [86], [87]. Es necesario filtrar la tensión presente entre las ramas del inversor, por lo que se colocó un filtro inductivo (LR) entre la salida del inversor y la red, con el objetivo de obtener una señal de salida sinusoidal con las mismas características en tensión y frecuencia que la

de la red eléctrica. Como se observa, el inversor del sistema presentado en la Figura 4 consta de semiconductores que conmutan, por lo tanto, su estructura cambia dependiendo del estado de los interruptores S_1, S_2, S_3 y S_4 , así como del estado del diodo D . Se consideran dos señales de control u y m ; donde u define el estado de los interruptores de potencia para la operación de dos niveles; toma los valores de control 0 y 1 definiendo los posibles modos de funcionamiento del inversor. Cuando $u = 1$ (S_1, S_4 están cerrados y S_2, S_3 están abiertos), mientras que para $u = 0$ (S_1, S_4 está abiertos y S_2, S_3 están cerrados). Por otro lado, el interruptor principal es controlado por la variable de control (m) la cual delimita el funcionamiento del inversor con fuente de alimentación ($m = 0$) o en ausencia de ella ($m = 1$). Se obtienen cuatro circuitos equivalentes para analizar el comportamiento del inversor, la corriente del filtro inductivo se establece como se muestra en cada circuito. En presencia de generación de energía por parte de los paneles, la variable de control del interruptor principal toma el valor $m = 0$ y de acuerdo con el estado de los semiconductores definido por su variable de control (u), los circuitos resultantes del funcionamiento del inversor con fuente de alimentación se muestran en la Figura. 5.

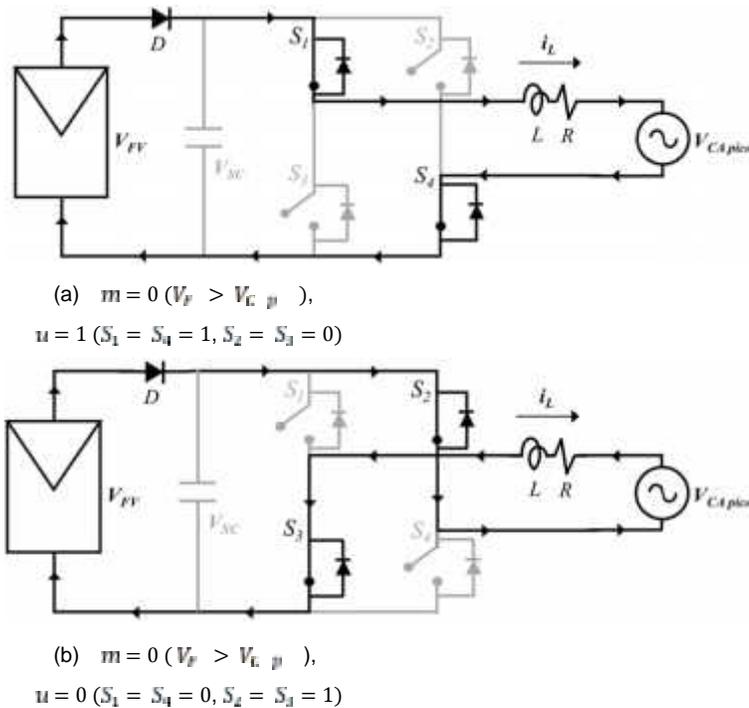


Figura 5. Circuitos equivalentes del funcionamiento del inversor con fuente de

alimentación.

En la Figura 5 (a), se observa que el diodo D está conduciendo ya que la tensión generada por el arreglo FV (V_F) es mayor que la tensión pico (V_{Cp}) de la red. En este caso, el conjunto de paneles FV está virtualmente conectado en paralelo al módulo SC por lo que el valor de su tensión es prácticamente el mismo. En consecuencia, el conjunto de PV se consideró como la fuente de tensión para el sistema de potencia. Se tiene entonces, que al aplicar la ley de tensiones de Kirchhoff cuando la variable de control es $u = 1$, el estado de los interruptores de potencia genera que la salida de tensión del inversor sea negativa, obteniendo la relación que describe la tensión en el inductor (2.1) donde i_L es la corriente que pasa por el inductor, la cual se presenta a continuación:

$$L \frac{di_L}{dt} = V_F - i_L R - V_{Cp} \quad (2.1)$$

En la Figura 5 (b), se puede observar que el diodo D también se encuentra conduciendo; además, se tiene que cuando la variable de control de los interruptores es $u = 0$ definiendo la relación que describe la tensión en el inductor (2.2), dada por:

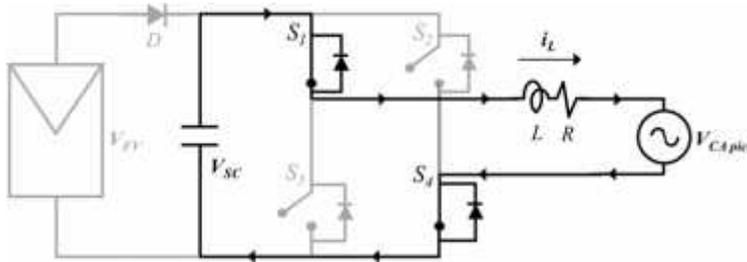
$$L \frac{di_L}{dt} = -V_F - i_L R - V_{Cp} \quad (2.2)$$

Relacionando las ecuaciones (2.1) y (2.2), se tiene que la tensión en el inductor en ambos modos de funcionamiento dados por el estado de los semiconductores está descrita por (2.3), la cual se presenta a continuación:

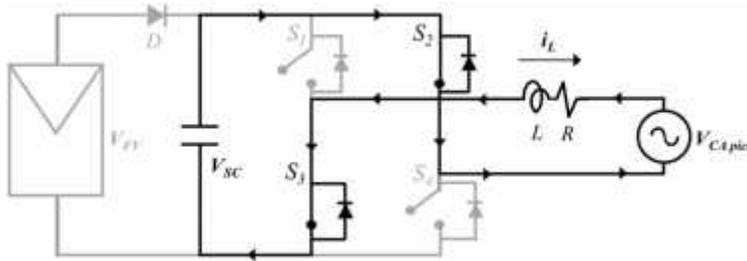
$$L \frac{di_L}{dt} = (2u - 1) V_F - i_L R - V_{Cp} \quad (2.3)$$

Cuando el diodo D está bloqueado ($m = 1$) debido a que V_F es menor que V_{Cp} , el módulo SC se considera la fuente de tensión del sistema de potencia, lo cual permite continuar con la cancelación de armónicos y compensación de potencia reactiva. De

acuerdo con el estado de los semiconductores definido por su variable de control (u), los circuitos resultantes del funcionamiento del inversor sin fuente de alimentación se muestran en la Figura 6 (a).



(a) $m = 1$ ($V_F < V_{i, p}$),
 $u = 1$ ($S_1 = S_4 = 1, S_2 = S_3 = 0$)



(b) $m = 1$ ($V_F < V_{i, p}$),
 $u = 0$ ($S_1 = S_4 = 0, S_2 = S_3 = 1$)

Figura 6. Circuitos equivalentes funcionamiento del inversor sin fuente de alimentación.

Al aplicar la ley de tensiones de Kirchhoff cuando la variable de control toma el valor $u = 1$, se tiene que el circuito eléctrico resultante en mostrado en la Figura 6 (a), obteniendo la relación que describe el comportamiento la tensión en el inductor (2.4), la cual se presenta a continuación:

$$L \frac{di_L}{dt} = V_S - i_L R - V_C \quad (2.4)$$

La ecuación que representa la corriente en el capacitor (2.5), está definida por:

$$\begin{aligned} i_C &= -i_L \\ C \frac{dv_S}{dt} &= -i_L \end{aligned} \quad (2.5)$$

Por otro lado, cuando la variable de control de los interruptores toma el valor $u = 0$, el circuito eléctrico resultante se muestra en la Figura 6 (b); del cual se obtiene la relación que describe la tensión en el inductor (2.6) dada por:

$$L \frac{di_L}{dt} = -V_S - i_L R - V_C \quad (2.6)$$

La relación que describe la corriente en el capacitor (2.7) es definida por:

$$\begin{aligned} i_C &= i_L \\ C \frac{dv_S}{dt} &= i_L \end{aligned} \quad (2.7)$$

Al relacionar las ecuaciones (2.4) y (2.6), se obtiene la tensión que describe la tensión en el inductor en los modos de funcionamiento definidos por el estado de los semiconductores, dicha relación está descrita por (2.8), presentada a continuación:

$$L \frac{di_L}{dt} = (2u - 1)V_S - i_L R - V_C \quad (2.8)$$

De igual forma, al relacionar (2.5) y (2.7) se obtiene la relación (2.9) que describe la corriente en el capacitor en ambos modos de operación definidos por la posición de los semiconductores, descrita a continuación:

$$C \frac{dv_S}{dt} = (1 - 2u)i_L \quad (2.9)$$

Finalmente, relacionando las ecuaciones generales (2.3) y (2.8) definidas por los valores de la variable de control de los semiconductores (u) por medio de la variable de control del interruptor principal (m), se obtiene la ecuación (2.10), la cual describe la tensión en el inductor en todos los modos de funcionamiento definidos por ambas variables de control; de igual forma la ecuación (2.11) define el comportamiento de la corriente en el capacitor considerando dichas variables.

$$L \frac{di_L}{dt} = (2u - 1)[(1 - m)V_P + (m)V_S] - i_L R - V_C \quad (2.10)$$

$$C \frac{dv_S}{dt} = (1 - 2u)[m \cdot i_L] \quad (2.11)$$

2.3 Algoritmo de control

2.3.1 Control proporcional integral

El controlador proporcional Integral (PI) es un algoritmo de control basado en la retroalimentación, donde la desviación es la diferencia entre la señal real y la señal deseada obtenida a partir de una señal de entrada.

La acción proporcional del controlador responde al cambio presente en la entrada y genera una salida inmediata y proporcional a dicho cambio. La acción de control proporcional es el producto de la señal de error de entrada al controlador por una constante, esto disminuye el error en estado estacionario aproximándolo a cero; a mayor valor de la constante menor sobre-oscilación en la señal a controlar, la constante proporcional representa la ganancia del controlador K_p . En un controlador con acción de control proporcional, la relación entre la salida $u(t)$ y la señal de error $e(t)$ está dada por:

$$u(t) = K_p e(t) \quad (2.12)$$

donde la función de transferencia que relaciona ambos parámetros es descrita por (1.6); el controlador proporcional representa un amplificador y K_p es la ganancia ajustable.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \quad (2.13)$$

La integración relaciona las variables de cambio y como se relacionan las tasas de cambio entre dichas variables. Integrar significa acumular su valor con respecto al tiempo.

En el control integral, la variable a integrar es el error respecto al tiempo. La acción integral de un controlador cambia la salida en el tiempo, en respuesta a la cantidad de error existente.

La acción de control integral tiene el propósito de eliminar el error en estado estacionario y representa el producto de una constante por la señal de error integrada aportando una función de promedio; la constante integral o ganancia K_i representa la velocidad con la que se promedia la acción proporcional. En el control integral, la señal de control, que es la señal de salida a partir del controlador, en todo momento es el área bajo la curva de la señal de error hasta tal momento. La señal de control $u(t)$ tiene un valor diferente de cero cuando la señal de error $e(t)$ es cero. Esto es imposible en el caso del controlador proporcional, dado que una señal de control diferente de cero requiere de una señal de error diferente de cero. En el controlador integral, el valor de la salida del controlador $u(t)$ cambia a una razón proporcional a la señal de error $e(t)$, la relación es determinada por:

$$\frac{d}{dt} u(t) = K_i e(t) \quad (2.14)$$

$$u(t) = K_i \int e(t) dt \quad (2.15)$$

La función de transferencia está determinada por (2.15), donde K_i representa la ganancia ajustable.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \quad (2.16)$$

Por último, el controlador proporcional-integral se utiliza con el objetivo de compensar el efecto que produce la inestabilidad, el valor de salida del controlador proporcional varía en razón proporcional al tiempo en que ha permanecido el error y la magnitud de este, la función de transferencia de la acción del controlador se determina por:

$$(2.17)$$

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_i}{T_i} \int_0^t e(t) dt$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2.18)$$

En este caso, se sabe que K_p es la ganancia proporcional y T_i se denomina tiempo integral; los valores de K_p y T_i son ajustables. El tiempo integral ajusta la acción de control integral, mientras que la variación de la ganancia K_p afecta tanto a la acción proporcional como a la integral del control. La velocidad de ajuste está determinada por el inverso de T_i , y hace referencia a la cantidad de veces por minuto que se duplica la parte proporcional respecto la acción de control [88].

2.3.2 Control de tensión

En una configuración típica de los sistemas FV conectados a la red, una etapa de CD / CD regula la tensión del bus de la CD del inversor; por lo tanto, cuando la generación de energía activa no está disponible a través del arreglo FV, la etapa CD / CD está inactiva [14]. En este trabajo, la etapa CD / CD se puede omitir porque con la implementación de un algoritmo de control apropiado, la tensión del SC (V_S) puede regularse para garantizar el flujo de energía. Este modo de operación otorga una fuente de alimentación constante al inversor que permite continuar con la cancelación de armónicos y la compensación de potencia reactiva incluso sin la presencia de potencia activa por parte de los paneles FV. Además, la estabilidad en la tensión es una consideración crítica en la mejora de la seguridad y la fiabilidad de los sistemas de energía. Un control deficiente puede causar desbalance en el nivel de tensión del SC y perturbaciones en la red.

Con el objetivo de alcanzar el primer objetivo de control, se asume que la dinámica del lazo de control de corriente es lo suficientemente rápida para que i_L alcance su valor de referencia y sea estable, por lo tanto (2.11) puede escribirse como:

$$C \frac{di_S}{dt} = f(u, m) i_L \quad (2.19)$$

donde:

$$f(u, m) = m(1 - 2u)$$

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación (2.19), se obtiene que la función de transferencia que describe el comportamiento de la salida del SC respecto a su entrada está dada por:

$$\begin{aligned} sV(s) &= f i_L(s) \\ \frac{V(s)}{i_L(s)} &= \frac{f}{s} \end{aligned} \quad (2.20)$$

La función de transferencia (2.20) es de primer orden, por lo que el subsistema puede ser controlado por un lazo de control proporcional integral (PI) de la forma:

$$G_P(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (2.21)$$

donde K_P es la ganancia proporcional y K_I es la ganancia integral; ambos valores de ganancias se determinan en función de la rapidez de respuesta ante transitorios y de la magnitud del error en estado estable [89].

2.3.3 Teoría basada en pasividad

Se comprende el concepto de pasividad como una propiedad inherente de entrada-salida de muchos sistemas físicos; los sistemas se definen en términos de transformación y disipación para cuantificar el balance de energía de sistema. El concepto de pasividad es un concepto ampliamente empleado en el análisis de circuitos y en teoría de control [70], [90]. Se dice que un sistema es pasivo cuando disipa energía sin generar la suya propia; este concepto abarca las funciones almacenamiento de energía y la propiedad de estabilidad características de pasividad, las cuales pueden calificarse como funciones de Lyapunov [70].

El término de pasividad está relacionado con la estabilidad del sistema bajo perturbaciones de retroalimentación. Se considera el concepto de pasividad de manera

general en sistemas conmutados no lineales [15] donde se definen funciones de almacenamiento para el análisis de estabilidad y para el diseño de la conmutación de los semiconductores dependiente del estado del sistema pasivo a lazo cerrado. En circuitos conmutados, pasividad es una teoría ampliamente utilizada en el control de convertidores de potencia; en general, pasividad y su relación con el análisis de estabilidad de Lyapunov brindan una herramienta útil en el análisis de sistemas no lineales [70].

Los algoritmos de control basados en pasividad (PBC, Passivity Based Control) explotan la propiedad en la dinámica del sistema para el diseño de estos controladores, ya que busca preservar las propiedades de entrada-salida y de disipación de energía inherentes del modelo.

Los sistemas físicos generalmente satisfacen la conservación de energía, donde:

$$\dot{E}_{\text{almacenamiento}} = \dot{E}_{\text{entrada}} + \dot{d}_{\text{dissipación}}.$$

En el PBC el empleo de funciones de energía y disipación está dada por la relación entre:

$$\dot{E}_{\text{almacenamiento}} - \dot{d}_{\text{dissipación}} = N \dot{e}_{\text{entrada}} + \dot{d}_{\text{dissipación}}$$

en otras palabras, el control por pasividad involucra:

$$\dot{e}_{\text{entrada}} \rightarrow m \dot{e}_{\text{deseada}} \text{ ía } \rightarrow P.$$

Definición 1.1 [91]: Considerando un sistema no lineal con variable de estado $x \in \mathbb{R}^n$ y variables $u, y \in \mathbb{R}^m$ de la forma:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u, \\ y &= h(x), \end{aligned} \tag{2.22}$$

se dice que el sistema es pasivo si existe una función de almacenamiento de energía $H: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ tal que:

$$H[x(t)] - H[x(0)] \leq \int_0^t u^T(s)h(x(s))ds \quad (2.23)$$

Energía almacenada Energía suministrada

Si $H(x) \geq 0$ se tiene que sistema es pasivo con variables de estado (u, y) y una función de almacenamiento definida por $H(x)$. Para sistemas pasivos se tiene que:

$$-\int_0^{\infty} u^T(s)y(s)ds \leq \int_0^{\infty} H[x(0)] < \infty \quad (2.24)$$

Cabe recalcar que la energía extraída de un sistema pasivo es limitada. Por otro lado, con $u(t) = 0$, se tiene que:

$$H[x(t)] \leq H[x(0)] \quad (2.25)$$

Las trayectorias tienden a converger hacia puntos de energía mínima; si los mínimos son estrictos $H(x)$ califica como una función de Lyapunov para dichos puntos. Para que el sistema se mantenga alrededor de un punto de equilibrio deseado (x^*) , el sistema PBC da forma a la energía para asignar un mínimo estricto en este punto.

2.3.4 Control de corriente

El propósito del lazo de control de corriente es realizar el seguimiento de la referencia que contiene las componentes armónicas y la potencia reactiva. Este lazo de control se basa en la teoría de pasividad (PBC), la cual aumenta la respuesta dinámica al modificar el amortiguamiento del sistema al considerar las características no lineales del sistema [16]. Desde el punto de vista energético, un sistema pasivo es aquel en el cual la cantidad de energía de salida es menor a la cantidad de energía que recibe de entrada; siendo la diferencia entre ambas, la energía disipada [92]. De esta manera se puede entender que la pasividad está muy relacionada con la estabilidad de un sistema.

Para aplicar control basado en pasividad, es necesario demostrar que: 1. cuando la salida es de grado relativo uno respecto a su entrada, 2. Que el sistema sólo almacena energía

no la genera [93]; este enfoque es válido para garantizar un amplio rango de operación y alta estabilidad [94]. Tomando como base la ecuación que describe el comportamiento de un sistema pasivo (2.26), y la ecuación auxiliar (exosistema) (2.27), la cual añade el término de inyección de amortiguamiento ($R(e)$).

$$A\dot{x} = J(x, u)x - \mathcal{R}(x, u)x + B(x)u + E(t) \quad (2.26)$$

$$A\dot{x} = J(x, u)x - \mathcal{R}(x, u)x + B(x)u + E(t) + R(e) \quad (2.27)$$

donde:

- x : Vector de estado.
- x^* : Vector de estado deseado.
- e : Vector de error ($e = x^* - x$)
- A : Matriz diagonal constante.
- \mathcal{R} : Matriz semidefinida positiva.
- J : Matriz antisimétrica.
- E : Matriz obtenida de los componentes que inyectan energía al sistema.
- R_p : Matriz constante, simétrica y es la retroalimentación de la salida positiva y se define de modo que $R + R_p$ sea definida positiva.

Considerando el sistema descrito en la ecuación (2.26), el sistema exógeno es una copia del sistema que se muestra en la ecuación (2.27) con un término de amortiguación, que solo está activo cuando el error de seguimiento $e = x^* - x$ es distinto de cero y coincide exactamente con la dinámica original del sistema cuando el error de seguimiento es nulo [94].

Se definen las referencias del control de corriente (i_L^*) y tensión (V_S^*). El controlador de inyección de amortiguación de energía R_p representa la trayectoria nominal deseada para el modelo del circuito del inversor, que se define por una matriz semidefinida positiva, tal que $R + R_p > 0$ represente el incremento en el factor de amortiguación. Además, la controlabilidad del sistema garantiza la posibilidad de rastrear dicha trayectoria de estado

a través de una ley de control de realimentación adecuada. En este trabajo, el sistema exógeno puede escribirse considerando las siguientes matrices.

$$\begin{aligned}
 A &= \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}, & R &= \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, & x &= \begin{bmatrix} i_L \\ V_S \end{bmatrix}, \\
 \dot{x} &= \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_S}{dt} \end{bmatrix}, & R_P &= \begin{bmatrix} R_{P1} & 0 \\ 0 & R_{P2} \end{bmatrix}, & e &= \begin{bmatrix} i_L - i_L^* \\ V_S - V_S^* \end{bmatrix}, \\
 B &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, & J &= \begin{bmatrix} 0 & (2u-1)m \\ (1-2u)m & 0 \end{bmatrix}, & & (2.28) \\
 E &= \begin{bmatrix} [(2u-1)(1-m)V_F & -V_C \ p] \\ 0 \end{bmatrix}.
 \end{aligned}$$

Al expresar (2.26) y (2.27) de forma matricial, se obtiene que:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{d}_L \\ \dot{d}_C \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & (2u-1)m \\ (1-2u)m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_S \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} -V_A & + (2u-1)(1-m)V_F \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.29}$$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{d}_L^* \\ \dot{d}_C^* \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L^* \\ V_S^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & (2u-1)m \\ (1-2u)m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_S \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} -V_C & + (2u-1)(1-m)V_F \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{P1} & 0 \\ 0 & R_{P2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L - i_L^* \\ V_S - V_S^* \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

donde la dinámica del error está dada por:

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{d}_L^* \\ \dot{d}_C^* \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ e \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{P1} & 0 \\ 0 & R_{P2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ e_V \end{bmatrix} \tag{2.31}$$

Al cumplirse las condiciones dadas en (2.26) se establece que el sistema es pasivo, es por eso que ahora se propone una función candidata con el fin de comprobar que un sistema es estable por medio de los teoremas de Lyapunov. La ecuación propuesta está dada por la ecuación que describe la energía del sistema.

$$V(e) = \frac{1}{2} e^T A > 0 \quad (2.32)$$

La cual debe ser mayor que cero para toda $e \neq 0$. En este caso, como A es constante y definida positiva, se cumple. Además de que se debe cumplir que $\dot{V}(e) < 0 \forall e \neq 0$. Por lo tanto, el sistema es estable.

$$\dot{V}(e) = e^T A \dot{e}$$

$$\dot{V}(e) = -e^T R - e^T J_1 - e^T R_F e$$

$$\dot{V}(e) = -e^T [R + R_F] e < 0 \quad (2.33)$$

Al tener el sistema de esta manera, es posible tener un control dinámico de corriente de la forma definida por (2.34).

$$u = \frac{L \frac{di_L^*}{dt} + i_L^* R + V_C - R_F (i_L - i_L^*)}{2[(1-m)V_F + (m)V_X]} + \frac{1}{2} \quad (2.34)$$

$$C \frac{dv_x^*}{dt} = (1-2u)[m \cdot i_L] \quad (2.35)$$

Dado que el control diseñado tiene un comportamiento dinámico y hace uso de V_x , la cual es una variable virtual adicional y representa el comportamiento ideal de la tensión en el SC. La corriente de compensación está definida por la referencia I_L^* dada por:

$$I_L^* = I_q \cos \theta + \frac{2P(1-m)}{180} - \left((K_p e_V + K_i \eta)(m) + I_d^* \right) \sin \theta \quad (2.36)$$

La estimación de referencias \hat{i}_d, \hat{i}_q es determinada por la transformación DQ, y el lazo de control PI está dado por:

$$x = (K_p e_V + K_i \eta) m \quad (2.37)$$

$$d_\eta = e \quad (2.38)$$

La metodología propuesta dio como resultado un controlador de retroalimentación de salida dinámica que indujo una mejora en la amortiguación de lazo cerrado del sistema [17]. La estabilidad asintótica del sistema de lazo cerrado se aseguró con $K + K_F > 0$; sin embargo, el tiempo de convergencia depende de la selección del valor de K_F .

2.4 Estabilidad

Uno de los aspectos más importantes en la teoría de control es determinar la estabilidad del sistema; en términos generales, se dice que un sistema es estable si bajo una entrada acotada presenta una salida acotada. El comportamiento de los sistemas conmutados puede ser complicado debido a la interacción entre la dinámica continua y la dinámica discreta donde la estabilidad es una propiedad básica del sistema [95].

Se ha estudiado que el modelo matemático estándar Euler-Lagrange del inversor es estrictamente pasivo; basándose en dicha propiedad, se puede redistribuir la energía del sistema y adoptar los métodos de inyección de amortiguación y desacoplamiento para mejorar el rendimiento del sistema. En ese sentido, se adopta una función de almacenamiento común que caracteriza la pasividad [68]. En [96] se presenta una noción de pasividad para sistemas conmutados que utiliza múltiples funciones de almacenamiento; esta propiedad de pasividad proporciona estabilidad y estabilidad asintótica bajo una determinada propiedad de la detección local.

En [82], se introduce la teoría de la pasividad en el análisis de tolerancia a fallos para sistemas conmutados; se propone un concepto de "pasividad global" que significa que la energía total almacenada por el sistema conmutado, es menor que la energía total

suministrada desde el exterior. No se requiere la pasividad individual de cada modo, y la estabilidad del sistema se puede lograr a través de la caracterización de la energía global en presencia de fallas. Después de analizar la naturaleza del sistema, se puede determinar que la estabilidad está asegurada por la pasividad [96].

En el sistema estudiado en el presente trabajo, se considera la estabilidad por el principio de separación. Esta técnica ha sido empleada para obtener la estabilidad, y la estabilidad semi-global de sistemas linealizables. En [97] se muestra que la estabilidad global uniforme (o incluso semi-global) y la observabilidad uniforme completa, son propiedades suficientes para garantizar la estabilidad semi-global mediante retroalimentación de salida dinámica para sistemas no lineales de tiempo continuo.

Al aplicar este principio, el controlador se diseña en dos pasos:

1. Un control de retroalimentación de estado globalmente limitado está diseñado para cumplir con el objetivo de diseño.
2. Un observador de alta ganancia es diseñado para ser lo suficientemente rápido y recupera el rendimiento alcanzado bajo la retroalimentación del estado.

Esta recuperación se muestra mediante el análisis asintótico de un sistema de circuito cerrado singularmente perturbado. El teorema de separación es independiente del diseño de retroalimentación del estado y se deriva de los supuestos menos restrictivos [98]. Se considera un sistema no lineal multi-variable representado por:

$$\dot{x} = A + B(x, z, u) \tag{2.39}$$

$$\dot{z} = \psi(x, z, u) \tag{2.40}$$

$$y = C \tag{2.41}$$

$$\zeta = q(x, z) \tag{2.42}$$

donde $u \in U \subseteq R^m$ es la entrada de control, $y \in Y \subseteq R^p$ y $\zeta \in R^s$ son las salidas medibles y por último, $x \in X \subseteq R^r$ y $z \in Z \subseteq R^l$ constituyen los vectores de estado. La matriz A es $r \times r$, la matriz B es $r \times p$ y la matriz C es $p \times r$.

En la Figura 7 se muestran los parámetros relacionados en el análisis de estabilidad del sistema por medio del principio de separación.

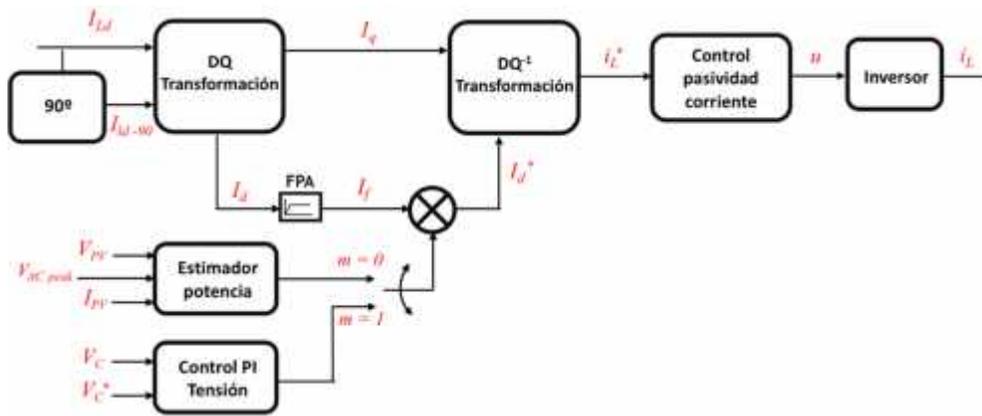


Figura 7. Esquema de control propuesto.

El objetivo del presente trabajo es diseñar un control de retroalimentación para estabilizar el origen del sistema de circuito cerrado utilizando solo las salidas medidas y y ζ . Se toma en cuenta el enfoque de dos pasos considerado en [98] donde: primero se diseña un control de retroalimentación de estado parcial que usa las variables medidas de x y de ζ , después emplea un observador de alta ganancia para estimar x y y ; con esto, se permite que el control de realimentación de estado sea dinámico.

Analizando el sistema reportado en el presente trabajo desde el principio de separación, se tiene que al corroborar estabilidad independiente en cada lazo de control, se infiere estabilidad asintótica en todo el algoritmo de control [97]. En este caso, el lazo de control de tensión actúa como observador de alta ganancia, cuando hay fuente de alimentación se comporta como estimador de potencia, mientras que, en ausencia de generación, el control PI controla el valor de tensión dentro del valor de referencia establecido. Al actuar como observador, su dinámica es más rápida que el lazo de control de corriente para garantizar que la información que le transmite sea la correcta y sea procesada en tiempo

real. Se reporta en [98] que demostrar la recuperación del rendimiento lograda con el observador de alta ganancia es más una recuperación de estabilidad asintótica, Incluye la recuperación de la región de atracción y las trayectorias logradas bajo la retroalimentación del estado. Con esto, el resultado del principio de separación, supone un conocimiento perfecto del modelo y muestra solo la recuperación de la estabilidad asintótica y la propiedad de estabilización semi-global [97].

2.5 Definición de trayectorias de referencia

Un problema fundamental en el control es determinar la referencia de compensación. Esta señal debe incluir información de la potencia activa y reactiva generada por la carga conectada para la compensación de armónicos y FP.

Se hace uso de métodos en el dominio del tiempo para calcular la referencia armónica instantánea, se dividen en dos tipos: compensación total y compensación armónica selectiva. Los métodos más utilizados en compensación total son la teoría de la potencia reactiva instantánea y el marco DQ fundamental síncrono, que sustraen la corriente activa fundamental de la corriente de carga para encontrar la referencia armónica [99].

En este trabajo, la referencia se obtuvo por medio del empleo de la transformación DQ y luego se obtuvo un marco de referencia estacionario. Una de las principales ventajas de la teoría DQ es que sólo necesita una de las dos variables eléctricas a compensar -tensión o corriente- además, la componente fundamental de la variable se mapea como una constante, lo que significa cálculos más simples cuando se realiza una compensación en tiempo real.

La transformación DQ o transformación de Park; surge del estudio de máquinas eléctricas para posteriormente aplicarse a la generación de referencias de compensación armónica en sistemas trifásicos [100]. La matriz de transformación DQ en sistemas trifásicos está dada por la siguiente expresión:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \theta & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

La matriz (2.54) se obtiene de proyectar los vectores i_a, i_b y i_c , sobre los ejes rotativos ortogonales i_d y i_q , tomando i_a como referencia. Esto derivado del principio de que una referencia en movimiento a velocidad determinada observado desde un plano en reposo, es equivalente al plano en movimiento a la misma velocidad observado en el plano en reposo [101], [102]. Esto es representado en la Figura 8 (a), y representada de forma equivalente por la Figura 8 (b).

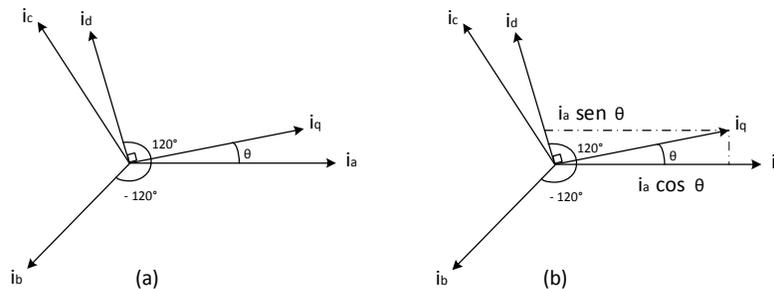


Figura 8. Generación de referencias, (a) transformación DQ. (b) transformación vectorial equivalente.

Para obtener referencias a partir de la transformación DQ en sistemas monofásicos, se tienen las variables del sistema en conjunto con unas variables imaginarias propuestas, las cuales están desfasadas 90° respecto a las reales, como se muestra en la Figura 9 [102], [103]. Lo anterior, significa que las variables imaginarias son ortogonales a las variables reales, y es posible derivar las variables imaginarias a partir del circuito real.

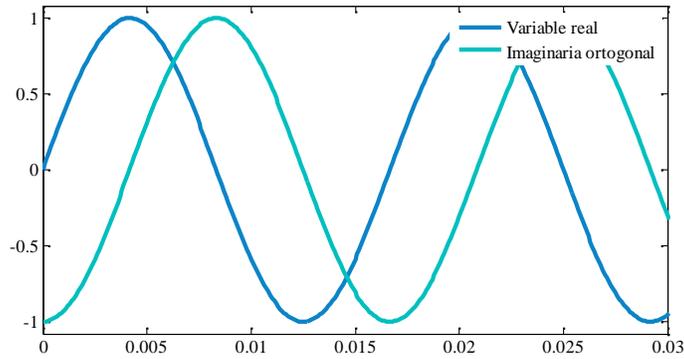


Figura 9. Variables propuestas para la obtención de referencias en la transformación DQ.

En el caso de los sistemas monofásicos y de acuerdo con la transformación DQ para señales ortogonales propuesta en [103], la obtención de referencias de las corrientes no lineales se obtuvo a partir de la corriente de la carga conectada (I_C) y su referencia imaginaria (I_q), dada por:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta & -\cos \theta \\ \cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ I_{II} \end{bmatrix} \quad \theta = \omega t \quad (2.44)$$

donde I_d representa la componente en fase con V_C , mientras que I_q involucra los componentes en cuadratura con V_C ; $\sin \omega t$ es una señal sinusoidal con la misma frecuencia y fase de la componente fundamental de V_C . Finalmente, se tiene que I_L es la corriente demandada por la carga mientras que $I_{II} = I_L \angle -90^\circ$.

La componente I_d proporciona la información de la componente fundamental de la potencia activa. Para obtener las referencias armónicas de compensación es necesario eliminar la frecuencia fundamental de I_d , la cual es constante y su frecuencia es cero; esto se hace colocando un filtro pasa altas (FPA) el cual solamente permiten pasar las componentes armónicas con frecuencias mayores a la fundamental. Por otro lado, la componente I_q representa la parte reactiva de la potencia, la cual no requiere ser filtrada y es compensada en su totalidad.

La referencia actual (i_L^*) contiene información relacionada tanto con la parte activa, así como con la parte reactiva de la potencia demandada por la carga, esto está determinado por dos condiciones. Cuando $V_P > V_{C_p}$ la potencia de los paneles FV es inyectada a la red, por lo tanto, la corriente continua es la misma que la corriente alterna. Cuando $V_P \leq V_{C_{pic}}$, la potencia activa no es inyectada a la red; sin embargo, es necesario un pequeño flujo de potencia activa hacia el SC para regular su tensión, por lo tanto, la salida del control PI proporciona la información para alcanzar este objetivo. La componente i_d está determinada por la suma de la corriente que sale del filtro I_f más el estimador de potencia y el control de tensión PI y la expresión completa de los componentes en fase con V_{C_p} se describe a continuación:

$$i_d^* = m(K_p e_V + K_i \eta) + (1 - m) \frac{2V_F I_{FV}}{V_{C_p}} + I_f \quad (2.45)$$

Donde I_F es la corriente suministrada por el módulo FV, el error de tensión en el SC está dado por $e_V = V_S^* - V_S$; mientras que $\eta = \int e_V dt$ es la integral del error de tensión en el SC. Finalmente, la referencia i_L^* es obtenida a partir de la transformación DQ inversa, la cual expresa ambas componentes (i_d, i_q) en vectores del plano original. La transformación DQ inversa para sistemas monofásicos se presenta en [104] y es definida por:

$$\begin{bmatrix} i_L^* \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ -\cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad \theta = \omega t \quad (2.46)$$

Finalmente, se tiene que la ecuación que describe la referencia de corriente está descrita por (2.58), esta corriente contiene las componentes armónicas a cancelar, así como la potencia reactiva a compensar; para esto, el lazo de control basado en pasividad debe realizar el seguimiento continuo de esta corriente de referencia.

$$i_L^* = i_q \cos \theta + \frac{2P(1 - m)}{180} - \left((K_p e_V + K_i \eta)(m) + i_d^* \right) \sin \theta \quad (2.47)$$

2.6 Esquema general de funcionamiento

El esquema de funcionamiento del sistema FV con el algoritmo control del inversor propuesto, se muestra en la Figura 10. El objetivo principal es proveer al inversor del sistema FV la capacidad de generar referencias de compensación de armónicos y de potencia reactiva para el mejoramiento del FP. La perfecta sincronía en el funcionamiento de ambos lazos de control le permite al inversor seguir operando en condiciones de generación intermitente o en ausencia de esta. La variable de control (m) determina el funcionamiento del inversor de acuerdo con la fuente de alimentación disponible.

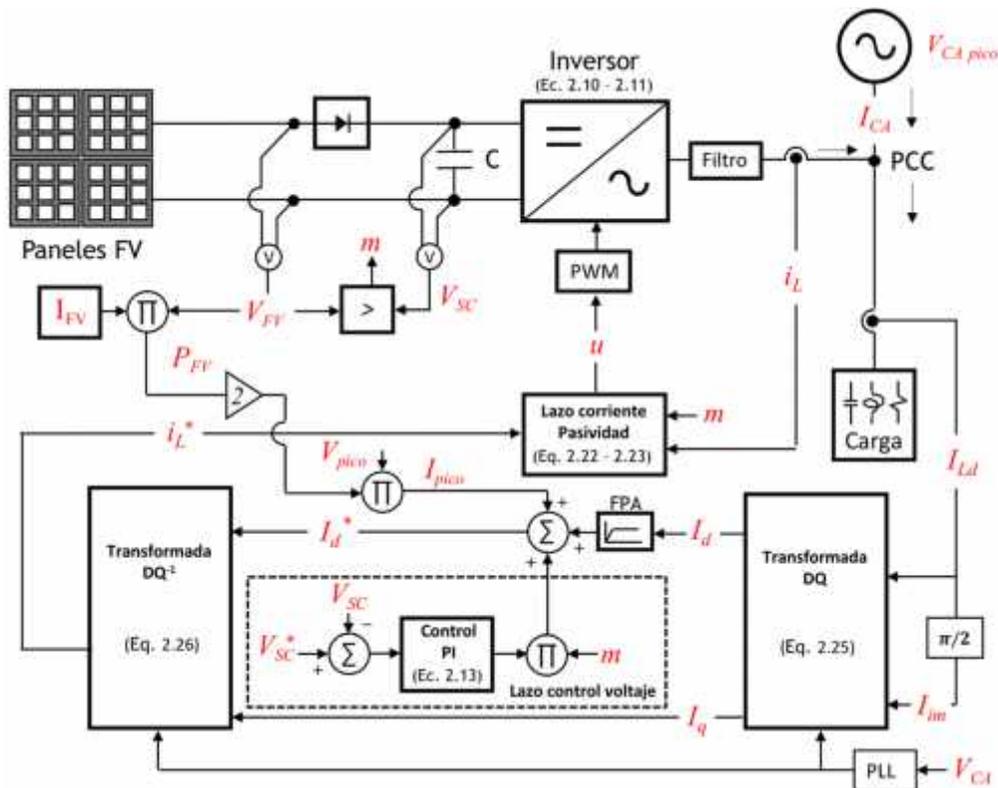


Figura 10. Esquema de funcionamiento del sistema de generación FV.

En presencia de generación de energía la tensión es suministrada por los paneles FV (V_P), y el inversor es alimentado por la potencia máxima (P_F) obtenida por medio del estimador de potencia; en este caso, la potencia activa otorga la corriente necesaria para la obtención de referencias de compensación (i_L^*). En ausencia de generación por parte de los paneles FV, el inversor absorbe potencia activa de la red eléctrica (V_C); el lazo de

control de tensión PI otorga al módulo de SC una alimentación a un nivel constante, lo cual le permite operar como una fuente virtual de energía para el inversor compensando sus pérdidas internas, además de suministrar la corriente necesaria para continuar con la generación de las referencias de compensación.

El lazo de seguimiento de fase o (PLL, Phase-Locked Loop) es un bloque del sistema de control para la sincronización; proporciona el ángulo (lazo seguimiento de fase) o la frecuencia (lazo seguimiento de frecuencia) de la red. La fase estimada es la retroalimentación sobre la transformación DQ, con la sincronización en el eje Q; el nivel de tensión de sincronización solo tiene el componente Q en los ejes DQ. En el control diseñado se utiliza el cruce por cero, este tipo de PLL acepta señales sinusoidales y muestras solo los cruces por cero positivos, es simple de implementar, fácil de modelar, y su funcionamiento y rendimiento son indicativos del cumplimiento del propósito general.

La corriente de referencia para la compensación (i_L^*) se obtiene por medio de la transformada DQ aplicada a la corriente de la carga conectada (I_L) y su referencia desfasada 90° (I_{ti}). Como se había mencionado anteriormente, la componente I_d proporciona información de la potencia activa; para obtener las referencias de compensación de las componentes armónicas, se hace necesario eliminar la componente fundamental, la cual es constante y su frecuencia es cero, por lo que se coloca un filtro pasa altas (FPA), el cual solamente permiten pasar las componentes armónicas a frecuencias mayores a la frecuencia fundamental. Por otro lado, la componente I_q representa la parte reactiva de la potencia demandada por la carga, la cual no requiere ser filtrada y es compensada en su totalidad. La potencia (P_M) suministrada a la componente D (I_d) representa la potencia necesaria para mantener la tensión del SC cuando no existe fuente de generación de energía; mientras que cuando hay generación, es el valor obtenido por el estimador de potencia a partir de la tensión generada por los paneles FV. Tomando como referencia la corriente i_L^* , el lazo de control de corriente genera la variable de control (u), la cual determina las señales generadas por los PWM's; en este punto, son estos dispositivos los que mandan las señales a los interruptores del inversor y por consiguiente determinan su funcionamiento.

2.7 Implementación

2.7.1 Etapa de potencia

Con el objetivo de corroborar el funcionamiento del algoritmo de control diseñado, se conectó un sistema FV de baja potencia. En esta sección, se presentan las características de cada uno de los componentes, y el diagrama de conexión del sistema FV a escala laboratorio. La Figura 11 muestra el diagrama de conexión del sistema FV conectado a la red.

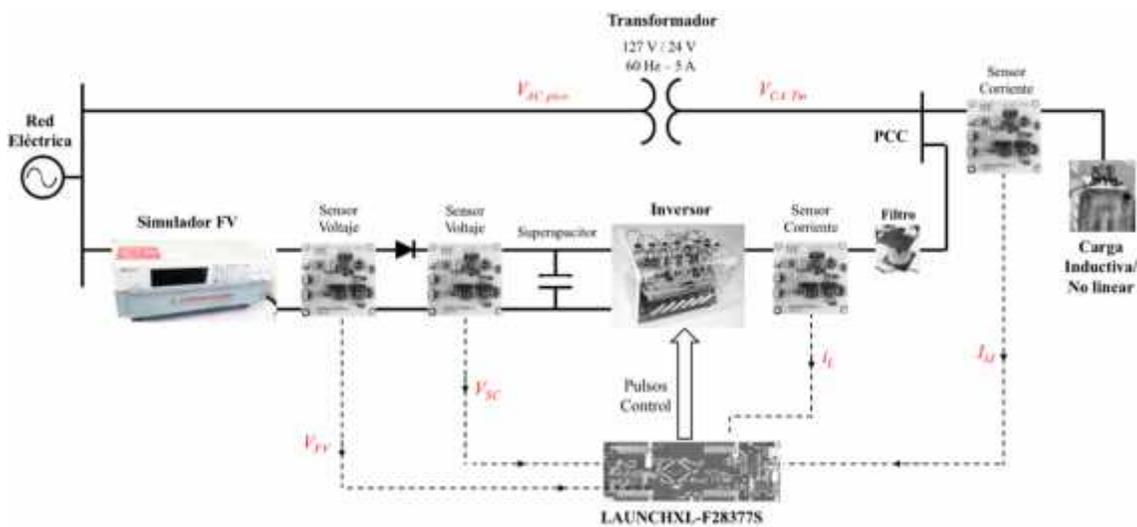


Figura 11. Sistema de potencia para experimentación

Para verificar el funcionamiento del inversor bajo diferentes condiciones de operación, se empleó un simulador FV Chroma de 150 kW; este equipo permite realizar la experimentación bajo condiciones de operación establecidas. Para las pruebas experimentales de compensación de potencia reactiva, se ensambló un módulo de SC con siete SC marca Nexus (100 F-2.7 V), seis SC marca IC (100 F-2.7 V) y un módulo de SC marca Maxwell (58 F-16.2 V). Conectando todos los dispositivos en serie, se obtuvo un módulo de 6.78 F y 51.3 V. Por otro lado, en las pruebas experimentales de cancelación de armónicos, se empleó un CE marca Nippon (3300 μ F – 350 V).

Se utiliza un modelo de desarrollo IPES-2K5-4510 como inversor monofásico, con una frecuencia de conmutación de 12 kHz. Este modelo utiliza IGBTs discretos, los cuales son

activados a través de impulsores acoplados ópticamente (optodrivvers), lo que permite que las entradas digitales de control se encuentren aisladas galvánicamente del circuito de potencia, evitando el empleo de circuitos adicionales de aislamiento entre el módulo y la tarjeta de desarrollo. Los tiempos de encendido y apagado de los IGBTs determinaron la frecuencia de conmutación y el tiempo de retardo programado en la plataforma de control. En la Tabla 2.1 se presentan las especificaciones del inversor.

Tabla 2.1. Especificaciones módulo de potencia IPES-2K5-4510.

Parámetros	Valor
Interruptores	IGBT
Tensión máxima DC	630 V
Corriente máxima de salida	20 A
Potencia máxima total	2 kW
Tensión de las señales de disparo	3 – 15 V
Alimentación auxiliar	5 V – 3 A
Tiempo encendido	280 ns
Tiempo apagado	300 ns

Se conectaron dos bobinas de 5 mH a la salida del inversor, las cuales actúan como filtro RL para cancelar las frecuencias armónicas generadas por la conmutación de los IGBTs, Se conectó un transformador (127 V / 24 V - 5 A) como interfaz entre el sistema fotovoltaico y el PCC; adicional a este, se hace uso de un transformador variable (127 V / 140 V - 10 A) para realizar las pruebas iniciales, ya que es importante incrementar paulatinamente el nivel de tensión de todo el circuito y en especial del módulo de SC.

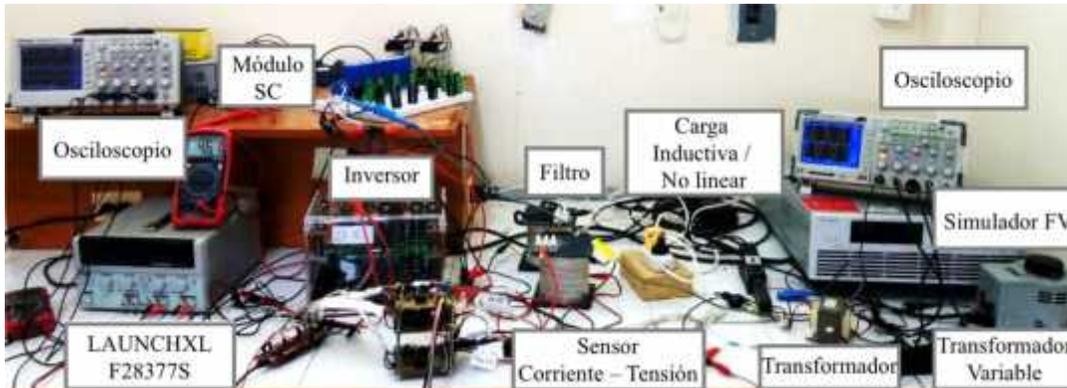


Figura 12. Banco de pruebas funcionamiento inversor.

Se diseñaron tres tarjetas de sensores para medir la tensión del simulador FV (V_F), del SC (V_S) y las del CE (V_C); también se emplearon para monitorear la corriente del inversor (i_{Li}), la corriente de carga (I_L) y la corriente inyectada a la red (I_C). El banco de pruebas se muestra en la Figura 12; por otro lado, en la Tabla 2.2, se presentan los elementos que conforman el sistema de potencia. lo componen. Los parámetros establecidos en la etapa de potencia y en el control, así como las cargas utilizadas como referencias, se establecen en la sección de resultados de simulación.

Tabla 2 2. Elementos del sistema de potencia.

Nombre	Modelo
Simulador paneles FV	62150H-600S
Inversor	IPES-2K5-4510
Transformador variable	3PN1010B
Osciloscopio aislado	TPS2024B
Transformador aislado 127V-24V	TR24-5A
Fuente de tensión	GPS-3303
Diodo 200V 16A	BYV32-200
Módulo de SC	Nexus - IC - Maxwell
Filtro (2)	Inductor 5mH
Tarjetas de sensores (3)	Diseño propio
Tarjeta de desarrollo	LAUNCHXL-F28377S

El algoritmo de control se implementó en tiempo real en un procesador digital de señales (DSP, Digital Signal Processor). Las señales de los sensores son leídas a través de los canales convertidor analógico a digital (ADC, Analog Digital Converter) para ser

procesadas por la tarjeta de desarrollo, la cual a través de señales moduladas por ancho de pulso (PWM, Pulse Digital Modulation) generan los pulsos de disparo para las compuertas de los IGBTs del inversor en función de los objetivos determinados en el algoritmo de control, considerando los modos de operación programados. Se estableció un tiempo de retardo para garantizar que las señales PWM no se activen al mismo tiempo y evitar un corto circuito en el módulo del inversor.

2.7.2 Etapa de control

Para la implementación del algoritmo de control, se emplea la tarjeta DSP C2000™ Delfino™ LAUNCHXL-F28377S de Texas Instruments®, cuyo diagrama esquemático se presenta en la Figura 13; se especifican los canales de entrada/ salida utilizados. Esta tarjeta de desarrollo se basa en los requerimientos de software y hardware del microcontrolador TMS320F28377S.

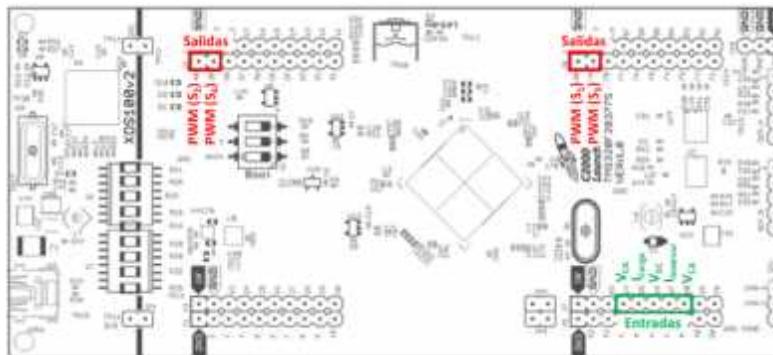


Figura 13. Diagrama conexiones LAUNCHXL-F28377S.

Se eligió esta tarjeta DSP debido a cuenta con 1MB de memoria flash, 164kb de RAM, 24 canales de ADCs (12/16 bits), así como 24 canales de PWM's y 41 pines entrada/salida de propósito general. Esta tarjeta es capaz de procesar 400 millones de instrucciones por segundo o (MIPS, millions of instructions per second) con la ayuda de un procesador de tiempo real de 200MHz, lo que garantizan una mayor eficiencia en las pruebas experimentales del algoritmo de control con un mínimo de error en la operación. La tarjeta cuenta con alimentación y conectividad vía USB utilizando como soporte los softwares de desarrollo Code Composer™ y controlSUITE™; sin embargo, su interfaz de programación es compatible con Matlab y Simulink® para una programación e implementación más gráfica.

2.7.3 Etapa de sensores

Evaluar el funcionamiento del inversor con el algoritmo de control propuesto requiere del diseño y construcción de circuitos eléctricos de medición de las señales eléctricas que se requieren monitorear y controlar. Se realizó el diseño y construcción de un circuito

eléctrico acondicionador capaz de leer y generar señales a una escala adecuada dentro del intervalo de funcionamiento del DSP. En este caso, la tarjeta de desarrollo admite entradas de señal analógica en los rangos de 0 a 3.3 V y de 0 a 5 V. Un escalamiento adecuado garantiza el correcto procesamiento de cada una de las señales a monitorear. Se diseñan tarjetas de censado de corriente y tensión, la Tabla 2.3 muestra sus especificaciones de funcionamiento

Tabla 2 3. Especificaciones de la tarjeta de sensor de corriente y tensión.

Parámetro	Entrada	Tipo	Salida
Tensión (V)	200 V	V_p \square	0 - 3,3 V_{CD} Offset: 1,65 V_{CD} 0 - 5 V_{CD} Offset: 2,5 V_{CD}
	40 V	V_C	0 - 3,3 V_{CD} Offset: 1,65 V_{CD} 0 - 5 V_{CD} Offset: 2,5 V_{CD}
Corriente (A)	5 A	A_p \square	0 - 3,3 V_{CD} Offset: 1,65 V_{CD} 0 - 5 V_{CD} Offset: 2,5 V_{CD}
	5 A	A_C	0 - 3,3 V_{CD} Offset: 1,65 V_{CD} 0 - 5 V_{CD} Offset: 2,5 V_{CD}

El sensor empleado para la medición y registro de corriente es el ACS712-05B, el cual es un sensor de efecto hall, capaz de para medir corriente en CA o CD. El funcionamiento del sensor está descrito por la transformación del campo magnético generado por el paso de la corriente por un alambre de cobre interno en el sensor convirtiéndolo en una salida de tensión variable. Mayor medición en el nivel de corriente significa mayor valor de tensión de salida. El modelo usado en el módulo de sensor de corriente es ACS712ELCTR-05B-T con un valor límite de 5 A; las corrientes medidas oscilan en este intervalo. La salida analógica del sensor se encuentra en le intervalo de 0 a 5 V garantizando la precisión y protección de la tarjeta de control.

CAPÍTULO 3

RESULTADOS Y DISCUSIÓN

SIMULACIÓN

Para analizar el comportamiento del inversor multifunción, se realizaron varias pruebas de simulación en el entorno del software MATLAB / Simulink®. Los parámetros del sistema de potencia se presentan en la Tabla 3.1, mientras que los parámetros del algoritmo de control de esta prueba se muestran en la Tabla 3.2; ambos parámetros son iguales a los establecidos en las pruebas experimentales. Se analiza el comportamiento del inversor bajo las siguientes condiciones de operación del sistema de potencia:

- (i) **Respuesta inicial:** la respuesta cuando el inversor es inicializado y la función de corrección del factor de potencia es habilitada.
- (ii) **Respuesta transitoria:** el comportamiento del inversor en condiciones de generación intermitente.
- (iii) **Respuesta en estado estable:** el funcionamiento del inversor con y sin generación de energía.

Tabla 3 1. Parámetros del sistema de potencia.

Parámetros	Nombre	Valor
Tensión de la red	V_C	180 V_p , 60 Hz
Tensión transformador	$V_{C T}$	21.21 V_p
Tensión de operación paneles FV	V_P	45 V
Potencia nominal paneles FV	P_P	90 W
Capacitancia módulo SC	S	6.78 F
Tensión nominal módulo SC	$V_{S nom}$	51.3 V
Inductor	L	14 mH
Resistencia (Asociada con el inductor)	R	4 Ω

3.1 Compensación de potencia reactiva por corrimiento de fase

La eficiencia del control se evalúa en función del factor de potencia obtenido. Basado en el algoritmo de funcionamiento de control del sistema de potencia (Figura 10), y debido a la tensión nominal del módulo SC, se utilizó un transformador ($V_{C T}$) como interfaz entre

el sistema de potencia y la red. Una carga inductiva es utilizada para generar una referencia de factor de potencia a compensar. Cabe recalcar que las pruebas de simulación se llevan acabo bajo las mismas condiciones de las pruebas experimentales.

Tabla 3 2. Parámetros del algoritmo de control.

Parámetros	Nombre	Valor
Referencia tensión SC	V_S^*	45 V
Tiempo muerto	T_d	425 ns
Frecuencia de muestreo	F	12 kHz
Ganancia proporcional	K_F	0.12
Ganancia Integral	K_i	0.20
Ganancias, control por pasividad	-	-
- con generación de energía	$K_{p,1}$	400
- sin generación de energía	$K_{p,2}$	190

Se establece como carga de referencia la carga inductiva generada por el circuito eléctrico mostrado en la Figura 14. La configuración de esta carga fue seleccionada en base al material disponible en el laboratorio; su respuesta fue simulada y caracterizada eléctricamente para obtener los resultados de simulación. Se obtuvo que la carga inductiva ocasiona un desfase entre la tensión y la corriente de red (V_E y I_E) de 21° en atraso, y genera un factor de potencia de 0.92. El desfase entra ambas formas de onda se muestran en la Figura 15.

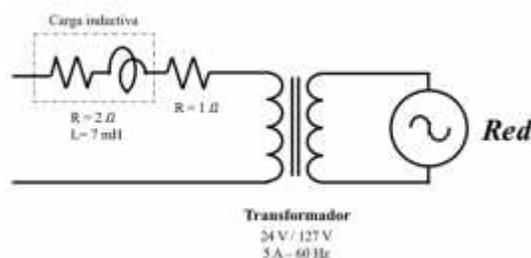


Figura 14. Carga inductiva utilizada como referencia de compensación.

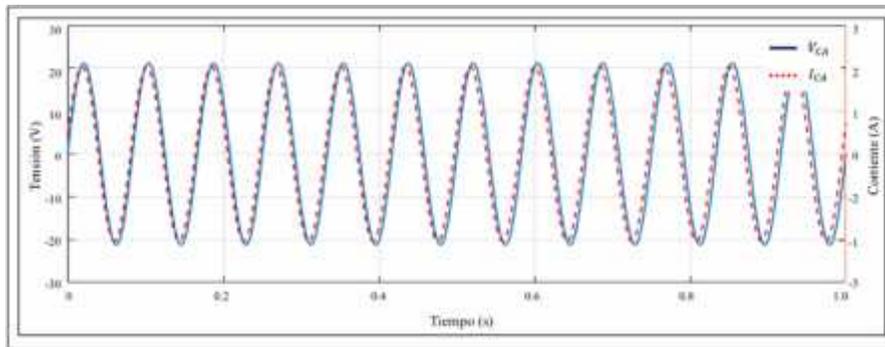


Figura 15. Desfase generado cuando la carga inductiva es conectada

Con el objetivo de confirmar la operación en ambos modos de operación, se presentan los resultados obtenidos a partir de la operación del inversor con y sin generación de energía por parte de los paneles FV. Dentro de los parámetros establecidos se requiere que, en ambos estados, el nivel de tensión presente en el SC y el generado por los paneles solares sea mayor que el valor pico de la tensión de red con el fin de garantizar el flujo de corriente.

3.1.1 Respuesta inicial

La primera simulación corresponde a la respuesta cuando el inversor es inicializado con la carga inductiva conectada. La forma de onda de la corriente del inversor (i_L) se muestran en la Figura 16. Durante el intervalo de tiempo $t = 0$ s a $t = 3$ s el inversor se encuentra deshabilitado, y el desplazamiento observado entre las ondas de V_A and I_A es determinado porque la demanda de potencia reactiva de la carga fue suministrada por la red.

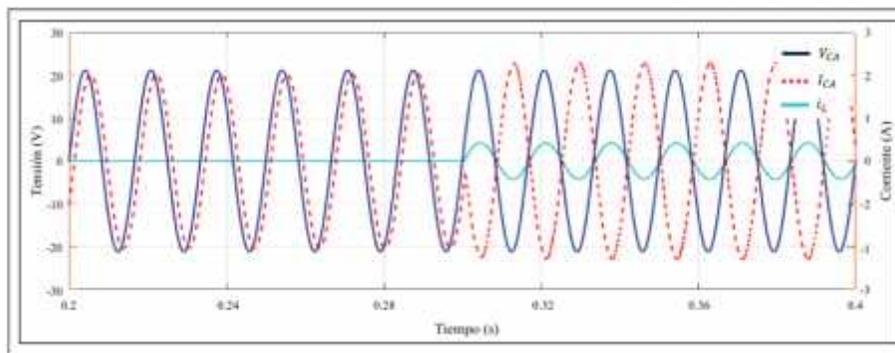


Figura 16. Respuesta inicial compensación de potencia reactiva.

En el tiempo $t = 3$ s, el inversor es habilitado, así como también la función de compensación de factor de potencia. Lo primero que se puede observar, es que las ondas de I_A y V_A se encuentran en fase, corroborando que la función de compensación de potencia reactiva del inversor se encuentra funcionando. La corriente inyectada a la red por el inversor, compensación la potencia reactiva demandada por la carga (I_L). Por otro lado, también se observa que I_A está en contra fase con V_A , esto se debe a que la potencia activa generada por los paneles fotovoltaicos (V_F) es suficiente para satisfacer la demanda de la carga, y el excedente es suministrado por el inversor a la red.

3.1.2 Respuesta transitoria

La segunda simulación corresponde al funcionamiento del inversor bajo condiciones de generación intermitente por parte de los paneles FV. La Figura 17 muestra el perfil de V_P y V_S ; se tiene que durante el tiempo $t = 0.25$ s hasta $t = 0.62$ s, la potencia activa esta disponible, y como se detalla anteriormente, el exceso de potencia activa es suministrado a la red. Durante el tiempo $t = 0.62$ s hasta $t = 1.0$ s, no hay generación de potencia activa. Cuando $V_P < V_P$, se genera la referencia que activa el lazo de control PI.

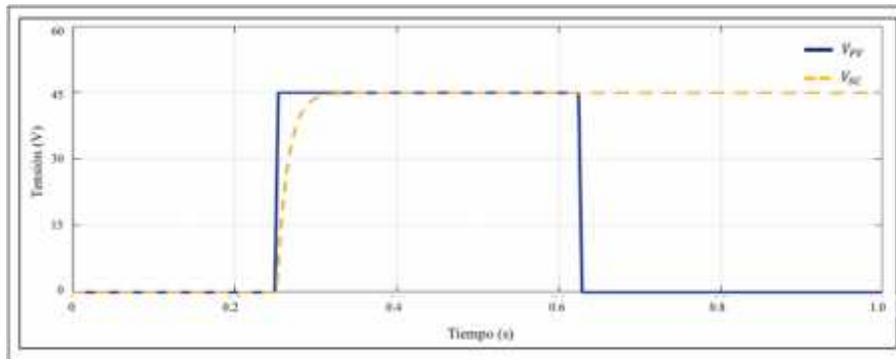


Figura 17. Respuesta transitoria, V_F y V_S .

En la Figura 17 se observa que la tensión en el V_S no presentó variación en el instante en el que ambos circuitos de control comenzaron a funcionar juntos, esto es debido a la respuesta rápida de la parte proporcional del control PI, manteniendo el valor de V_S dentro del valor de referencia establecido. Durante períodos de generación de energía

intermitente o nula y la tensión de los paneles FV cae por debajo del valor pico de la red, el módulo de SC es la fuente de tensión para el sistema de potencia, permitiéndole continuar con la compensación de potencia reactiva. El control de tensión proporciona la referencia que garantiza que este valor se mantenga dentro del valor de referencia, esto facilita el flujo de potencia activa y reactiva entre el módulo SC y la red; lo que, además, permite al inversor continuar generando la referencia de corriente de compensación.

La forma de onda de I_C , V_C y i_L se muestran en la Figura 18. En el instante de tiempo $t = 0.62$ s, deja de haber potencia activa disponible, tiempo durante el cual la dinámica en la amplitud de I_C cambia y se encuentra en fase con V_C . A pesar de que no hay potencia activa disponible de los paneles FV, la función de compensación de potencia reactiva del inversor sigue funcionando; y se puede observar, que la corriente inyectada en la corriente de la red compensa la potencia reactiva generada por la carga inductiva. El nivel de tensión y el flujo de potencia activo entre el SC y la red permiten al inversor continuar con la generación de referencias de compensación de corriente.

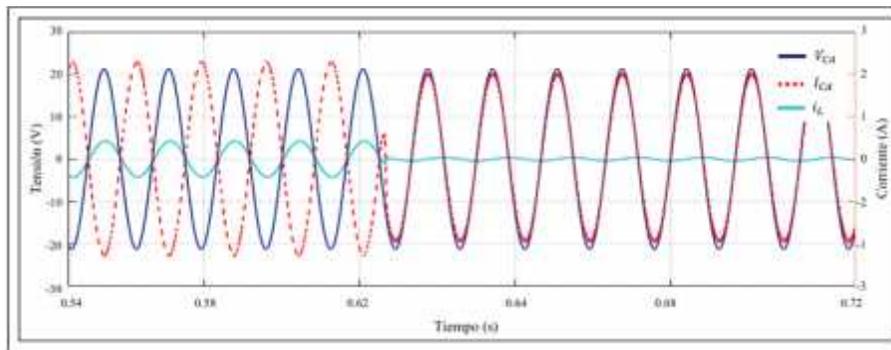


Figura 18. Respuesta Transitoria, I_C , V_C y i_L .

3.1.3 Respuesta estable

La última simulación corresponde al funcionamiento del inversor bajo condiciones estables de generación. Se presentan los resultados cuando el arreglo FV es una fuente de energía constante para el sistema, así como también, cuando hay ausencia de generación de energía y el sistema no tiene una fuente constante de alimentación. La Figura 19 muestra la dinámica de las formas de onda de i_L , I_C y V_C .

El funcionamiento del inversor cuando hay potencia activa disponible se muestra en la Figura 19 (a). Durante el periodo de tiempo $t = 0.4 \text{ s}$ hasta $t = 0.5 \text{ s}$ la carga inductiva se encuentra conectada y el comportamiento del sistema es determinado por la generación de energía por los paneles FV. La amplitud de i_L depende de la potencia activa generada por los paneles FV y de la potencia reactiva que tiene que ser compensada. También se observa que la dinámica de i_C cambió y se volvió negativa, esto es debido a que el inversor es el encargado de suministrar la demanda de potencia reactiva demandada por la carga; Por lo tanto, la red solo suministra / recibe potencia activa [26]. La amplitud de i_C indica que la demanda de potencia de la carga es suministrada por la potencia activa generada por los paneles FV.

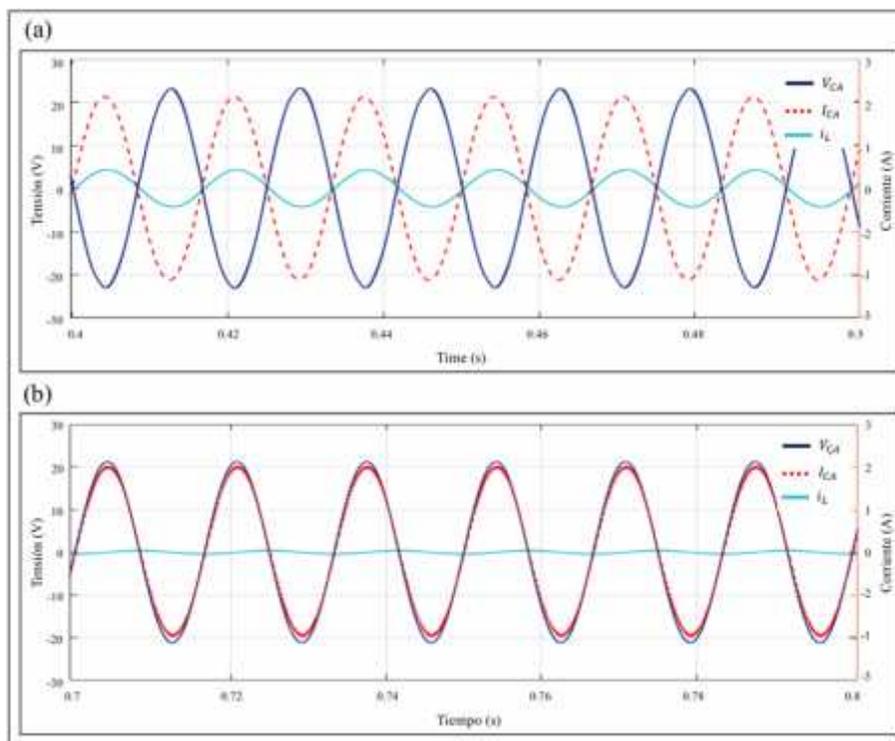


Figura 19. Respuesta estable, a) generación de energía, b) ausencia de generación.

El funcionamiento del inversor sin generación de energía a partir de los paneles FV se muestra en la Figura 19 (b). Durante el periodo de tiempo $t = 0.7 \text{ s}$ hasta $t = 0.8 \text{ s}$ la carga inductiva continua conectada y el comportamiento del sistema es determinado por el hecho de que ambos lazos de control comienzan a funcionar al mismo tiempo. La forma

de onda de I_C está en fase con V_C . A pesar de no existir generación de potencia activa por los paneles FV, la función de compensación de potencia reactiva del inversor continua funcionando, y la corriente inyectada a la corriente de la red compensa la potencia reactiva generada por la carga inductiva. El nivel de tensión de $V_S > V_{C T}$ y el flujo de potencia activa entre el SC y la red permiten al inversor continuar con la generación de referencias de compensación.

La eficiencia del control es determinada en todos los casos por el valor de factor de potencia logrado. El FP se mejoró permaneciendo en un valor de 0.99, valor que se encuentra dentro de los límites del FP permisible establecido en México [27]. La amplitud de la corriente fundamental cuando hay fuente de generación representa la potencia activa suministrada a la red. Esta corriente se obtiene del valor de la potencia suministrada por los paneles FV (P_F) y de V_C . De acuerdo con la relación $I_{p C} = 2P/V_{C T}$, la corriente máxima suministrada por los paneles FV fue 5.28 A. El excedente de potencia activa que se suministra a la red después de cubrir la demanda de la carga conectada se indica por la amplitud del fundamental. Por el contrario, sin generación de energía, la amplitud de la fundamental indica la potencia activa suministrada por la red para la mejora del factor de potencia por parte del inversor.

3.2 Cancelación de armónicos por demanda de cargas no lineales y compensación de potencia reactiva por corrimiento de fase

A continuación, se presentan los resultados de simulación del algoritmo de control bajo la presencia de dos cargas:

- Carga-Ref-1: Carga no lineal con contenido armónico.
- Carga-Ref-2: Carga no lineal con presencia de armónicos y bajo factor de potencia por corrimiento de fase

El rendimiento se evalúa en función del valor de la THD de la corriente inyectada a la red, así como del FP obtenido. Para analizar el comportamiento del sistema, se conectaron ambas cargas en el PCC.

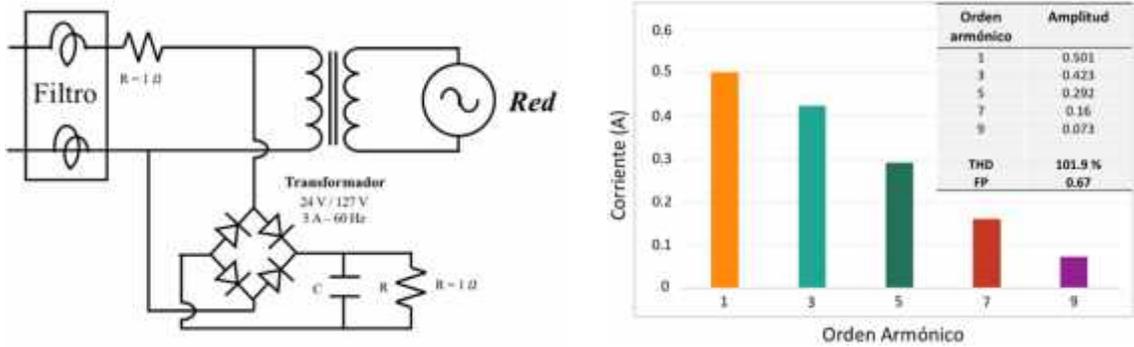


Figura 20. Circuito eléctrico Carga-Ref-1, a) circuito eléctrico, b) contenido armónico.

En la Figura 20 (a) se presenta el circuito eléctrico de la Carga Ref-1; además, la composición armónica de dicha carga se muestra en la Figura 20 (b), así como el THD y el PF que genera la distorsión. Por otro lado, la forma de onda que demanda la conexión de esta carga se muestra en la Figura 21, donde también se observa la tensión presente en la red V_C .

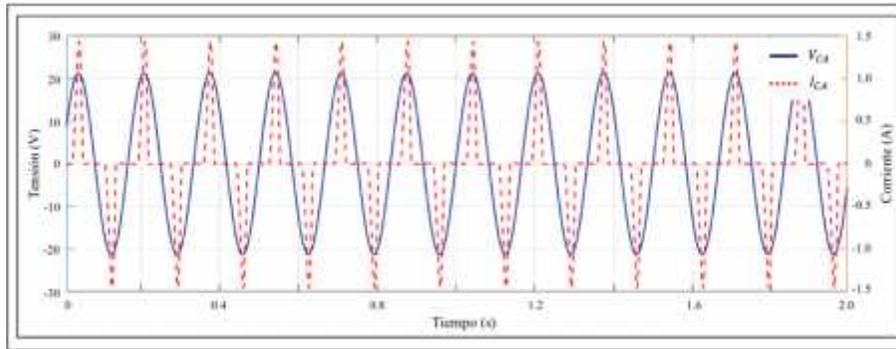


Figura 21. Distorsión generada por la demanda de la Carga-Ref-1.

Finalmente, basando en el algoritmo de control presentado en la Figura 10. Los parámetros de control empleados para simular con la presencia de esta carga se muestran en la Tabla 3.3.

Tabla 3 3. Parámetros del algoritmo de control simulación Carga-Ref-1.

Parámetros	Nombre	Valor
Ganancia proporcional	K_p	0.12
Ganancia Integral	K_i	0.20
Ganancias, control por pasividad	-	-
- con generación de energía	K_{p1}	180
- sin generación de energía	K_{p2}	90

En este caso, no se hace uso del SC, debido a que cuando el inversor cancela componentes armónicas, el sistema actúa como un filtro con un circuito equivalente compuesto por una resistencia en serie asociada a las pérdidas óhmicas propias del sistema y un capacitor; la resistencia R y el condensador C forman el punto de frecuencia de corte, cualquier frecuencia por encima de este punto de frecuencia pasará a la salida amplificada.

Tabla 3 4. Parámetros del sistema de potencia.

Parámetros	Nombre	Valor
Tensión de la red	V_c	180 V_p , 60 Hz
Tensión transformador	$V_{c T}$	21.21 V_p
Tensión de operación paneles FV	V_p	45 V
Potencia nominal paneles FV	P_p	90 W
Capacitancia CE	C	3300 μF
Tensión nominal CE	V_c	350 V
Inductor	L	14 mH
Resistencia (Asociada con el inductor)	R	4 Ω

Las frecuencias por debajo de este punto serán muy atenuadas. Esta frecuencia de corte está determinada por la relación $F = 1/2\pi$, valores altos en R y C darán como resultado frecuencias de corte bajas, mientras que valores bajos darán frecuencias de corte altas. Debido a esta relación, el SC fue cambiado por un capacitor electrolítico (CE) y sus propiedades se presentan en la Tabla 3.4 junto con todos los parámetros del sistema de potencia.

Por otro lado, en la Figura 22 se presentan los mismos parámetros para la Carga Ref-2; el circuito eléctrico se muestra en la Figura 22 (a), mientras que el contenido armónico se presenta en la Figura 22 (b), así como su valor de THD y el FP que genera.

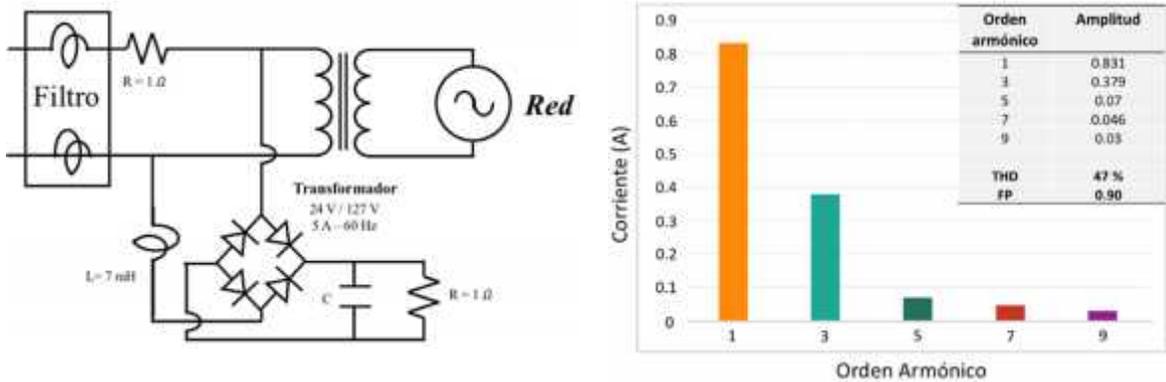


Figura 22. Circuito eléctrico Carga-Ref-2, a) circuito eléctrico, b) contenido armónico.

La forma de onda que demanda la conexión de la Carga-Ref-2 se muestra en la Figura 23, donde también se observa la tensión presente en la red V_C . Finalmente, los parámetros de control empleados en la simulación bajo la presencia de esta carga se muestran en la Tabla 3.5.

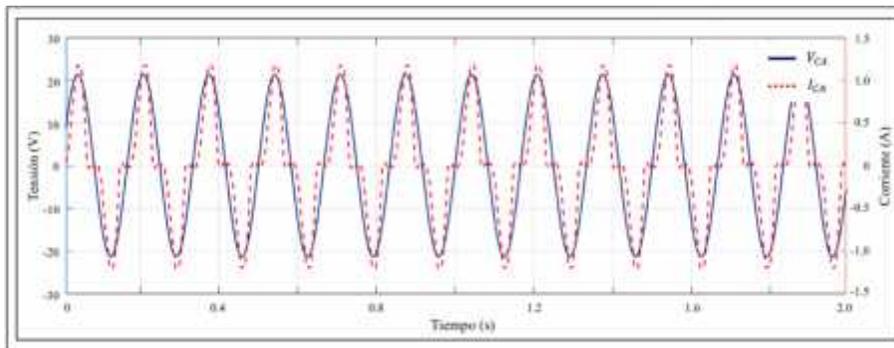


Figura 23. Distorsión generada por la demanda de la carga no lineal con corrimiento de fase.

Es importante señalar, que en estas pruebas el SC fue cambiado por un capacitor electrolítico (CE), debido a que bajo los parámetros del SC no fue posible controlar el valor de la tensión, lo que limitó el funcionamiento del control.

Tabla 3 5. Parámetros del algoritmo de control Carga-Ref-2.

Parámetros	Nombre	Valor
Ganancia proporcional	K_F	0.2
Ganancia Integral	K_I	0.5
Ganancias, control por pasividad	-	-
- con generación de energía	$H_{p,1}$	180
- sin generación de energía	$H_{p,2}$	90

3.2.1 Respuesta inicial

La primera simulación corresponde a la respuesta inicial del inversor con la Carga-Ref-1 conectada, la forma de onda de V_C y de I_C se muestran en la Figura 24. Por otro lado, se muestra también la forma de onda de la corriente de salida del inversor (i_L). Se tiene que, del tiempo $t = 0 \text{ s}$ al $t = 0.02 \text{ s}$, el inversor se encuentra desactivado, por lo que su corriente es cero y la forma de onda demandada a la red I_A muestra la distorsión causada por la conexión de la carga no lineal. A partir del tiempo $t = 0.02 \text{ s}$ el inversor se activa y con esto, la función de compensación armónica. Se observa que la forma de onda de la corriente i_L presenta distorsión, debido a que contiene los componentes armónicos necesarios para cancelar la demanda no lineal de la carga.

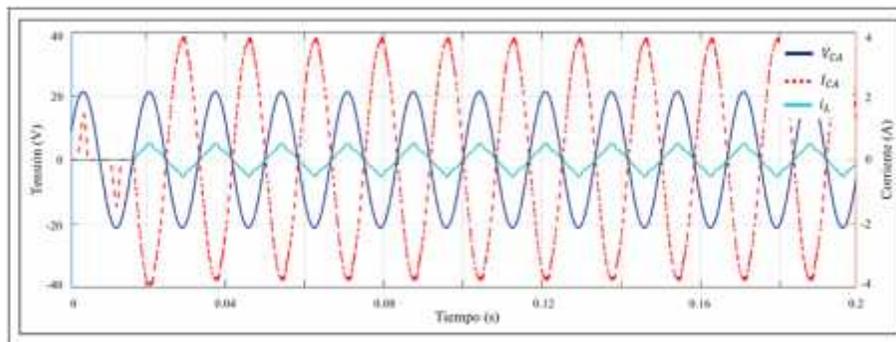


Figura 24. Resultados de simulación de la respuesta inicial del inversor Carga-Ref-1.

La cancelación de armónicos se corrobora cuando se observa el cambio de la forma de onda de I_C , la cual presenta un comportamiento idealmente sinusoidal. Se observa

también, que la corriente I_C se encuentra en fase contraria a V_C , esto debido a que la potencia activa generada por el arreglo FV cubre la demanda de la carga y el excedente de es inyectado a la red.

En la Figura 25 se presenta la respuesta inicial del inversor con la Carga-Ref-2. Bajo la demanda de esta carga, se observa que existe un periodo transitorio en el cual I_C muestra una forma de onda con tendencia a seguir la referencia establecida por el control. En el tiempo $t = 0.04 \text{ s}$ se observa que la corriente ya se ha estabilizado, y la cancelación de armónicos se corrobora cuando se observa el cambio de la forma de onda de I_C , la cual presenta un comportamiento idealmente sinusoidal. De igual manera, se observa que la corriente I_C se encuentra en fase contraria a V_C , esto debido a que la potencia activa generada por el arreglo FV cubre la demanda de la carga y el excedente de es inyectado a la red.

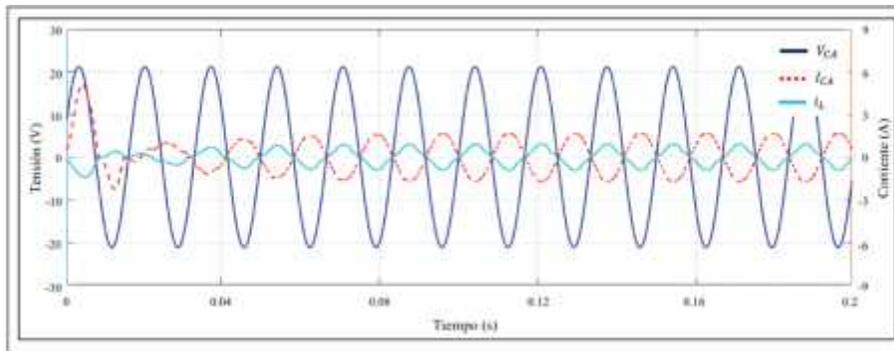


Figura 25. Resultados de simulación de la respuesta inicial del inversor Carga-Ref-2.

3.2.2 Respuesta transitoria

La segunda simulación corresponde al funcionamiento del inversor en condiciones de generación intermitente bajo la demanda de la Carga-Ref-1. En la Figura 26 se presentan los perfiles de V_F y la tensión del capacitor (V_C). Durante el periodo de tiempo comprendido entre $t = 0.25 \text{ s}$ y $t = 0.75 \text{ s}$ no hay generación de energía activa; cuando $V_F < V_C$ de la red, se genera la referencia que activa el lazo de control PI. Se observa una caída de tensión en el comportamiento de V_C en el momento en que ambos lazos de control comienzan a funcionar en conjunto; sin embargo, la rápida respuesta en el control de tensión, es determinada por la parte proporcional del control PI, por lo tanto

el valor de V_C muestra un comportamiento con tendencia a estabilizarse en el valor de referencia establecido; la tensión en el CE aumenta o disminuye de manera rápida, por lo que en la evaluación experimental del desempeño del algoritmo de control, se espera que la variación de este valor de tensión no represente problema en el funcionamiento del inversor. En períodos de generación de energía intermitente o nula cuando la tensión de los paneles FV cae por debajo del valor pico de la red, el CE es la fuente de alimentación que permite al inversor continuar con la compensación de potencia reactiva. El lazo de control de tensión proporciona la referencia que garantiza que V_C se mantenga en el valor de referencia de tensión establecido y facilite el flujo de potencia activa y reactiva entre el CE y la red; esto permite al inversor continuar generando la referencia de corriente de compensación.

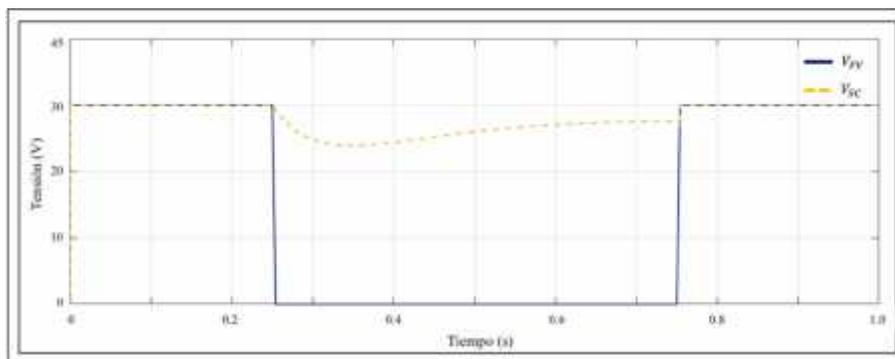


Figura 26. V_F y V_C ; funcionamiento en ausencia de generación de energía Carga-Ref-1

En la Figura 27 se presentan las formas de onda de V_C y de I_C ; así como también se muestra la forma de onda de i_L durante los periodos transitorios. Específicamente, en la Figura 27 (a) en el momento $t = 0.25 s$ cuando $V_F < V_A T$ se observa el cambio en la dinámica de I_C , este comportamiento no genera demandas máximas; sin embargo, se aprecia una caída brusca durante el período transitorio. El cambio en la amplitud de la corriente fundamental I_C indica el momento en que el arreglo FV deja de generar energía y ambos lazos de control comienzan a trabajar juntos; por esta razón, a partir de este momento la corriente de red presenta mayor distorsión.

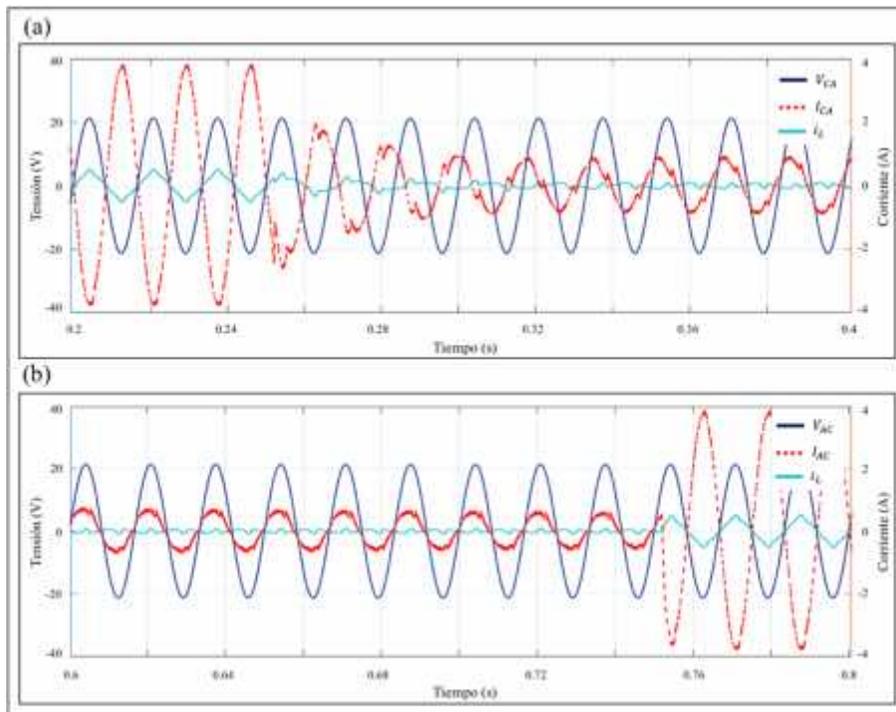


Figura 27. Respuesta transitoria Carga-Ref-1; a) transición a funcionamiento sin fuente de energía, b) transición a funcionamiento con fuente de energía.

El nivel de tensión $V_C > V_{A T}$ y el flujo de potencia activo entre el CE y la red, permiten al inversor continuar con la generación de referencias de compensación. El algoritmo de control compromete su máxima eficiencia por intentar cumplir con ambos objetivos; es por eso que durante el periodo transitorio se observa un desfase entre la onda de I_C respecto a V_C ; sin embargo, se aprecia que la corriente de red presenta una tendencia a estabilizarse y a disminuir dicho desfase.

En la Figura 27 (b) se muestra que en el tiempo $t = 0.6 s$ la forma de onda de corriente I_C ya muestra un comportamiento estable y sin desfase respecto a V_C . En el tiempo $t = 0.75 s$ cuando $V_F > V_{A T}$ se observa el cambio en la dinámica de la corriente del inversor, así como en la corriente inyectada a la red. El cambio de fase de I_C indica el momento en el que la potencia activa generada por el arreglo FV es mayor a la corriente demandada por Carga-Ref-1 y el excedente es inyectado a la red; además, se observa que la corriente inyectada presenta un comportamiento idealmente sinusoidal, lo que corrobora la cancelación de armónicos por parte de la corriente generada por el inversor.

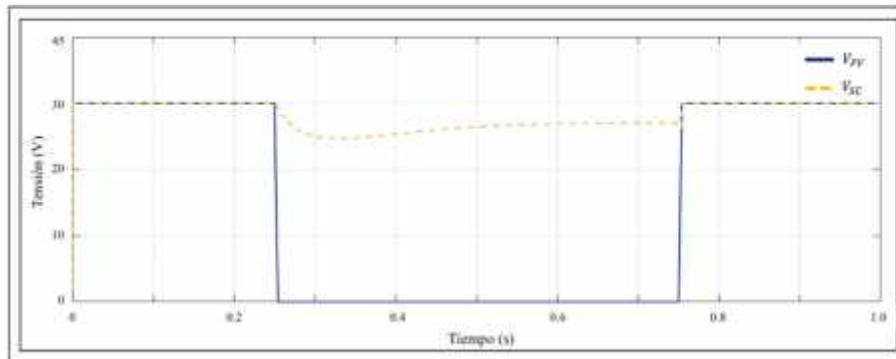


Figura 28. Respuesta transitoria, forma de onda V_F y V_C ; funcionamiento en ausencia de generación de energía Carga-Ref-2.

A continuación, se presenta la segunda simulación correspondiente al funcionamiento del inversor en condiciones de generación intermitente bajo la demanda de la Carga-Ref-2. En la Figura 28 se presentan los perfiles de V_F y V_C . Las condiciones de las simulaciones son las mismas; durante el periodo de tiempo comprendido entre $t = 0.25 \text{ s}$ y $t = 0.75 \text{ s}$ no hay generación de energía activa; cuando $V_F < V_C \text{ p}$ de la red, se genera la referencia que activa el lazo de control PI. De igual manera, se observa una caída de tensión en el comportamiento de V_C en el momento en que ambos lazos de control comienzan a funcionar en conjunto; sin embargo, la rápida respuesta en el control de tensión es determinada por la parte proporcional del control PI, por lo tanto, el valor de V_C sigue mostrando una tendencia a estabilizarse en el valor de referencia establecido.

En la Figura 29 se presentan las formas de onda de V_C y de I_C ; así como también se muestra la forma de onda de i_L durante los periodos transitorios bajo la demanda de la Carga-Ref-2. De igual manera, en la Figura 29 (a) en el momento $t = 0.25 \text{ s}$ cuando $V_F < V_{A \text{ T}}$ se observa el cambio en la dinámica de I_C , en esta prueba, este comportamiento tampoco genera demandas máximas; a pesar de una caída brusca que se aprecia durante el período transitorio.

El cambio en la amplitud de I_C indica el momento en que los paneles FV dejan de generar energía y ambos lazos de control comienzan a trabajar juntos; por esta razón, a partir de este momento la corriente de red presenta mayor distorsión. El nivel de tensión $V_C > V_{A \text{ T}}$ y el flujo de potencia activo entre el CE y la red permiten al inversor continuar

con la generación de referencias de compensación. Como ya se había comentado anteriormente, el algoritmo de control compromete su máxima eficiencia por intentar cumplir con ambos objetivos de control; es por eso que durante el periodo transitorio se observa el desfase entre la onda de I_C respecto a V_C ; sin embargo, la tendencia de la corriente de red es a estabilizarse y a disminuir dicho desfase. La forma de onda de I_C presenta menor distorsión bajo la presencia de esta carga (Carga-Ref-2) debido a que la THD es menor que la Carga-Ref-1

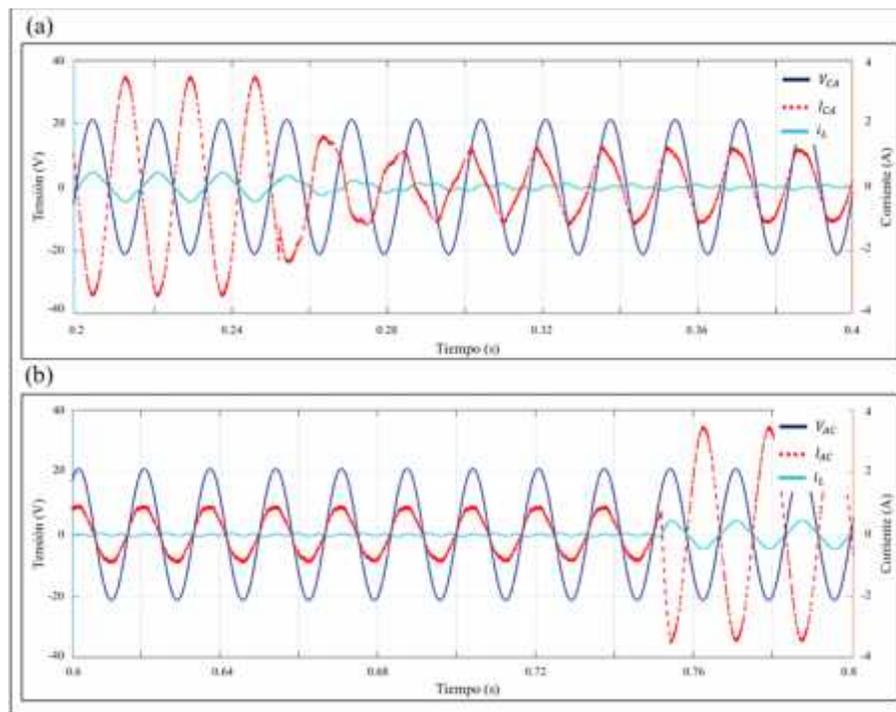


Figura 29. Respuesta transitoria Carga-Ref-2; a) transición a funcionamiento sin fuente de energía, b) transición a funcionamiento con fuente de energía.

Finalmente, se tiene que la Figura 29 (b) muestra que en el tiempo $t = 0.6$ s la forma de onda de corriente I_C ya se estabilizó y no existe desfase respecto a V_C . En el tiempo $t = 0.75$ s cuando $V_F > V_{A T}$ se aprecia el cambio en la dinámica de la corriente del inversor, así como en la corriente inyectada a la red. El cambio de fase de I_C corrobora que la potencia activa generada por el arreglo FV es mayor a la corriente demandada por la Carga-Ref-2 y el excedente es inyectado a la red; la corriente inyectada continúa

presentando un comportamiento idealmente sinusoidal, lo que corrobora que la corriente generada por el inversor continúa cancelando los armónicos presentes.

3.2.3 Respuesta estable

La siguiente simulación del algoritmo de control basado en pasividad corresponde al funcionamiento del inversor en condiciones estables bajo la demanda de la Carga-Ref-1. Primero se presenta la respuesta con fuente de generación por parte de los paneles FV. El objetivo de control es que la corriente i_L siga a la referencia establecida por i_L^* , la cual proporciona la información necesaria para la cancelación de la distorsión armónica causada por la carga no lineal.

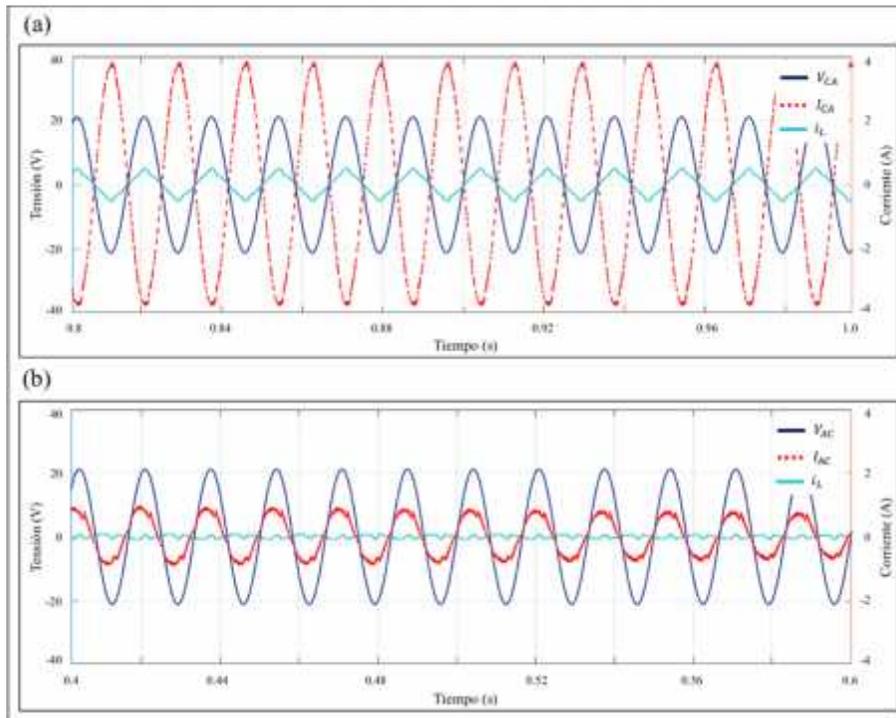


Figura 30. Respuesta estable - Carga-Ref-1; a) i_L con fuente de generación de energía, b) i_L en ausencia de fuente de generación de energía,

En la Figura 30 se presentan las formas de onda de V_C y de I_C ; así como también se muestra la forma de onda de i_L durante el periodo estable. En específico, la Figura 30 (a), muestra la respuesta estable cuando hay generación de energía por parte del arreglo FV; la distorsión presente en la corriente generada por el inversor verifica la presencia de las

componentes armónicas necesarias para la cancelación de los armónicos demandados por la carga no lineal. Por otro lado, la amplitud y fase de la corriente de red de I_C indican que la potencia activa generada por el sistema FV cubre la demanda de corriente generada por la carga e inyecta el excedente a la red eléctrica. A pesar de que el empleo de un inversor multinivel permitiría el aumento en la tasa de utilización de la energía, esto introduciría perturbaciones que afectarían la calidad de la corriente entregada por el inversor [105].

A continuación, los resultados de la simulación del algoritmo de control del inversor en ausencia de fuente de generación por parte de los paneles FV y bajo la demanda de la misma carga (Carga-Ref-1) es mostrada en la Figura 30 (b). La forma de onda de corriente i_L corrobora una presencia mayor de componentes armónicas necesarias para la cancelación de los armónicos demandados por la carga no lineal en comparación con la corriente i_L presente cuando hay generación de energía por parte de los paneles Figura 30 (a); esto es debido a que en ausencia de generación, el inversor cumple con sus dos objetivos de control: 1. generar las referencias de corriente para la cancelación de armónicos, 2. mantener el nivel de tensión del SC. Esto a su vez, genera que la variación en el error de corriente $e = i_L - i_L^*$ sea mayor. La forma de onda de corriente de la red eléctrica I_C presenta una distorsión mayor de la onda sinusoidal debido a la variación entre i_L y su referencia. La menor amplitud y fase de la onda de I_C respecto a V_C indican que el inversor está realizando la correcta cancelación de las componentes armónicas, así como la compensación del FP sin tener fuente de generación disponible.

Ahora se presenta la simulación que corresponde al funcionamiento del inversor en condiciones estables bajo la demanda de la Carga-Ref-2, bajo las condiciones generación por parte de los paneles FV. El objetivo de control continúa siendo que la corriente i_L siga a la referencia establecida por i_L^* .

En la Figura 31 (a) se presentan las formas de onda de V_C y de I_C ; así como también se muestra la forma de onda de i_L durante el periodo estable cuando hay generación de energía por parte del arreglo FV; la distorsión presente en la corriente generada por el inversor verifica la presencia de las componentes armónicas necesarias para la

cancelación de los armónicos demandados por la carga no lineal. Se observa que existe excedente de potencia activa que está siendo inyectado a la red después de cubrir con la demanda de la Carga-Ref-2; la forma de onda de i_c presentan un comportamiento idealmente sinusoidal, lo que corrobora la correcta cancelación de corrientes armónicas, así como el mejoramiento del FP.

Por otro lado, los resultados de la simulación en ausencia de fuente de generación por parte de los paneles FV y bajo la demanda de la misma carga (Carga-Ref-1) es mostrada en la Figura 31 (b). La forma de onda de corriente i_L presenta mayor contenido de componentes armónicas, como ya se comentó anteriormente, esto es debido a que en ausencia de generación, el inversor cumple con sus dos objetivos de control, por lo que el error de corriente $e = i_L - i_L^*$ es mayor; sin embargo el inversor está realizando la correcta cancelación de las componentes armónicas, así como la compensación del FP sin tener fuente de generación disponible.

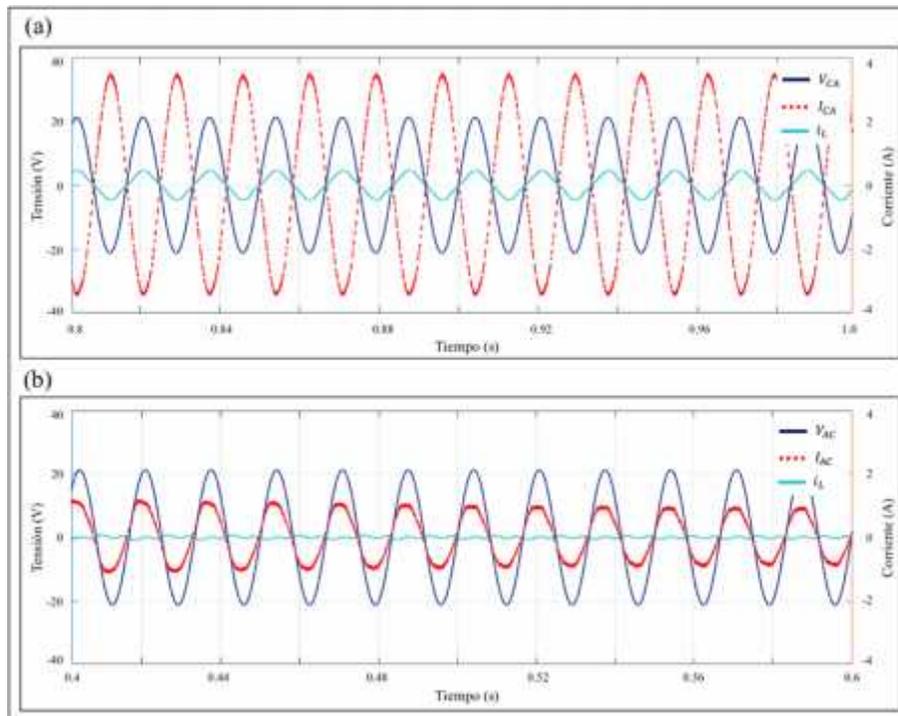


Figura 31. Respuesta estable - Carga-Ref-2; a) i_L con fuente de generación de energía, b) i_L en ausencia de fuente de generación de energía

3.2.4 Cancelación de armónicos

En la Figura 32, se presenta el espectro armónico en funcionamiento con fuente de generación con la Carga-Ref-1 conectada; bajo estas condiciones, se obtuvo una compensación del 3º armónico del 95% y de un 99% del 5º; en ausencia de fuente de generación, el 3º armónico se redujo un 93% y el 5º un 96%. En ambos modos de operación, los armónicos de orden 7º y 9º fueron compensados en un 99%, corroborando con esto la correcta cancelación de la distorsión generada por la carga no lineal.

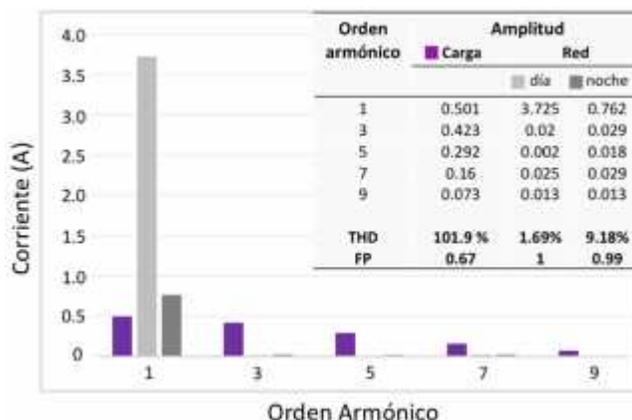


Figura 32. Contenido armónico en I_C después de la cancelación armónica Carga-Ref-1.

Como ya se mencionó anteriormente, el valor de THD describe la distorsión total de la señal de salida respecto a una onda de características ideales; cómo se puede observar en la Figura 32, en ambos estados de control el valor de THD disminuye de un valor de 101.9% hasta un 1.69% cuando hay generación por parte de los paneles FV, y hasta un valor de 9.18% en ausencia de generación. El valor de THD obtenido con generación de energía, es menor al 4.3% reportado en [63], donde se presentan los resultados del funcionamiento de un inversor con capacidad de cancelación de armónicos y compensación de potencia reactiva, obtenidos bajo condiciones similares de simulación.

La tasa de reducción del valor de THD presente, fue de un 98% en presencia de fuente generación y de un 90% en ausencia de la misma; el porcentaje de reducción es mayor al 80% presentado en [61].

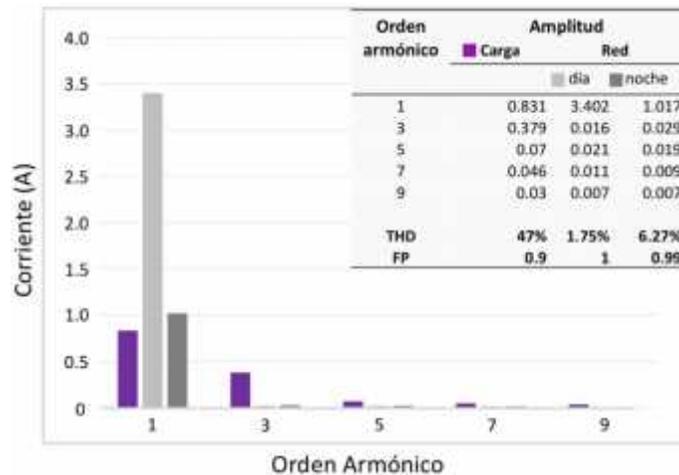


Figura 33. Contenido armónico en i_{Lr} después de la cancelación armónica Carga-Ref-2.

En la Figura 33, se presenta el espectro armónico de compensación con la Carga-Ref-2 conectada; en el caso del funcionamiento con fuente de generación, se obtuvo una compensación del 3º armónico del 96%, y de un 70% en el 5º, 7º y 9º armónico. En el caso de compensación cuando hay ausencia de generación de potencia activa, el 3º armónico se redujo un 92%, el 5º un 67%, el 7º y 9º tuvieron una reducción del 20%. En ambos modos de operación, el porcentaje de compensación es mayor al reportado en [106], donde se presenta un inversor con variación en su modulación por ancho de pulso (PWM) para la reducción de corrientes armónicas, el cual presenta un porcentaje de compensación del 80% en el 3º armónico y un 90% en el 5º, con funcionando normal, es decir, sólo e presencia de fuente de generación.

La tasa de reducción del valor de THD presente, fue de un 97% en presencia de fuente generación y de un 85% en ausencia de la misma; el porcentaje de reducción es mayor al 80% presentado en [61]. Por otro lado, en ambos estados de operación, el valor de THD fue menor al 13.05% presentado en un inversor multinivel con reducción selectiva de armónicos [62]. Sólo en el caso del funcionamiento del sistema con generación de energía por parte de los paneles FV, se obtuvo un valor de THD menor al límite del 8% permisible en México por la norma L0000-45 de CFE [24] y de la norma IEEE 519, la cual establece un 4% [23]. Adicionalmente, con la correcta cancelación de corrientes armónicas, en ambos casos el FP es compensado manteniendo un valor de 0.99, siendo este valor mayor al 0.91 reportado en [56] en un inversor con cancelación de armónicos para

mejorar el FP presente. Además, el valor se encuentra por arriba del límite establecido en México [107]. Por otro lado, también se puede observar que la amplitud de la componente fundamental cuando existe generación a partir de los paneles FV (3.72 A) representa la potencia activa inyectada a la red eléctrica I_G . Este valor de corriente es obtenido del valor de potencia suministrada por lo paneles (P_M) y la tensión presente en la red eléctrica (V_C).

El sistema del inversor es de naturaleza no lineal, y se hace necesario utilizar una técnica de control que considere todos los aspectos que involucran al sistema. Se hace uso de control basado en pasividad de acuerdo con el propósito que se quiere alcanzar: encontrar el balance de energía que permita su utilización eficiente y garantizar con esto la calidad de esta. El diseño del algoritmo de control del inversor basado en pasividad involucra un proceso mayormente ligado a las propiedades físicas del sistema; al determinar la velocidad de conmutación, se tienen control sobre la energía total suministrada al inversor. El funcionamiento del algoritmo de control basado en pasividad propuesto, implica dos fases importantes: (i) la gestión de energía y (ii) la inyección de amortiguación; de tal manera que, el algoritmo de control propuesto es el indicado para incorporar estabilidad y fiabilidad al sistema cuando se trata de conectar a la salida cargas no lineales.

EXPERIMENTAL

3.3 Compensación de potencia reactiva por corrimiento de fase

En el orden de corroborar experimentalmente el funcionamiento del algoritmo de control, se presentan los resultados obtenidos a partir de las pruebas experimentales realizadas en el sistema de baja potencia descrito en el capítulo 2; de igual manera, la prueba se realiza bajo los mismos parámetros del sistema de potencia y de control establecidos en las pruebas de simulación presentadas en la sección 2.7. Para capturar las formas de onda de corriente y tensión se utiliza un osciloscopio Tektronix (TDS2022C), se presentan las capturas de cada prueba realizada donde se visualiza la escala de tiempo empleada; para fines representativos, también se presentan las gráficas generadas con los vectores de datos obtenidos de cada captura.

Se conecta la carga resistiva/inductiva en el PCC como parámetro de referencia de compensación, en la Figura 34 se muestran su caracterización eléctrica; se observan las formas de onda de I_L , I_C y V_C , así como también se muestra el ángulo de desfase y el FP ocasionado cuando dicha carga es conectada.

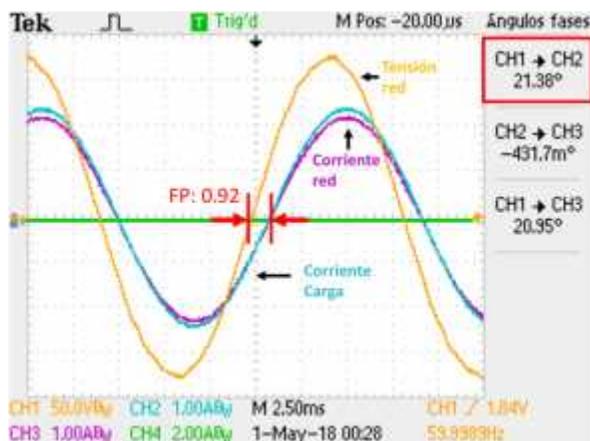
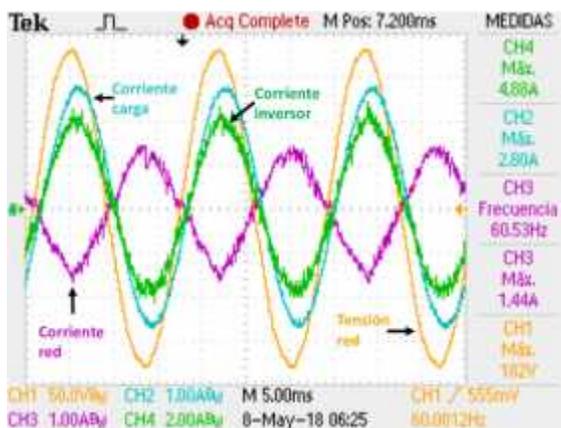


Figura 34. Corrimiento de fase ocasionado por la carga resistiva/inductiva.

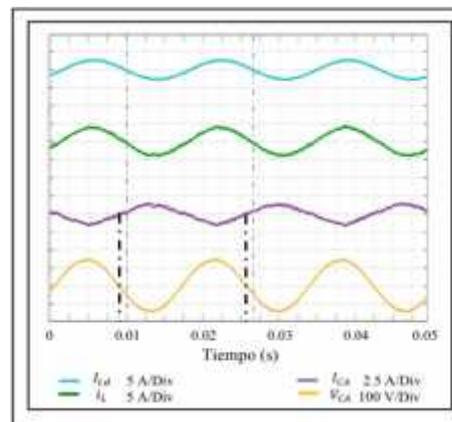
3.3.1 Respuesta en estado estable con fuente de energía

En esta sección se presentan los resultados de funcionamiento del inversor compensando potencia reactiva cuando hay generación de potencia activa por parte del arreglo FV y la carga inductiva de referencia está conectada al PCC.

La Figura 35 (a) muestra la captura del osciloscopio de las formas de onda de I_C , i_L , I_C y V_C , mientras que en la Figura 35 (b) se grafican los vectores de datos para un análisis detallado. La amplitud de I_C indica que la demanda de potencia de la carga es suministrada por la potencia activa generada por el arreglo FV; además, se observa que su forma de onda está a contrafase respecto a V_C , hecho que confirma la inyección del excedente de potencia activa, en este caso, la red sólo suministra / recibe potencia activa [26] en este caso 1,44 A. La fase indica que el inversor compensa la potencia reactiva demandada por la carga conectada, y regula con éxito la corriente suministrada al PCC. Por otro lado, la amplitud de i_L fue 4,88 A, dependiente de la potencia activa generada por los paneles FV; así como de la potencia reactiva a compensar. En este caso, se corrobora que el funcionamiento del sistema de potencia es determinado por la generación de energía del arreglo FV. Se corrobora el funcionamiento del inversor realizando la compensación de potencia reactiva cuando existe generación de potencia activa por parte del arreglo los paneles FV.



a)



b)

Figura 35. Compensación FP con generación de energía a) captura osciloscopio, b) gráfica vector de datos.

3.3.2 Respuesta estable sin fuente de energía

Se presentan los resultados de compensación de potencia reactiva cuando no hay generación de potencia activa disponible por parte del arreglo FV. La Figura 36 (a) muestra la captura del osciloscopio las formas de onda de I_C , I_L , I_{Ca} y V_C , así como también la Figura 36 (b) muestra la gráfica de los vectores de datos obtenidos. En este modo de operación, la referencia de carga inductiva continúa conectada al PCC y el comportamiento del sistema es determinado por el hecho de que ambos lazos de control se encuentran trabajando al mismo tiempo.

Cuando no hay generación de potencia activa por parte del arreglo FV, la forma de onda de I_C se encuentra en fase con V_C ; en este modo de operación, la función de compensación de potencia reactiva del inversor sigue funcionando y la corriente inyectada a la red es de 3.20 A suficiente para compensar la corriente demandada por la carga inductiva conectada. El nivel de tensión de $V_S > V_C$ y el flujo de potencia activa entre el módulo de SC y la red permiten al inversor continuar con la generación de referencias de compensación de potencia reactiva. Debido a las características inherentes de intermitencia y la fluctuación en la generación de energía por los paneles FV, el módulo de SC contribuye a la gestión de energía, así como a atenuar las fluctuaciones de potencia [28].

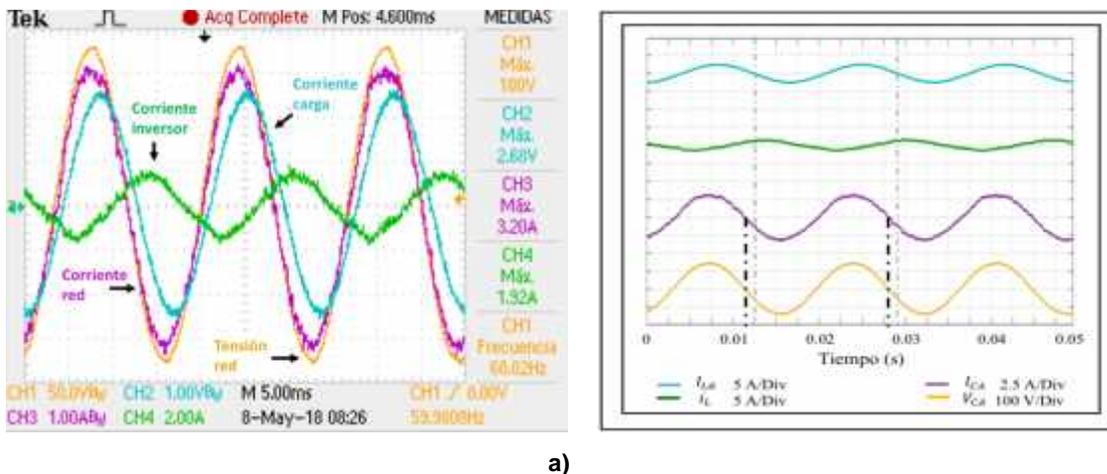


Figura 36. Resultados experimentales a) compensación FP sin generación de energía, a) captura osciloscopio, b) gráfica vector de datos.

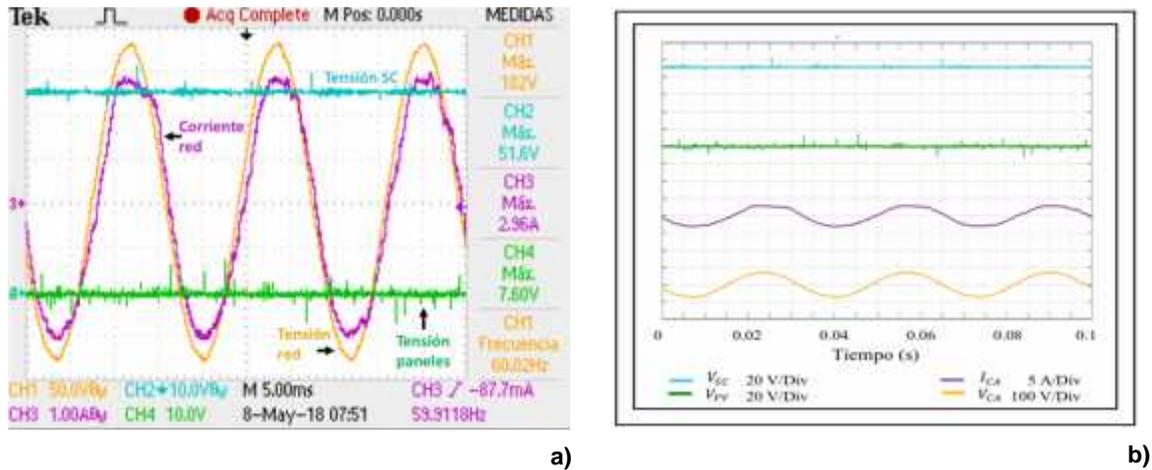


Figura 37. Respuesta estable sin fuente de generación V_{Δ} respecto a V_{β} , a) captura osciloscopio, b) gráfica vector de datos.

Debido a que la dinámica en la tensión en el módulo de SC es lenta, su forma de onda no muestra variación en períodos cortos de tiempo, como se observa en la captura del osciloscopio y en la gráfica del vector de datos mostradas en la Figura 37; esto es determinado por la respuesta de control PI, la cual involucra dos parámetros: la respuesta proporcional error, así como la respuesta integral del mismo. Estos parámetros influyen en la respuesta transitoria y estable del lazo de control de tensión del módulo de SC. La amplitud de i_L es 1.92 A, y depende de la ausencia de generación de potencia activa por parte del arreglo FV. Los resultados de las pruebas experimentales corroboran que la estrategia de control de compensación de potencia reactiva propuesta opera en condiciones normales, así como en generación intermitente, proporcionando una corrección del factor de potencia 24 h al día. Ha sido reportado inversores con funciones STATCOM y soporte a la red en condiciones críticas; sin embargo, la estrategia experimental es más compleja y la implementación se lleva a cabo con tarjetas de desarrollo más robustas [9,30]. Uno de los factores determinantes en la eficiencia durante la implementación propuesta, es el uso del módulo de SC. Se reporta el uso de SC para incrementar la capacidad de generación de potencia activa de un STATCOM en aerogeneradores de velocidad fija [31]. En este caso, la alta densidad de potencia de los SC contribuye a la amortiguación de las oscilaciones que pueda presentar la potencia, así como a la compensación reactiva en el sistema de baja potencia. Por lo tanto, la

incorporación del SC permitió la operación 24/7 del inversor, ya que representa una fuente virtual de energía y proporciona la capacidad de manejar la compensación de potencia reactiva en todo momento.

3.3.3 Respuesta transitoria

En esta sección se presentan los resultados experimentales que corresponden al funcionamiento del inversor en los periodos transitorios de generación de energía con la carga resistiva/inductiva conectada al PCC. La prueba se realiza sometiendo al sistema FV al cambio en la dinámica de la generación de energía. La Figura 38 muestra la forma de onda de I_C , V_C , V_F y V_S obtenida de la captura del osciloscopio y la gráfica de los datos obtenidos, se observa la transición que se produce cuando la generación de potencia activa por parte del arreglo FV deja de estar disponible.

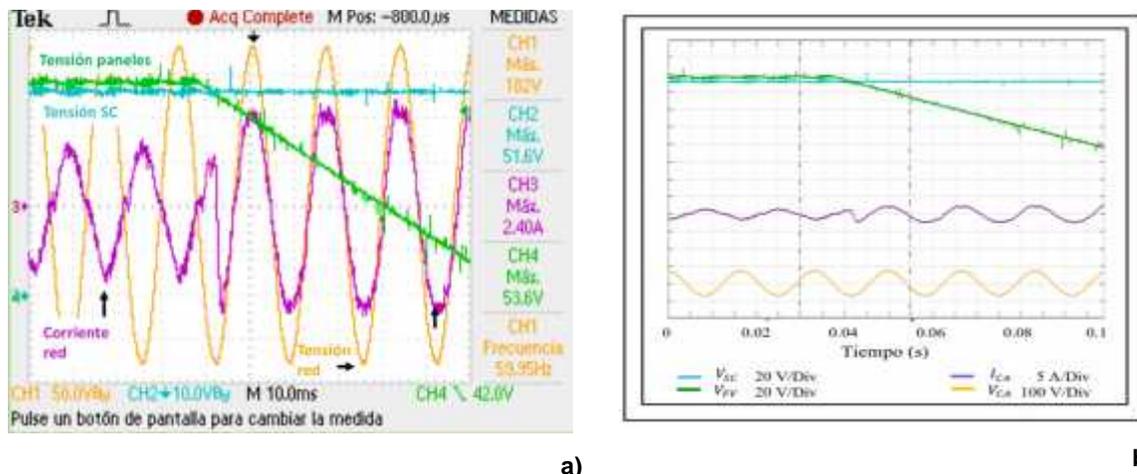


Figura 38. Respuesta transitoria; a) transición a funcionamiento sin fuente de energía, a) captura osciloscopio, b) gráfica vector de datos.

Durante el periodo de tiempo $t = 0$ s y $t = 40$ m , la dinámica de la forma de onda de la corriente de red corrobora que la potencia activa por parte de los paneles FV está disponible $V_P > V_P$, y el excedente de potencia activa es suministrado a la red. En el tiempo $t = 40$ m el cambio en la dinámica en I_C confirma el momento en el que la generación de potencia activa deja de estar disponible; en este momento, la fase de I_C deja de ser negativa y su amplitud aumenta, lo que indica que la red suministra la potencia demandada por la carga conectada; sin embargo, el inversor continua generando

la referencia de compensación a pesar de no haber potencia activa disponible, es por eso que la corriente inyectada por el inversor continúa compensando la potencia reactiva demandada por la carga conectada.

Cuando $V_F < V_D$ se genera la referencia que activa el lazo de control PI; en este momento, se observa que la dinámica de V_S no cambian a pesar de que ambos lazos de control comienzan a trabajar al mismo tiempo. Cuando $V_S > V_{E T}$ el módulo de SC es la fuente virtual de energía para el sistema de potencia; el flujo de potencia activa entre el SC y la red permite al inversor continuar con la generación de referencias de compensación.

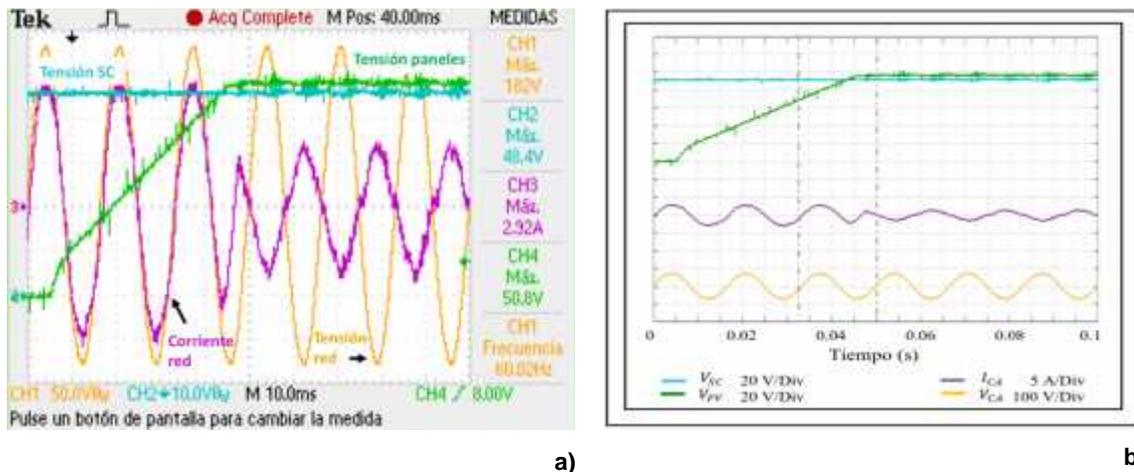


Figura 39. Respuesta transitoria; a) transición a funcionamiento con fuente de energía, a) captura osciloscopio, b) gráfica vector de datos.

Por otro lado, en la Figura 39 se presentan la captura y la gráfica de los vectores de datos generados en el periodo transitorio, cuando la generación de potencia activa por parte del arreglo FV comienza a estar disponible. La dinámica de la forma de onda de I_C corrobora que la estabilidad del sistema en este periodo de transición se mantiene, y la función de compensación de potencia reactiva por parte del inversor no se ve afectada por el cambio en la dinámica de la generación de potencia activa por parte del arreglo FV. Cuando la generación de energía por parte del panel FV es intermitente, el módulo de SC suaviza las fluctuaciones de potencia [28], dado que los SC tienen la capacidad de responder a los cambios rápidos en la dinámica de los sistemas FV [29].

El inversor proporciona la interfaz de electrónica de potencia en el sistema FV, lo que permite el intercambio de potencia reactiva apropiado con la red y proporciona soporte de potencia reactiva manteniendo el nivel de tensión dentro de los límites operativos.

3.4 Cancelación de armónicos por demanda de cargas no lineales y compensación de potencia reactiva por corrimiento de fase

En esta sección se presentan los resultados de las pruebas experimentales del funcionamiento del inversor con el algoritmo de control propuesto, estas pruebas se realizan bajo la presencia de dos cargas con contenido armónico utilizadas como referencia para la cancelación de armónicos. Los parámetros del sistema de potencia y de control son los iguales a los establecidos en las pruebas de simulación presentadas en la sección 3.2.

A continuación, se presentan la caracterización eléctrica de las cargas empleadas en estas pruebas. En la Figura 40 (a) se muestra la forma de onda de corriente I_C que demanda la Carga-Ref-1 cuando se encuentra conectada al PCC; de igual manera, en la Figura 40 (b) se presenta su contenido armónico y su nivel de THD; el factor de potencia que genera el contenido armónico es de 0.67.

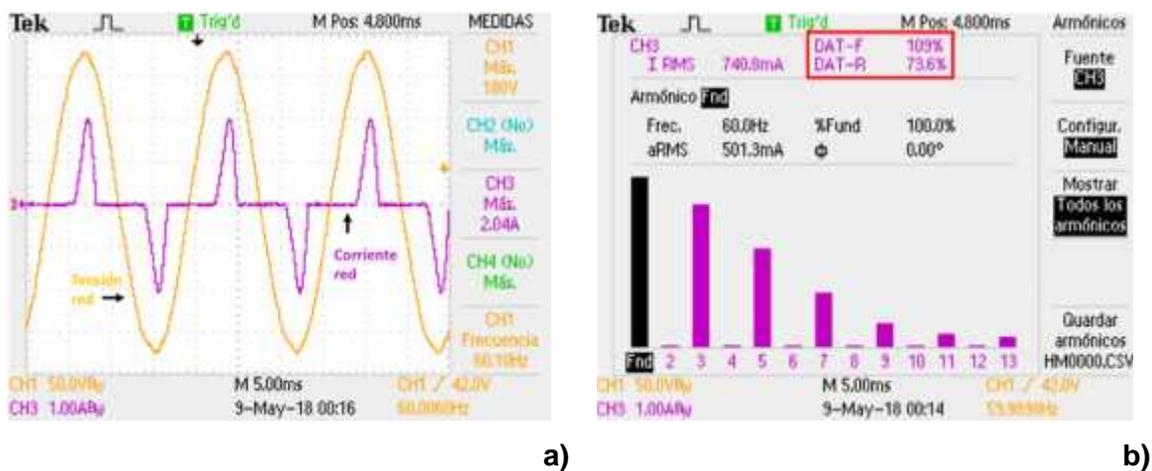


Figura 40. Caracterización eléctrica Carga-Ref-1; a) forma de onda de corriente, b) espectro armónico y nivel de THD.

De igual manera, se presentan la caracterización eléctrica realizada a la Carga-Ref-2, esta carga presenta contenido armónico y genera un factor de potencia de 0.9 por corrimiento de fase; en la Figura 41 (a) se presenta la forma de onda que demanda y en la Figura 41 (b) se muestra su contenido armónico y su nivel de THD.

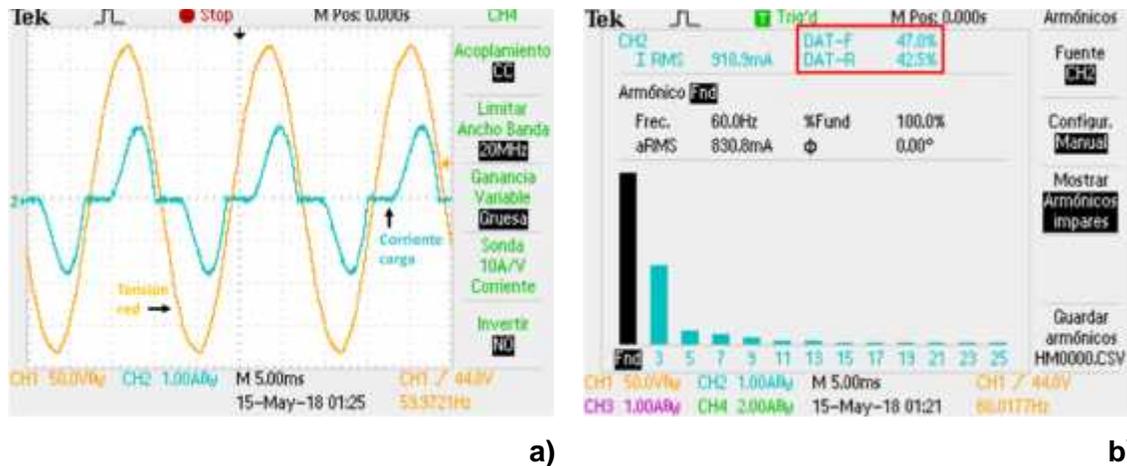


Figura 41. Caracterización eléctrica Carga-Ref-2; a) forma de onda de corriente, b) espectro armónico y nivel de THD.

3.4.1 Respuesta estable con fuente de generación activa

- Carga-Ref-1

La primera prueba experimental corresponde al funcionamiento del inversor en condiciones de generación de energía estable. La Figura 42 (a) muestra la dinámica de las formas de onda de i_L , I_C y V_C obtenidas de la captura del osciloscopio, así como en la Figura 42 (b) se presenta la gráfica de los vectores de datos obtenidos cuando la Carga-Ref-1 se encuentra conectada (i_L).

Lo primero que es importante observar, es que la corriente de carga corrobora que la Carga-Ref-1 se encuentra conectada y su forma de onda representa una demanda con contenido armónico. Con respecto a la corriente del inversor, se observa que presenta

una onda distorsionada, es posible observa a detalle que dicha corriente presenta picos de corriente, esto representa la presencia de componentes armónicas.

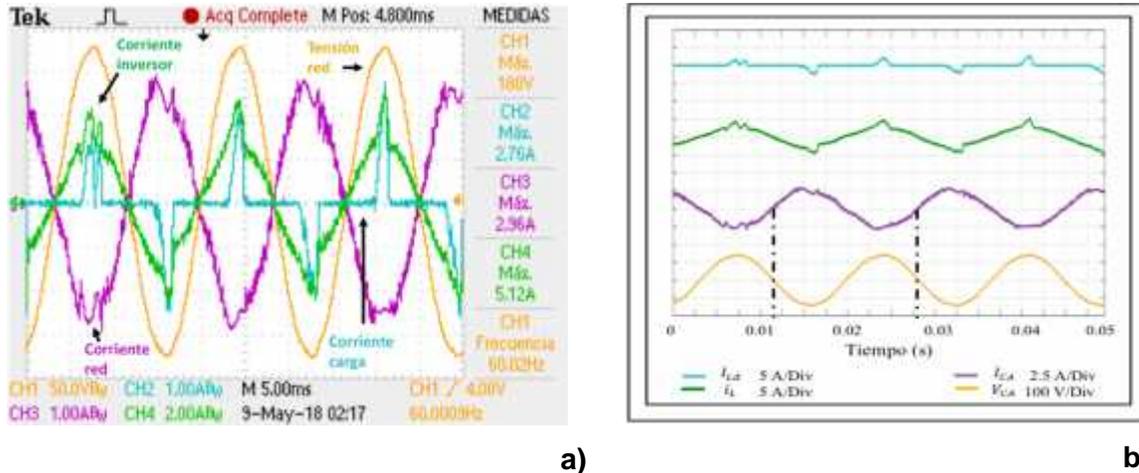


Figura 42. Respuesta estable Carga-Ref-1; a) comportamiento con generaci3n de energa, a) captura osciloscopio, b) grfica vector de datos.

Las ondas arm3nicas coinciden con perturbaciones presentes en la forma de onda de corriente de carga; hecho que corrobora la correcta obtenci3n y seguimiento de las referencias de compensaci3n. El control realiza su tarea de manera correcta, ya que permite que la corriente del inversor siga de manera adecuada a dicha referencia generando una corriente con las fases arm3nicas opuestas, pero del mismo tamao de las perturbaciones para cancelarlas.

Como resultado se tiene que la corriente inyectada a la red, a pesar de contener distorsi3n, presenta un comportamiento con tendencia a ser sinusoidal. La distorsi3n es resultado de la presencia de arm3nicos resultantes de las altas frecuencias de conmutaci3n de los IGBT's del inversor. La corriente de red est3 en fase negativa con respecto a la tensi3n de red, lo que significa que la potencia activa generada por el arreglo FV es suficiente para cumplir con la demanda de la carga y el excedente est3 siendo inyectado a la red.

- Carga-Ref-2

En la Figura 43 se observa la dinámica de las formas de onda de I_L , I_C y V_C , obtenidas de la captura del osciloscopio, así como la gráfica de los vectores de datos obtenidos cuando la Carga-Ref-2 se encuentra conectada (I_L).

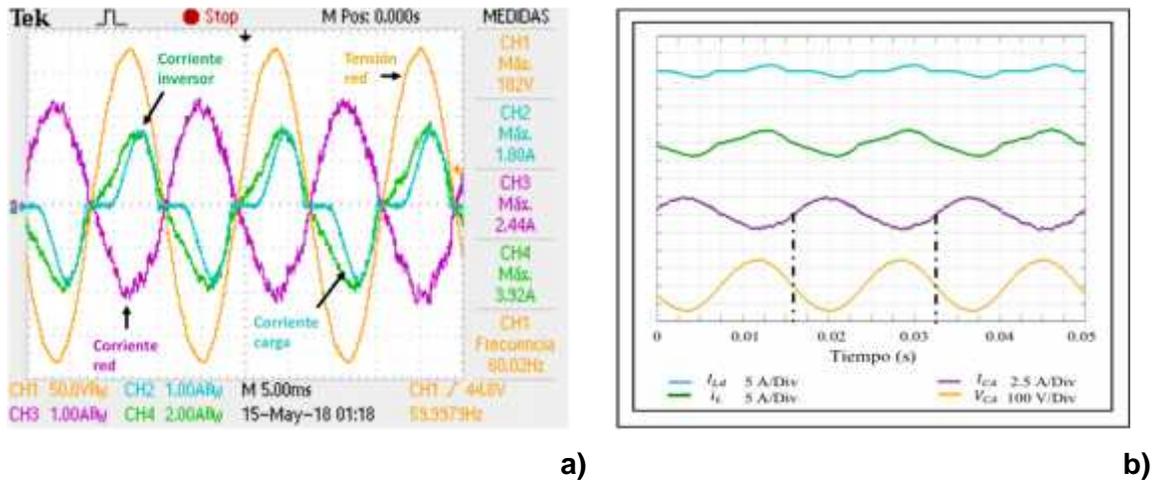


Figura 43. Respuesta estable Carga-Ref-2; comportamiento con generación de energía, a) captura osciloscopio, b) gráfica vector de datos.

En este caso, también se observa que la forma de onda de corriente de carga corrobora que la Carga-Ref-2 se encuentra conectada al PCC y demanda una corriente con contenido armónico, en este caso también genera factor de potencia por corrimiento de fase. Por otro lado, la forma de onda de la corriente del inversor presenta distorsión y se observa que dicha corriente coincide en algunos puntos con las perturbaciones presentes en la forma de onda de corriente de carga, hecho que corrobora una correcta obtención de las referencias de compensación. El control obtiene las referencias de compensación y realiza su correcto seguimiento, esto permite al inversor generar la corriente que contiene las componentes armónicas con fase opuesta, pero del mismo tamaño para cancelar las generadas por la carga conectada, de igual manera se compensa la potencia reactiva presente. Como resultado se tiene que la corriente inyectada a la red presenta un comportamiento con tendencia a ser sinusoidal en fase negativa con respecto a la tensión de red, lo que indica que la potencia activa generada por los paneles FV es suficiente para cubrir la demanda de la carga y el excedente está siendo inyectado a la red.

3.4.2 Respuesta estable sin fuente de generación activa

- Carga-Ref-1

En este modo de operación no hay disponibilidad de fuente de generación de energía por parte de los paneles FV, la Carga-Ref-1 se encuentra conectada y su forma de onda representa la demanda de corriente con contenido armónico, así como el corrimiento de fase generado por la presencia de potencia reactiva. En la Figura 44 (a) se presenta la dinámica de las formas de onda de i_L , i_C y V_C obtenidas de la captura del osciloscopio cuando la Carga-Ref-1 se encuentra conectada (i_L); la Figura 44 (b) muestra la gráfica de los vectores de datos. Se observa que la corriente del inversor presenta una forma de onda distorsionada y es posible observar a detalle que dicha corriente presenta picos pronunciados de corriente, esto corrobora la presencia de componentes armónicas, y se observa que dichos armónicos coinciden con perturbaciones presentes en la forma de onda de corriente de carga.

La forma de onda de corriente que genera el inversor contiene las componentes armónicas de igual tamaño, pero en fase opuesta que las componentes demandadas por la carga; esto corrobora que el algoritmo de control realiza la correcta obtención de referencias y garantiza que el inversor siga de manera adecuada dicha referencia.

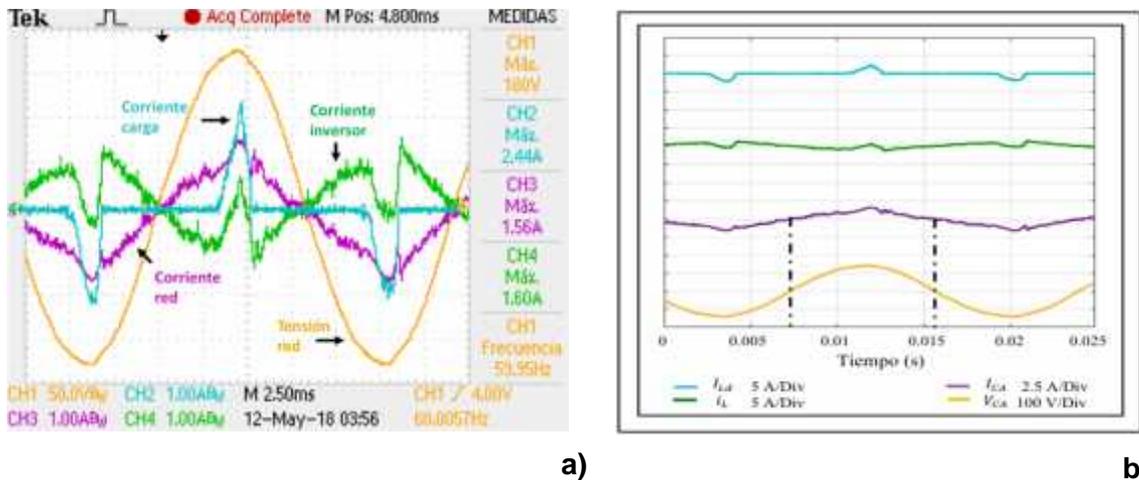


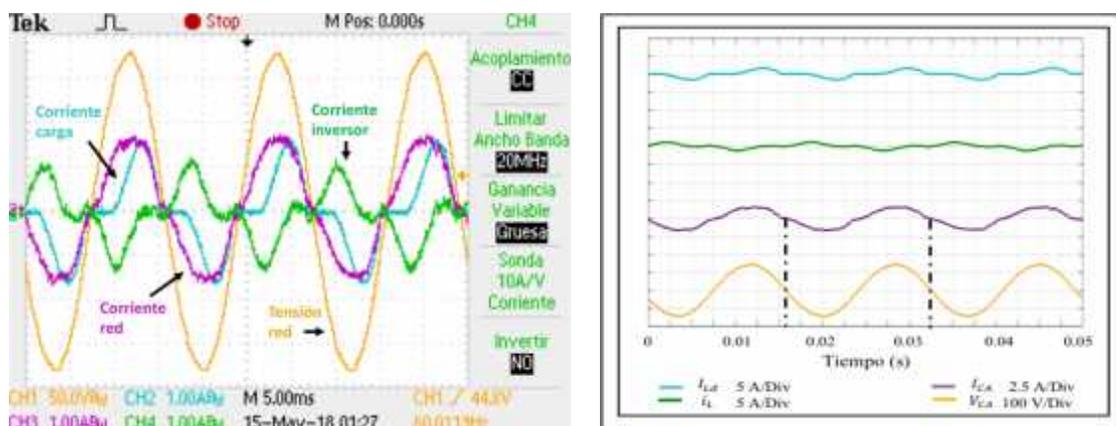
Figura 44. Respuesta estable Carga-Ref-1; comportamiento sin generación de energía, a) captura osciloscopio, b) gráfica vector de datos.

Por otro lado, se corrobora que el lazo de control PI regula la tensión en el CE y permite al inversor extender el periodo de funcionamiento para continuar con la generación de corriente de compensación. Por lo tanto, el lazo de control PI controla el flujo de energía proveniente de la red y la potencia demandada de la carga del inversor.

Se observa que la forma de onda de corriente inyectada a la red presenta un mayor contenido armónico, esto se debe al hecho de que en ausencia de generación el rendimiento del algoritmo de control es determinado por el funcionamiento de los dos lazos de control al mismo tiempo; además la ausencia de potencia activa genera que los armónicos sean más significativos. Por otro lado, se observa que la fase de la corriente inyectada a la red es positiva con respecto a la tensión de red, lo que significa que la potencia activa fluye del capacitor a la red permitiendo al inversor continuar en operación, y generar la corriente con las componentes armónicas en fase y de igual tamaño necesarias para cancelar las demandadas por la carga conectada.

- Carga-Ref-2

En la Figura 45 (a) se presenta la dinámica de las formas de onda de i_L , i_C y V_C obtenidas de la captura del osciloscopio cuando la Carga-Ref-2 se encuentra conectada (I_L) y no hay disponibilidad de fuente de generación de energía por parte de los paneles FV y la Carga-Ref-2 se encuentra conectada; para fines representativos en la Figura 45 (b) se presenta la gráfica de los vectores obtenidos de las capturas; la forma de onda corrobora la demanda de corriente con contenido armónico.



a)

b)

Figura 45. Respuesta estable Carga-Ref-2; comportamiento sin generación de energía, a) captura osciloscopio, b) gráfica vector de datos.

En la Figura 45(a) se observa que la corriente del inversor muestra una forma de onda distorsionada; se observa a detalle la presencia de picos pronunciados de corriente correspondientes a los armónicos a cancelar. Las ondas armónicas tienen fase opuesta e igual tamaño, y coinciden con las perturbaciones presentes en la forma de onda de corriente de carga. Una vez más, este hecho que corrobora la correcta obtención de las referencias de compensación por parte del algoritmo de control; en todo caso, el control realiza su objetivo de manera correcta, ya que garantiza que la corriente del inversor realice el seguimiento de la referencia de compensación. Por otro lado, se tiene que el lazo de control PI regula la tensión en el CE y permite al inversor extender su periodo de funcionamiento generando la corriente de compensación en periodos de ausencia de generación por parte del arreglo FV.

3.4.3 Respuesta transitoria

- Carga-Ref-1

La siguiente prueba corresponde al funcionamiento del inversor en los periodos transitorios de generación de energía con la carga Carga-Ref-1 conectada al PCC. En la Figura 46 (a) se presentan los perfiles de I_C , V_C , V_F y la tensión del capacitor (V_C) obtenidas de la captura del osciloscopio, para fines representativos, en la Figura 46 (b) se muestra la gráfica de los vectores de datos obtenidos de dichas capturas. En el tiempo $t = 0.50 \text{ m}$ ocurre el periodo de transición en el que después de existir la generación de energía por parte del arreglo FV, esta deja de estar disponible; cuando $V_F < V_C$ de la red, se genera la referencia que activa el lazo de control PI.

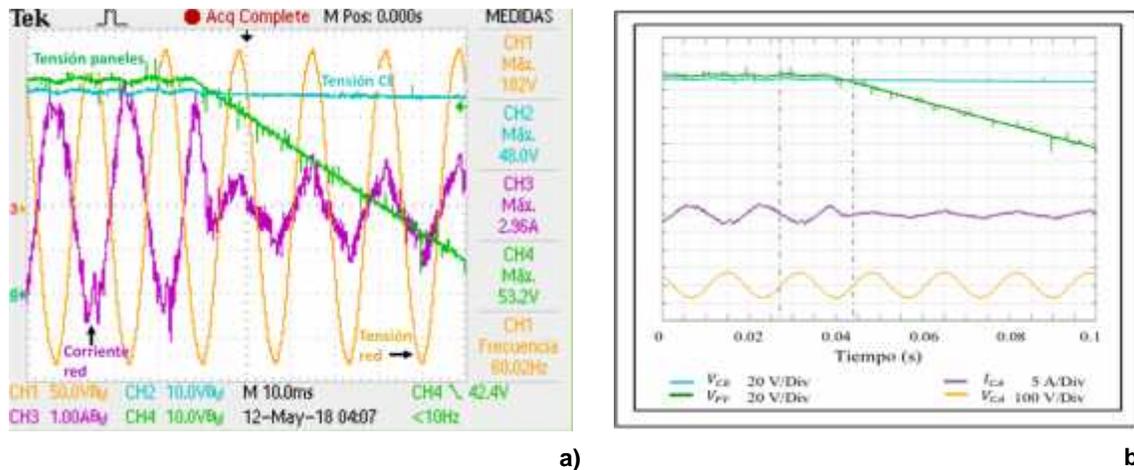


Figura 46. Respuesta transitoria Carga-Ref-1; transición a funcionamiento sin fuente de energía, a) captura osciloscopio, b) gráfica vector de datos.

No se observa caída de tensión en el comportamiento del V_C en el momento en que ambos lazos de control comienzan a funcionar en conjunto: la rápida respuesta en el control de tensión es determinada por la parte proporcional del control PI, por lo tanto, el valor de V_C muestra un comportamiento con tendencia a permanecer estable en el valor de referencia establecido. La tensión en el CE aumenta o disminuye de manera rápida, por lo que en esta evaluación experimental del desempeño del algoritmo de control, la variación en el valor de tensión no representa problema en el funcionamiento del inversor.

En períodos de generación intermitente o nula de energía, la tensión de los paneles FV cae por debajo del valor pico de la red, en ese momento, el CE es la fuente de alimentación virtual que permite al inversor continuar en funcionamiento y generar la corriente de compensación de componentes armónicas. El lazo de control PI genera la referencia de tensión que garantiza que el V_C sea controlado en el valor de referencia de tensión establecido y con esto facilitar el flujo de potencia activa y reactiva entre el CE y la red; esto es lo que permite al inversor continuar en operación generando la referencia de corriente de compensación.

Por otro lado, la dinámica en la forma de onda de la corriente de red cambia de fase; cuando hay generación de energía la red se encuentra en fase contraria a la tensión de red debido a que existe potencia activa excedente que está siendo inyectada a la red; cuando la generación de energía deja de estar disponible, la dinámica en la forma de

onda cambia y la corriente de red se encuentra en fase con la tensión de red. En este caso, se está demandando energía a la red para mantener el nivel de tensión del CE; este flujo de energía entre la red y el CE permite al inversor continuar en operación.

En la Figura 47 (a) se presenta la dinámica de las formas de onda de I_C , V_C , V_F y la tensión V_C obtenidas de la captura del osciloscopio durante el periodo de transición; en este momento, la generación de energía por parte del arreglo FV comienza a estar disponible. La prueba corresponde al funcionamiento del inversor bajo la demanda de la Carga-Ref-1. Con fines representativos, en la Figura 47 (b) se presenta la gráfica de los vectores de datos de cada una de las ondas.

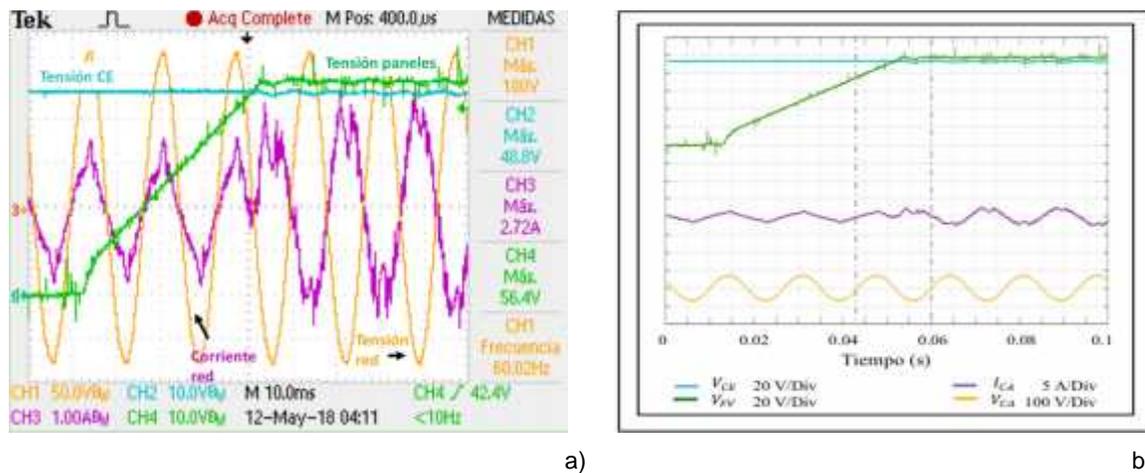


Figura 47. Respuesta transitoria Carga-Ref-1; transición a funcionamiento con fuente de energía, a) captura osciloscopio, b) gráfica vector de datos.

Se observa que, durante el periodo de transición, se genera distorsión en la forma de onda de la corriente de red; sin embargo, le toma un ciclo estabilizarse y continuar con el seguimiento de la referencia. En este caso, la dinámica en la forma de onda de la corriente de red cambia; cuando no hay generación de energía, la corriente de red se encuentra en fase con la tensión de red debido a que en ese estado, se estaba demandando energía a la red para mantener el nivel de tensión del CE; cuando la generación de energía comienza a estar disponible, la fase de corriente de red cambia y debido a que hay potencia activa excedente, se encuentra en contrafase con la tensión de red.

El lazo de control PI continúa generando la referencia de tensión que garantiza que el V_C se mantenga al nivel establecido por la referencia de tensión establecida y permitir el flujo de potencia activa entre el CE y la red; esto es lo que garantiza al inversor continuar en operación y generando la referencia de corriente de compensación.

- Carga-Ref-2

A continuación, se presentan los resultados de la prueba correspondiente al funcionamiento del inversor en el periodo de transición bajo la demanda de la Carga-Ref-2. En la Figura 48 (a) se presentan los perfiles de I_C , V_C , V_F y la tensión V_C obtenidos de la captura del osciloscopio; en el periodo de transición, la generación de energía por parte del arreglo FV deja de estar disponible. La prueba corresponde al funcionamiento del inversor bajo la demanda de la Carga-Ref-1. Con fines representativos, en la Figura 48 (b) se presenta la gráfica de los vectores de datos de cada una de las ondas.

En el tiempo $t = 0.50 \text{ m}$ deja de estar disponible la generación de energía por parte del arreglo FV; cuando se cumple la condición $V_F < V_C$ se cumple la referencia que activa el lazo de control PI y ambos lazos de control comienzan a funcionar en conjunto. En la Figura 48 (b) se observa que la dinámica de la forma de onda de V_C no cambia; en este caso, no se presenta una caída de tensión debido a la rápida respuesta del lazo control de tensión, determinado por la parte proporcional del control PI, es por eso que la forma de onda de V_C muestra un comportamiento con tendencia a permanecer estable en el valor de referencia establecido. Durante el periodo de transición la dinámica de I_C cambia y pasa a estar en fase con V_C debido a la ausencia de potencia activa por parte del arreglo FV. En este estado, se demanda potencia a la red y el flujo de energía entre la red y el CE mantiene al inversor en operación, lo que le permite continuar generando la corriente que contiene las referencias de compensación.

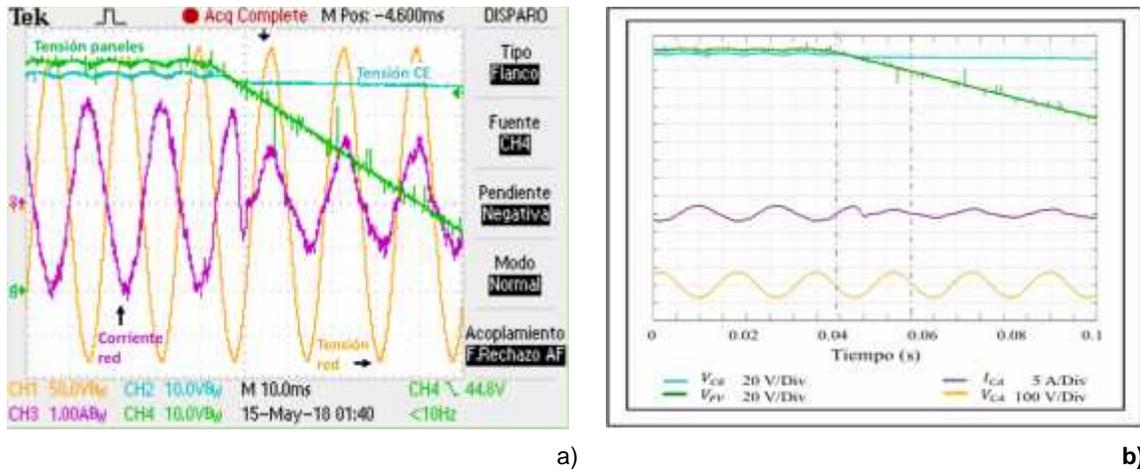


Figura 48. Respuesta transitoria Carga-Ref-2; transición a funcionamiento sin fuente de energía, a) captura osciloscopio, b) gráfica vector de datos.

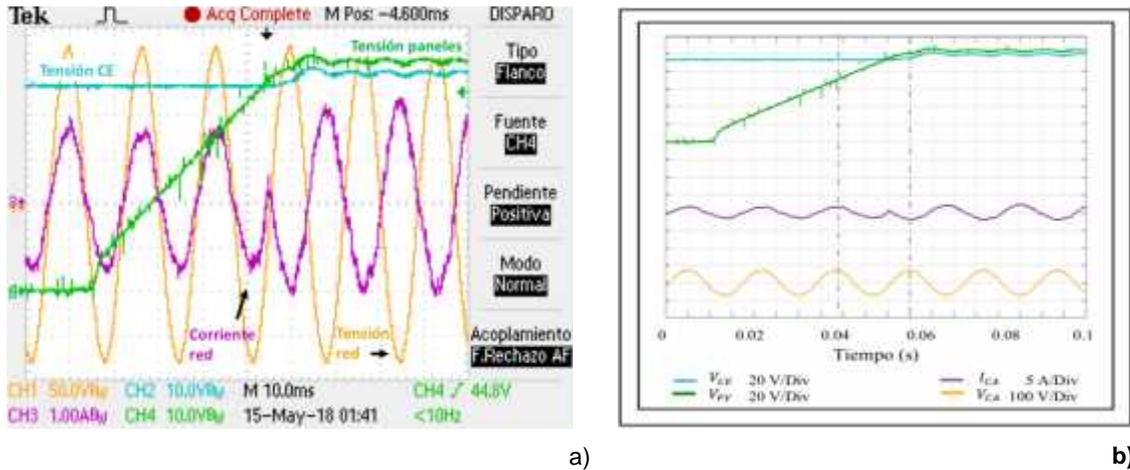


Figura 49. Respuesta transitoria Carga-Ref-2; transición a funcionamiento con fuente de energía, a) captura osciloscopio, b) gráfica vector de datos.

El periodo de transición en el que la potencia activa comienza a estar disponible y la Carga-Ref-2 se encuentra conectada se muestra en la Figura 49 (b); en el momento $t = 0.60 \text{ m}$ cuando $V_F > V_{C_T}$ deja de estar funcionando el lazo de control PI y ocurre un cambio abrupto en la dinámica de I_C estabilizándose en un ciclo; en ese momento, la forma de onda comienza a estar en contrafase con V_C y existe un cambio en la amplitud,

lo que corrobora la generación de potencia activa por parte del arreglo FV; la amplitud y fase indican que después de cubrir la demanda de energía generada por la carga, el excedente está siendo inyectado a la red.

Cuando hay generación de potencia activa, la corriente de red presenta menor distorsión, debido a que el algoritmo de control sólo está cumpliendo con el objetivo de un lazo de control y lo realiza de una manera más rápida y dinámica; el comportamiento idealmente sinusoidal de I_c corrobora la cancelación de armónicos. Por otro lado, los armónicos presentes después de la compensación son menos significativos bajo la presencia de potencia activa.

3.4.4 Cancelación de armónicos

- Carga-Ref-1

En la Figura 50 (a), se presenta la captura de pantalla del osciloscopio del espectro armónico de la corriente de red cuando la carga Carga-Ref-1 se encuentra conectada al PCC y hay fuente de generación activa por parte del arreglo FV. Tomando como referencia la caracterización eléctrica de la corriente que demanda la carga presentada en la Figura 40, se tiene que la corriente que se inyecta a la red, contiene un espectro armónico donde se obtuvo una compensación del 84% del 3º armónico, de un 66% del 5º; un 85% del 7º y un 70% del 9º; el valor de la THD describe la distorsión total de la señal de salida respecto a una onda de características ideales; como se observa, el valor de la THD en este estado, disminuye de un valor de 101.9% hasta un 10.7%.

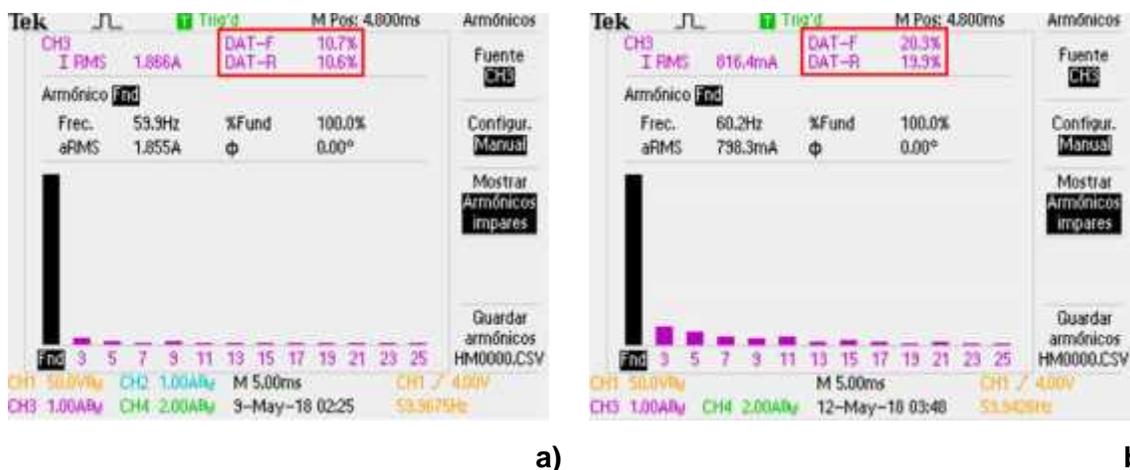


Figura 50. Contenido armónico en i_c después de la cancelación armónica Carga-Ref-1; a) con fuente de generación, b) sin fuente de generación.

Por otro lado, en la Figura 50 (b) se presenta el espectro armónico de la corriente demandada a la red cuando la carga Carga-Ref-1 continúa conectada al PCC, pero la generación de potencia activa por parte del arreglo FV no está disponible; en este modo de operación, se está demandando potencia a la red para extender el periodo de operación del inversor; se observa que cuando el inversor continúa generando la corriente de compensación, se obtuvo una reducción del 66% en el 3º armónico, el 5º y 7º disminuyeron su amplitud en un 80%, y el 9º un 66%. En cuanto al valor de THD, se redujo su valor hasta un 20.3 %, la tasa de reducción es similar al 80% presentado en

[61]. En la Tabla 3.6 se presentan los valores numéricos del contenido armónico en ambos modos de operación.

Tabla 3 6. Contenido armónico después de cancelación Carga-Ref-1

Orden armónico	Amplitud (A)		
	Carga	Red	
		Día	Noche
Fundamental	0.501	1.804	0.803
Tercero	0.423	0.068	0.118
Quinto	0.292	0.100	0.059
Séptimo	0.160	0.025	0.034
Noveno	0.073	0.022	0.025
FP	0.6	0.99	0.99
THD	1 .1%	1 .7%	2 .3%

- Carga-Ref-2

En la Figura 51, se presenta la captura de pantalla del osciloscopio del espectro armónico de la corriente de red cuando la Carga-Ref-2 está conectada al sistema FV y el inversor se encuentra en funcionamiento con fuente de generación disponible por parte del arreglo FV.

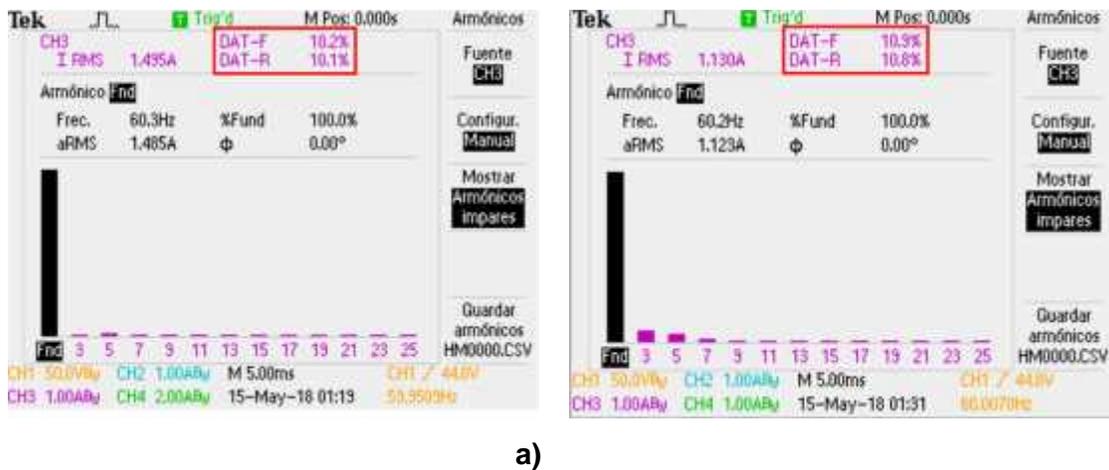


Figura 51. Contenido armónico en I_r después de la cancelación armónica Carga-Ref-2; a) con fuente de generación, b) sin fuente de generación.

Tomando como referencia la caracterización eléctrica de la Carga-Ref-2 mostrada en la Figura 41, se tiene que bajo estas condiciones de operación la corriente que está siendo suministrada a la red presenta un espectro armónico donde el 3º armónico del tuvo una tasa de compensación del 95%, una compensación de un 55% del 5º; mientras que el 7º se redujo en un 66% y el 9º en un 20%. Los valores obtenidos del espectro armónico corroboran cancelación de armónicos, ya que el valor de THD disminuyó de un valor de 47% hasta un 10.2% cuando hay generación de energía por parte del arreglo FV.

Por otro lado, en la Figura 51 (b) se muestra el espectro armónico cuando la generación de potencia activa por parte de los paneles FV no se encuentra disponible; como la carga Carga-Ref-2 continúa conectada al PCC, el sistema FV está demandando corriente a la red para mantener en funcionamiento al inversor y suministrar la demanda de la carga. El inversor continúa generando la corriente de compensación en ausencia de fuente de generación, el algoritmo de control demanda corriente de la red para mantener el valor del CE y permitir al inversor extender el periodo de operación.

Contenido
después de
Carga-Ref-2

Orden armónico	Amplitud (A)		
	Carga	Red	
		Día	Noche
Fundamental	0.831	1.484	1.121
Tercero	0.379	0.017	0.070
Quinto	0.070	0.032	0.062
Séptimo	0.046	0.016	0.029
Noveno	0.030	0.024	0.014
FP	0.90	0.99	0.99
THD	4 %	1.2 %	1.9 %

Tabla 3 7.
armónico
cancelación

En este caso, la corriente suministrada por el inversor permite que la corriente que se demande a la carga muestre un espectro armónico donde existe una reducción del 82% en el 3º armónico, de un 12% en el 5º, mientras que el 7º disminuyó su amplitud en un 37% y el 9º en un 54%; con esto, el valor de la THD disminuya su valor hasta un hasta un valor de 10.9% con una tasa de reducción cercana al de un 20% en ambos modos de

operación. En la Tabla 3.7 se presentan los valores numéricos del contenido armónico en ambos modos de operación.

En todos los casos, los resultados demuestran que, con la implementación de la estrategia de control propuesta, el factor de utilización del inversor fotovoltaico se maximiza, dado que opera en ausencia de generación de energía y se reduce el número de componentes requeridos en el sistema fotovoltaico.

Un punto importante es que en la implementación no se requieren cambios estructurales o de conexión en el sistema FV, puesto que sólo se requiere la modificación del algoritmo de control del inversor.

Este inversor multifunción también abre una oportunidad potencial de generación de valor agregado en los sistemas FV, ya que se cuenta con el beneficio adicional de proporcionar soporte en el área de calidad de la energía, contribuyendo a que los sistemas FV sean más pequeños, con menor número de componentes requeridos y presentando un mayor rendimiento.

CONCLUSIONES

Cuando el sistema FV se encuentra bajo condiciones de demanda de carga inductiva, el algoritmo de control propuesto otorga al inversor la capacidad de compensación de potencia reactiva.

La integración del algoritmo de control permite la sincronía correcta entre el lazo de control de corriente basado en pasividad y el lazo de tensión PI.

Se comprobó que el inversor con el algoritmo de control propuesto compensa efectivamente la potencia reactiva y cancela las corrientes armónicas.

El inversor opera en ausencia de generación de energía.

El módulo de SC opera como fuente virtual de energía para el sistema FV en ausencia de generación de energía, su alta densidad de potencia contribuye a atenuar la fluctuación durante y permitía la compensación de potencia reactiva, mejorando con esto el factor de potencia.

Al actuar como filtro, el SC no tiene la capacidad de cancelar corrientes armónicas, debido a que su capacitancia limita la frecuencia de corte de componentes armónicas.

Con el algoritmo de control, el factor de potencia aumentó a un valor cercano al valor unitario en todos los casos probados; así como también, en todos los casos, la cancelación de armónicos disminuyó el valor de THD.

El inversor conectado a la red mejora el factor de potencia y cancela corrientes armónicas, además de la inyección de potencia activa a la red desde el sistema FV, lo que permite a la red suministrar / recibir potencia sinusoidal y equilibrada con un FP unitario y una THD menor a la demandada por la carga.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] International Energy Agency (IEA), "Mexico 2017 Review," *Energy Policies Beyond IEA Ctries.*, pp. 9–213, 2017.
- [2] IEA, "Mexico Energy Outlook," *Int. Energy Agency, Paris, Fr.*, p. 129, 2016.
- [3] IEA, "Snapshot of Global PV Markets 2014," pp. 1–16, 2015.
- [4] I. E. A. IEA, "Trends in Photovoltaic Applications Survey Report of Selected Iea Countries Between 1992 and 2009," 2010.
- [5] M. A. Herrán, J. R. Fischer, S. A. González, M. G. Judewicz, and D. O. Carrica, "Adaptive dead-time compensation for grid-connected PWM inverters of single-stage PV systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2816–2825, 2013.
- [6] S. Nema, R. K. Nema, and G. Agnihotri, "Inverter topologies and control structure in photovoltaic applications: A review," *J. Renew. Sustain. Energy*, vol. 3, no. 1, 2011.
- [7] I. T. Papaioannou, A. Purvins, and C. S. Demoulias, "Reactive power consumption in photovoltaic inverters: A novel configuration for voltage regulation in low-voltage radial feeders with no need for central control," *Prog. Photovolt Res. Appl.*, vol. 23, no. 5, pp. 611–619, 2015.
- [8] M. A. Eltawil and Z. Zhao, "Grid-connected photovoltaic power systems: Technical and potential problems-A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 14, no. 1, pp. 112–129, 2010.
- [9] O. Haillant, "Accelerated weathering testing principles to estimate the service life of organic PV modules," *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, vol. 95, no. 5, pp. 1284–1292, 2011.
- [10] E. Koutroulis and F. Blaabjerg, "Design Optimization of Transformerless Grid-Connected PV Inverters Including Reliability," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 1, pp. 325–335, 2013.
- [11] C. Sankaran, *Power quality* © 2002. CRC Press 2001, 2002.
- [12] S. Munir, S. Member, Y. W. Li, and S. Member, "Residential Distribution System Harmonic Compensation Using PV Interfacing Inverter," vol. 4, no. 2, pp. 816–827, 2013.
- [13] M. L. and P. R. Remus Teodorescu, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. 2011.
- [14] COMISIÓN FEDERAL DE ELECTRICIDAD, "Instructivo para la interpretación y aplicación de las tarifas para el suministro y venta de energía eléctrica," México, 2004.
- [15] F. Z. Peng and J.-S. Lai, "Dynamic performance and control of a static var generator using cascade multilevel inverters," *Ind. Appl. Conf. 1996. Thirty-First IAS Annu. Meet. IAS'96., Conf. Rec. 1996 IEEE*, vol. 2, pp. 1009–1015, 1996.
- [16] S. W. Mohod and M. V Aware, "A STATCOM-Control Scheme for Grid Connected Wind

- Energy System for Power Quality Improvement,” *IEEE Syst. J.*, vol. 4, no. 3, pp. 346–352, 2010.
- [17] V. G. Rahul and G. Devadhas, “Hybrid modulation based STATCOM with an external photovoltaic source,” *Control. Instrumentation, Commun. Comput. Technol. (ICCICCT), 2014 Int. Conf.*, pp. 278–283, 2014.
- [18] S. Akermi and N. Hidouri, “For a Grid Connected Photovoltaic System,” 2014.
- [19] A. R. Malekpour, A. Pahwa, and S. Das, “Inverter-based Var control in low voltage distribution systems with rooftop solar PV,” *2013 North Am. Power Symp.*, 2013.
- [20] R. Salehi, N. Farokhnia, M. Abedi, and S. Hamid Fathi, “Elimination of low order harmonics in multilevel inverters using genetic algorithm,” *J. Power Electron.*, vol. 11, no. 2, pp. 132–139, 2011.
- [21] E. W. Kamen and B. S. Heck, *Fundamentos de señales y sistemas usando la Web y MATLAB®*.
- [22] A. Emadi, A. Nasiri, and S. B. Bekiarov, *Uninterruptible Power Supplies and Active Filters*. 2004.
- [23] The Institute of Electrical and Electronics Engineers, “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems IEEE Recommended Practices and.” 1992.
- [24] Comisión Federal de Electricidad, “Norma Oficial Mexicana CFE L0000-45.” 2005.
- [25] A. Luo, C. Tang, Z. K. Shuai, W. Zhao, F. Rong, and K. Zhou, “A novel three-phase hybrid active power filter with a series resonance circuit tuned at the fundamental frequency,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 7, pp. 2431–2440, 2009.
- [26] C. Zhu, H. Yuan, X. Guo, and H. Mi, “Investigation of output side filter effect on the compensation performance for active power filter,” *Proc. 2012 7th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2012*, pp. 2013–2017, 2012.
- [27] B. Singh, K. Al-haddad, S. Member, and A. Chandra, “Power Quality Improvement,” *October*, vol. 46, no. 5, pp. 960–971, 1999.
- [28] G. Ahrabian, F. Shahnia, and M. T. Haque, “Hybrid Filter Applications for Power Quality Improvement of Power Distribution Networks Utilizing Renewable Energies,” pp. 1161–1165, 2006.
- [29] P. Acuna, L. Moran, M. Rivera, J. Dixon, and J. Rodriguez, “Improved active power filter performance for renewable power generation systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 687–694, 2014.
- [30] N. Sung, J. Lee, B. Kim, M. Park, and I. Yu, “Novel concept of a PV power generation system adding the function of shunt active filter,” *IEEE/PES Transm. Distrib. Conf. Exhib.*, vol. 3, pp. 1658–1663, 2002.

- [31] F. Schimpf and L. E. Norum, "Grid connected Converters for Photovoltaic, State of the Art, Ideas for Improvement of Transformerless Inverters," *Proc. Nord. Work. Power Ind. Electron.*, p. 6, 2008.
- [32] L. Giuntini, "Power quality, load and efficiency in UPS installations," *Proceeding Int. Conf. Electr. Power Qual. Util. EPQU*, pp. 188–193, 2011.
- [33] K. V. Bhadane, M. S. Ballal, and R. M. Moharil, "Investigation for Causes of Poor Power Quality in Grid Connected Wind Energy - A Review," *2012 Asia-Pacific Power Energy Eng. Conf.*, pp. 1–6, 2012.
- [34] A. Evans, V. Strezov, and T. J. Evans, "Assessment of utility energy storage options for increased renewable energy penetration," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 16, no. 6, pp. 4141–4147, 2012.
- [35] P. P. Barker, "Ultracapacitors for use in power quality and distributed resource applications," *IEEE Power Eng. Soc. Summer Meet.*, vol. 1, pp. 316–320, 2002.
- [36] V. Shah, J. a. Joshi, R. Maheshwari, and R. Roy, "Review of ultracapacitor technology and its applications," *Fifteenth Natl. Power Syst. Conf. (NPSC), IIT Bombay*, no. December, pp. 142–147, 2008.
- [37] A. Chandra, "Supercapacitors: An alternate technology for energy storage," *Proc. Natl. Acad. Sci. India Sect. A - Phys. Sci.*, vol. 82, no. 1, pp. 79–90, 2012.
- [38] D. Tashima, A. Sakamoto, M. Taniguchi, T. Sakoda, and M. Otsubo, "Electrochemical properties of modified carbon electrodes for electric double layer capacitors," *Surface and Coatings Technology*, vol. 202, no. 22–23, pp. 5560–5563, 2008.
- [39] A. Lewandowski, P. Jakobczyk, and M. Galinski, "Capacitance of electrochemical double layer capacitors," *Electrochimica Acta*, vol. 86, pp. 225–231, 2012.
- [40] P. Sharma and T. S. Bhatti, "A review on electrochemical double-layer capacitors," *Energy Conversion and Management*, vol. 51, no. 12, pp. 2901–2912, 2010.
- [41] J. Wu *et al.*, "Large-scale energy storage system design and optimization for emerging electric-drive vehicles," *IEEE Trans. Comput. Des. Integr. Circuits Syst.*, vol. 32, no. 3, pp. 325–338, 2013.
- [42] R. Carter, A. Cruden, and P. J. Hall, "Optimizing for Efficiency or Battery Life in a Battery / Supercapacitor Electric Vehicle," vol. 61, no. 4, pp. 1526–1533, 2012.
- [43] W. Li, G. Joos, and J. Belanger, "Real-Time Simulation of a Wind Turbine Generator Coupled With a Battery Supercapacitor Energy Storage System," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 4, pp. 1137–1145, 2010.
- [44] H. Zhou, T. Bhattacharya, D. Tran, T. S. T. Siew, and A. M. Khambadkone, "and Ultracapacitor With Dynamic Energy Management in Microgrid Applications," *Power*, vol. 26, no. 3, pp. 923–930, 2011.

- [45] A. M. Gee, F. V. P. Robinson, and R. W. Dunn, "Analysis of battery lifetime extension in a small-scale wind-energy system using supercapacitors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 1, pp. 24–33, 2013.
- [46] R. C. Variath, M. A. E. Andersen, O. N. Nielsen, and A. Hyldgård, "A review of module inverter topologies suitable for photovoltaic systems," *2010 9th Int. Power Energy Conf. IPEC 2010*, pp. 310–316, 2010.
- [47] C. R. Bush and B. Wang, "A single-phase current source solar inverter with reduced-size DC link," *2009 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2009*, pp. 54–59, 2009.
- [48] C. Photong, C. Klumpner, and P. Wheeler, "A current source inverter with series connected AC capacitors for photovoltaic application with grid fault ride through capability," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 390–396, 2009.
- [49] H. B. Ertan, E. Do ru, and A. Yilmaz, "Comparison of efficiency of two dc-to-ac converters for grid connected solar applications," *Proc. Int. Conf. Optim. Electr. Electron. Equipment, OPTIM*, pp. 879–886, 2012.
- [50] R. Yogesh and A. Thorat, "A review on photovoltaic module based grid connected power inverter," *Power, Energy Control (ICPEC), ...*, pp. 272–276, 2013.
- [51] M. Farivar, R. Neal, C. Clarke, and S. Low, "Optimal Inverter var Control in Distribution Systems with High {PV} Penetration," *PES Gen. Meet.*, pp. 1–7, 2012.
- [52] T. J. Liang, Y. C. Kuo, and J. F. Chen, "Single-stage photovoltaic energy conversion system," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 148, no. 4, p. 339, 2001.
- [53] M. Kaveh, S. Farhangi, and H. Iman-Eini, "A new strategy for load side harmonic reduction using grid-connected photovoltaic inverters," *9th Annu. Int. Power Electron. Drive Syst. Technol. Conf. PEDSTC 2018*, vol. 2018–Janua, pp. 341–346, 2018.
- [54] L. S. Xavier, A. F. Cupertino, V. F. Mendes, and H. A. Pereira, "A novel adaptive current harmonic control strategy applied in multifunctional single-phase solar inverters," in *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference, COBEP/SPEC 2016*, 2015.
- [55] A. Anurag, Y. Yang, and F. Blaabjerg, "Thermal Performance and Reliability Analysis of Single-Phase PV Inverters with Reactive Power Injection Outside Feed-In Operating Hours," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 870–880, 2015.
- [56] a. Nava-Segura and G. Mino-Aguilar, "Four-branches-inverter-based-active-filter for unbalanced 3-phase 4-wires electrical distribution systems," in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, 2000, vol. 4, pp. 2503–2508.
- [57] Y. C. Kuo, T. J. Liang, and J. F. Chen, "A high-efficiency single-phase three-wire

- photovoltaic energy conversion system,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 1, pp. 116–122, 2003.
- [58] M. Farivar, C. R. Clarke, S. H. Low, and K. M. Chandy, “Inverter VAR control for distribution systems with renewables,” in *2011 IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm)*, 2011, pp. 457–462.
- [59] A. Maknouninejad, N. Kutkut, I. Batarseh, and Zhihua Qu, “Analysis and control of PV inverters operating in VAR mode at night,” in *Innovative Smart Grid Technologies (ISGT), 2011 IEEE PES*, 2011, pp. 1–5.
- [60] A. Kulkarni and V. John, “Mitigation of lower order harmonics in a grid-connected single-phase PV inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 11, pp. 5024–5037, 2013.
- [61] V. Bezhenar, D. Mykolaets, V. Mykytyuk, and T. Tereshchenko, “Multilevel inverter as var-compensator,” in *2013 IEEE XXXIII International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, 2013, pp. 370–372.
- [62] Pradeep R, Jaseerali E Y, and Nizam V N, “Multilevel inverter using series connected sub-multilevel topology with selective harmonic reduction,” in *2014 International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC)*, 2014, vol. 1, no. 3, pp. 168–173.
- [63] S. Jashfar and S. Esmaeili, “Volt/var/THD control in distribution networks considering reactive power capability of solar energy conversion,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 60, pp. 221–233, 2014.
- [64] M. J. E. Alam, K. M. Muttaqi, and D. Sutanto, “A Multi-Mode Control Strategy for VAR Support by Solar PV Inverters in Distribution Networks,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 30, no. 3, pp. 1316–1326, May 2015.
- [65] H. A. Pereira, L. S. Xavier, A. F. Cupertino, and V. F. Mendes, “Single-phase multifunctional inverter with dynamic saturation scheme for partial compensation of reactive power and harmonics,” *2015 17th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE-ECCE Eur. 2015*, 2015.
- [66] R. Real-Calvo, A. Moreno-Munoz, J. Gonzalez-De-La-Rosa, V. Pallares-Lopez, M. Gonzalez-Redondo, and I. Moreno-Garcia, “An Embedded System in Smart Inverters for Power Quality and Safety Functionality,” *Energies*, vol. 9, no. 3, p. 219, Mar. 2016.
- [67] R. K. Varma and E. M. Siavashi, “PV-STATCOM - A New Smart Inverter for Voltage Control in Distribution Systems,” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 3029, no. c, pp. 1–1, 2018.
- [68] K. Mu, X. Ma, X. Mu, and D. Zhu, “A new nonlinear control strategy for three-phase Photovoltaic grid-connected inverter,” in *Proceedings of 2011 International Conference on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology*, 2011, pp. 4611–4614.
- [69] L. Guihua, Z. Xiaohui, L. Fen, G. Lei, and W. Wei, “Research on active power control method of photovoltaic inverter based on passive theory under weak grid,” *2017 IEEE*

- Transp. Electr. Conf. Expo, Asia-Pacific, ITEC Asia-Pacific 2017*, no. 51477033, pp. 1–6, 2017.
- [70] J. C. Geromel, P. Colaneri, and P. Bolzern, “Systems & Control Letters Passivity of switched linear systems : Analysis and control design,” *Syst. Control Lett.*, vol. 61, no. 4, pp. 549–554, 2012.
- [71] A. F. Cupertino, L. P. Carlette, F. Perez, J. T. Resende, S. I. Seleme, and H. A. Pereira, “Use of control based on passivity to mitigate the harmonic distortion level of inverters,” in *Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LA), 2013 IEEE PES Conference On*, 2013, pp. 1–7.
- [72] H. Dong, S. Yuan, Z. Han, X. Ding, S. Ma, and X. Han, “A Comprehensive Strategy for Power Quality Improvement of Multi-Inverter-Based Microgrid With Mixed Loads,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 30903–30916, 2018.
- [73] P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, A. De, and F. De Haye, “Supercapacitors as an energy storage for fuel cell automotive hybrid electrical system,” *Contract*, vol. 1, no. 1, pp. 21–25, 2005.
- [74] P. Srithorn, M. Sumner, L. Yao, and R. Parashar, “Power System Stabilisation Using STATCOM with Supercapacitors,” in *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2008, pp. 1–8.
- [75] H. Liu, C. Mao, J. Lu, and D. Wang, “Electronic power transformer with supercapacitors storage energy system,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 79, no. 8, pp. 1200–1208, Aug. 2009.
- [76] A. H. M. A. Rahim and M. A. Alam, “STATCOM-Supercapacitor Control for Low Voltage Performance Improvement of Wind Generation Systems,” *Arab. J. Sci. Eng.*, vol. 38, no. 11, pp. 3133–3143, Nov. 2013.
- [77] P. G. Hiray and P. B. E. Kushare, “Design a Controller for Discharging and Charging of Supercapacitor as Energy Storage in Medium Voltage AC System,” vol. 1, no. 4, pp. 49–56, 2014.
- [78] S. I. Journal *et al.*, “Improvement of Power Quality by using Super Capacitors Based UPQC,” no. March, pp. 34–40, 2017.
- [79] 林焱 *et al.*, “Control method of single-phase photovoltaic grid-connected inverter with power quality adjustment function,” 104104110, 2014.
- [80] X. Renzhong *et al.*, “Supercapacitor-based photovoltaic grid-connected inverter,” 101986501, 2011.
- [81] W. WU and Z. YUANMIN, “Photovoltaic grid-connected inverter with filtering and reactive compensation functions,” 106058882, 2016.
- [82] H. Yang, V. Cocquempot, and B. Jiang, “Fault Tolerance Analysis for Switched Systems Via Global Passivity,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 55, no. 12, pp. 1279–

- 1283, Dec. 2008.
- [83] “Outback-Flexmax,” 2018. [Online]. Available: <https://www.amazon.com/Outback-Flexmax-FM80-Charge-Controller/dp/B008MOITL8>.
- [84] “Magnum Energy,” 2018. [Online]. Available: <https://www.wholesalesolar.com/2940342/magnum-energy/inverters/magnum-energy-ms4024pae-inverter>.
- [85] G. A. Rampinelli, A. Krenzinger, and F. Chenlo Romero, “Mathematical models for efficiency of inverters used in grid connected photovoltaic systems,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 34. Elsevier, pp. 578–587, 2014.
- [86] V. Cardenas, C. Nunez, M. Oliver, and S. Ramirez, “UPS Inverter Controlled by a Non-Linear Passive Control with Inductor Current Feedback,” *Power Electron. Congr. 2000. CIEP 2000. VII IEEE Int.*, pp. 201–205, 2000.
- [87] C. Cantcin and G. Espinosa Perez, “Nonlinear Control of a Half-bridge DC-AC Converter : Application to UPS,” *Decis. Control. 1999. Proc. 38th IEEE Conf.*, vol. 3, no. December, pp. 2617–2622, 1999.
- [88] KATSUHIKO OGATA, *INGENIERIA DE CONTROL MODERNA*, 5ta ed. 2010.
- [89] N. Ngoc-Tung and H.-H. Lee, “Fuzzy PI Controller for Grid-Connected Inverters,” *Adv. Intell. Comput. Theor. Appl. with Asp. Artif. Intell.*, vol. 6839, pp. 300–308, 2012.
- [90] S.-W. Kang and K.-H. Kim, “Sliding mode harmonic compensation strategy for power quality improvement of a grid-connected inverter under distorted grid condition,” *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 8, pp. 1461–1472, Aug. 2015.
- [91] C. I. Byrnes, A. Isidori, and J. C. Willems, “Passivity, Feedback Equivalence, and the Global Stabilization of Minimum Phase Nonlinear Systems,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 36, no. 11, pp. 1228–1230, 1991.
- [92] Manuel Israel Flota Bañuelos, “Análisis de propiedades, control y observación de un rectificador activo monofásico,” UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ, 2009.
- [93] M. Flota, N. Ciro, R. Alvarez, and P. Felipe, “Passivity-Based Control for a Single-Phase, Full Bridge, Active Rectifier,” *IECON 2006 - 32nd Annu. Conf. IEEE Ind. Electron.*, pp. 156–160, 2006.
- [94] H. Sira-Ramirez, *Passive control of flat power electronics devices*. Mexico: Cinvestav-IPN, 2009.
- [95] J. Zhao and D. J. Hill, “Passivity and stability of switched systems: A multiple storage function method,” *Syst. Control Lett.*, vol. 57, no. 2, pp. 158–164, 2008.
- [96] J. Zhao, “A notion of passivity for switched systems with state-dependent switching,” *J. Control Theory Appl.*, vol. 1, no. 9380026, pp. 70–75, 2006.
- [97] A. Teel and L. Praly, “Global stabilizability and observability imply semi-global stabilizability

- by output feedback,” *Syst. Control Lett.*, vol. 22, no. 5, pp. 313–325, 1994.
- [98] A. N. Atassi and H. K. Khalil, “A separation principle for the stabilization of a class of nonlinear systems,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 44, no. 9, pp. 1672–1687, 1999.
- [99] L. Asiminoael, F. Blaabjerg, and S. Hansen, “Detection is key - Harmonic detection methods for active power filter applications,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 13, no. 4, pp. 22–33, 2007.
- [100] M. Faisal, M. S. Alam, M. I. M. Arafat, M. M. Rahman, and S. M. G. Mostafa, “PI controller and park’s transformation based control of dynamic voltage restorer for voltage sag minimization,” *2014 9th Int. Forum Strateg. Technol.*, pp. 276–279, 2014.
- [101] R. G. Ferraz, L. U. Iurinic, A. D. Filomena, and A. S. Bretas, “Park’s transformation analytical approach of transient signal analysis for power systems,” *2012 North Am. Power Symp. NAPS 2012*, no. 1, pp. 2–7, 2012.
- [102] L. Liu, H. Li, Y. Xue, and W. Liu, “Decoupled Active and Reactive Power Control for Large Scale Grid-Connected Photovoltaic Systems Using Cascaded Modular Multilevel Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2014.
- [103] I. N. G. Mario and A. González, “Estudio de la transformación DQ para el cálculo de potencia activa y reactiva en filtros activos de corriente para cancelación armónica,” UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ, 2004.
- [104] H. Dalvand and V. G. Agelidis, “Real-time measurement of power quantities under sinusoidal and non-sinusoidal conditions for single-phase systems,” *2010 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2010 - Proc.*, pp. 428–433, 2010.
- [105] M. Benganem and A. Power, “Performance analysis of advanced static VAr compensator using three-level IGBT inverter,” *Ind. Electron. Soc. 1999. IECON '99 Proceedings. 25th Annu. Conf. IEEE*, vol. 3, pp. 1440–1444, 1999.
- [106] S. P. Valsan, T. Vaidya, and M. Chaudhary, “Modified reference PWM for harmonic reduction in inverters,” *India Int. Conf. Power Electron. IICPE 2010*, pp. 1–4, 2011.
- [107] “Diario Oficial de la Federación 23 de enero del 2004,” 2018..