



**UNIVERSIDAD MICHOACANA DE
SAN NICOLÁS DE HIDALGO**
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO

**“CONTROL ÓPTIMO ROBUSTO PARA UN
SISTEMA DE GENERACIÓN FOTOVOLTAICO”**

TESIS

Que para obtener el grado de:

**MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA
ELÉCTRICA**

Presenta:

Didier González López

Director de Tesis:

Dr. Fernando Ornelas Téllez



Morelia, Michoacán, Agosto 2019





CONTROL ÓPTIMO ROBUSTO PARA UN SISTEMA DE GENERACIÓN FOTOVOLTAICO

Los Miembros del Jurado de Examen de Grado aprueban la Tesis de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica de *Didier González López*

Dr. J. Jesús Rico Melgoza
Presidente del Jurado

J. Jesús Rico Melgoza

Dr. Fernando Ornelas Téllez
Director de Tesis

Fernando Ornelas Téllez

Dr. Juan Anzures Marín
Vocal

Juan Anzures Marín

Dr. Roberto Tapia Sánchez
Vocal

Roberto Tapia Sánchez

Dr. Luis Eduardo Ugalde Caballero
Revisor Externo (ITM)

Luis Eduardo Ugalde Caballero

Dr. Roberto Tapia Sánchez
*Jefe de la División de Estudios de Posgrado
de la Facultad de Ingeniería Eléctrica. UMSNH.
(Por reconocimiento de firmas)*

Roberto Tapia Sánchez

UNIVERSIDAD MICHOACANA DE SAN NICOLÁS DE HIDALGO

Agosto de 2019

Dedicatoria

A la persona que ha estado a mi lado en todo momento Laura Prado.

Agradecimientos

- A mis padres, Abelardo González y Lilia López, por su amor, trabajo y sacrificio en todos estos años, gracias a ellos he logrado llegar hasta aquí y convertirme en lo que soy.
- A mis hermanos, Iván, Erick y Neri, por su cariño y apoyo incondicional en todo momento.
- A la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo, por haberme permitido continuar con mi preparación académica.
- A mi director de tesis, Dr. Fernando Ornelas Téllez, por la dedicación y el apoyo que me brindo durante el transcurso de este proyecto.
- Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por haberme brindado el apoyo económico para realizar mis estudios de maestría.

Lista de Publicaciones

- Didier Gonzalez-Lopez, Serafin Ramos-Paz, Carlos Cordova-Aguilar and Fernando Ornelas-Tellez, *Nonlinear Optimal Control for a Grid-Connected Photovoltaic System*, 2018 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC 2018). Ixtapa, Mexico.

Resumen

El presente trabajo de tesis expone el diseño e implementación de controladores óptimos robustos para un sistema de generación fotovoltaico de dos etapas interconectado a la red, basándose en la técnica de Coeficientes Factorizados Dependientes del Estado, del cual se obtiene la solución a la ecuación diferencial de Hamilton-Jacobi-Bellman para conseguir un control en lazo cerrado para sistemas no lineales.

Una primera etapa es un convertidor Buck-Boost con polaridad inversa en la terminal de salida y un controlador MPPT, conectado a un arreglo fotovoltaico de 3 kW, con la finalidad de permitir la máxima transferencia de potencia hacia un Bus de CD. En la segunda etapa, la energía del Bus de CD es inyectada a la red eléctrica mediante un inversor trifásico con un filtro LCL para la mitigación de armónicos inyectados a la red eléctrica.

El convertidor CD-CD es diseñado con la meta de operar en modo de conducción continua a 3 kW de potencia y al cual se diseña un algoritmo de control óptimo que reduce el error de seguimiento para una referencia de voltaje entregada por un algoritmo de rastreo del máximo punto de potencia. Un bus de CD es utilizado para acoplar el convertidor Buck-Boost y el inversor trifásico de dos niveles.

Dentro del modelado del convertidor CD-CA trifásico se agrega un filtro LCL diseñado para operar a 3 kW con una reducción de armónicos en corriente menores al 5%. El planteamiento del controlador óptimo para la segunda etapa se basa en el marco $dq0$, en donde, se regula el voltaje en el Bus de CD a un valor fijo, y se hace el seguimiento de referencia para potencia activa y reactiva.

Se presentan resultados simulados del sistema de generación fotovoltaico. De forma experimental se presenta de forma separada la implementación de los controladores óptimos en el convertidor Buck-Boost e inversor trifásico. Además, se presentan los resultados de la aplicación de un algoritmo de seguimiento del punto máxima potencia junto con el controlador óptimo del Buck-Boost.

Palabras claves: Arreglo Fotovoltaico, Control Óptimo, Buck-Boost, Filtro LCL, Máxima Transferencia de Potencia, $dq0$.

Abstract

This thesis work exposes the design and implementation of robust optimal controllers for a two-stage photovoltaic generation system interconnected to the network, based on the technique of State Dependent Factorized Coefficients, from which the solution come to the differential equation of Hamilton-Jacobi-Bellman to achieve closed loop control for nonlinear systems.

A first stage is a Buck-Boost converter with reverse polarity at the output terminal and an MPPT controller, connected to a 3 *kW* photovoltaic array, in order to allow maximum power transfer to a DC Link. In the second stage, the DC Link energy is injected into the power grid by means of a three-phase inverter with an LCL filter for the mitigation of harmonics injected into the power grid.

The DC-DC converter is designed with the goal of operating in continuous conduction mode at 3 *kW* of power and to which an optimal control algorithm is designed that reduces the tracking error for a voltage reference delivered by a tracking algorithm of maximum power point. A DC Link is used to couple the Buck-Boost converter and the three-phase two-level inverter.

Within the modeling of the three-phase DC-CA converter, an LCL filter designed to operate at 3 *kW* is added with a reduction in current harmonics of less than 5%. The optimal controller approach for the second stage is based on the *dq0* framework, where the voltage on the DC Link is regulated at a fixed value, and the reference tracking for active and reactive power is made.

Simulated results of the photovoltaic generation system are presented. Experimentally, the implementation of the optimal controllers in the Buck-Boost converter and three-phase inverter is presented separately. In addition, the results of the application of a maximum power point tracking algorithm are presented together with the optimal Buck-Boost controller.

Contenido

Agradecimientos	III
Lista de Publicaciones	IV
Resumen	V
Abstract	VII
Contenido	IX
Lista de Figuras	XII
Lista de Tablas	XV
Lista de Acrónimos	XVI
1. Introducción	1
1.1. Planteamiento del Problema	4
1.2. Antecedentes	6
1.3. Motivación	10
1.4. Hipótesis	11
1.5. Objetivos	11
1.5.1. Objetivo General	11
1.5.2. Objetivos Particulares	11
1.6. Organización de la Tesis	12
2. Sistema Fotovoltaico	14
2.1. Descripción y condiciones de operación de un módulo fotovoltaico	15
2.2. Modelo matemático de un módulo fotovoltaico	16
2.3. Descripción y operación de un convertidor	18
2.4. Modelado matemático del convertidor Buck-Boost	21
2.5. Descripción y operación inversor trifásico	25
2.6. Modelado matemático de un inversor trifásico con filtro LCL	26
2.7. Técnicas de máxima transferencia de potencia	30
2.8. Algoritmo de búsqueda de extremos (Extremum-Seeking)	33
2.9. Conclusiones del capítulo	37

3.	Diseño del Control Óptimo en un Sistema Fotovoltaico	39
3.1.	Control óptimo	39
3.1.1.	Control óptimo en lazo cerrado	41
3.2.	Control óptimo en sistemas no lineales	42
3.2.1.	Seguimiento de trayectoria usando la Ecuación de Riccati Dependiente del Estado	43
3.3.	Control óptimo en un sistema convertidor Buck-Boost	46
3.4.	Control óptimo en inversores trifásicos	47
3.5.	Conclusiones del capítulo	50
4.	Diseño de un Sistema Fotovoltaico de 3 kW	51
4.1.	Cálculo de parámetros para un convertidor Buck-Boost	52
4.2.	Cálculo de un convertidor Buck-Boost para un sistema de 3 kW	57
4.3.	Cálculo de los parámetros de un inversor trifásico con filtro LCL	59
4.4.	Cálculo de un filtro LCL para un sistema de 3 kW	63
4.5.	Conclusiones del capítulo	65
5.	Resultados de Simulación y Experimentales	66
5.1.	Simulación del convertidor Buck-Boost	66
5.1.1.	Comparación entre el modelo conmutado y el modelo promediado	67
5.1.2.	Control óptimo en el modelo conmutado	69
5.2.	Simulación del inversor trifásico con filtro LCL	71
5.2.1.	Comparación entre el modelo conmutado y el modelo promediado	71
5.2.2.	Control óptimo en el modelo conmutado	74
5.2.3.	Medición del THD en el filtro LCL	76
5.3.	Simulación de sistema fotovoltaico	78
5.4.	Resultados Experimentales	85
5.4.1.	Descripción del prototipo Buck-Boost	85
5.4.2.	Resultados experimentales en el Buck-Boost	91
5.4.3.	Descripción del prototipo del inversor trifásico con filtro LCL	97
5.4.4.	Resultados experimentales en el inversor trifásico con filtro LCL	101
5.5.	Conclusiones del capítulo	104
6.	Conclusiones	106
6.1.	Conclusiones Generales	106
6.2.	Trabajos futuros	107
	Referencias	109
A.	Estandar IEEE 519-2014	116
A.1.	Límites de tensión armónica recomendados.	118
A.2.	Límites de corriente armónica recomendados.	118

B. Sensor de voltaje a 600 <i>V</i>	120
C. Sensor de corriente a 10 <i>A</i>	124

Lista de Figuras

2.1. Sistema fotovoltaico de dos etapas.	14
2.2. Curva característica de corriente contra voltaje de un módulo fotovoltaico.	15
2.3. Curva característica de potencia contra voltaje en un módulo fotovoltaico.	15
2.4. Circuito equivalente de una celda solar.	17
2.5. Arreglo del convertidor Buck-Boost.	19
2.6. Gráfica característica de la ganancia en un convertidor Buck-Boost.	20
2.7. Convertidor Buck-Boost con el interruptor activado y el diodo polarizado inversamente.	20
2.8. Convertidor Buck-Boost con el interruptor desactivado y el diodo en modo conducción.	21
2.9. Flujos de corriente en el Buck-Boost cuando $S_w = o_N$	22
2.10. Flujos de corriente en el Buck-Boost cuando $S_w = o_{FF}$	23
2.11. Inversor trifásico de dos niveles de tensión	25
2.12. Inversor trifásico conectado a un filtro LCL.	27
2.13. Filtro LCL	27
2.14. Conexión de una carga R_L al generador fotovoltaico.	31
2.15. Valor fijo de R_L para diferentes niveles de irradiancia, en donde se definen diferentes puntos de operación.	31
2.16. Diagrama a bloques de un sistema fotovoltaico con un controlador MPPT	32
2.17. Principio de operación del control ES.	34
2.18. Diagrama a bloques del control extremum seeking.	35
2.19. Comparación de las respuestas del ES y P&O, cuando se tiene una función no lineal con múltiples extremos.	37
3.1. Control óptimo en lazo cerrado.	41
4.1. Puntos de operación (A,B y C) en función de la carga R_l vista por el generador fotovoltaico y modificada por ciclo de servicio del convertidor Buck-Boost.	53
4.2. Modelo de una sola fase del filtro LCL	61

5.1. Voltaje en el capacitor de entrada C_{in} del modelo promediado y conmutado.	67
5.2. Corriente en el inductor L en el modelo promediado y conmutado.	68
5.3. Voltaje en el capacitor de salida C_o del modelo promediado y conmutado.	68
5.4. Seguimiento del voltaje de referencia en el capacitor C_{in}	69
5.5. Corriente el inductor L ante cambios de voltaje en el capacitor C_{in}	70
5.6. Cambios de voltaje de salida v_o en función del voltaje de entrada.	70
5.7. Corriente i_s en d del modelo conmutado y promediado.	71
5.8. Corriente i_s en q del modelo conmutado y promediado.	72
5.9. Corriente i_g en d del modelo conmutado y promediado.	72
5.10. Corriente i_g en q del modelo conmutado y promediado.	73
5.11. Voltaje v_c en d del modelo conmutado y promediado.	73
5.12. Voltaje v_c en q del modelo conmutado y promediado.	74
5.14. Seguimiento de la potencia reactiva por el inversor trifásico conectado a la red eléctrica.	75
5.13. Seguimiento de la potencia activa por el inversor trifásico conectado a la red eléctrica.	76
5.15. Cambios en las magnitudes de las corrientes i_{gd} e i_{gd} conforme cambian los niveles de P_a y Q_r	76
5.16. Convergencia de la potencia activa y reactiva al valor de referencia.	77
5.17. Forma de onda de corriente despues del filtro LCL.	78
5.18. Transformada Rápida de Fourier para dos ciclos de corriente i_s inyectada a la red eléctrica.	78
5.19. Diagrama del sistema fotovoltaico de dos etapas ensamblado en Simulink.	80
5.20. Diagrama del ES implementado en Simulink.	81
5.21. Comparación entre la potencia extraída del arreglo fotovoltaico y la potencia activa inyectada a la red.	81
5.22. Seguimiento del voltaje de referencia entregada por el MPPT ES.	82
5.23. Regulación del voltaje en el Bus de CD.	82
5.24. Comportamiento de la potencia reactiva cuando, se implementa la regulación de voltaje en el Bus de CD.	83
5.25. Seguimiento de la potencia activa con alternancia en los valores de referencia.	84
5.26. Seguimiento de la potencia reactiva con alternancia en los valores de referencia.	84
5.27. Cambio en el flujo de la corriente del Bus de CD, dependiendo si la potencia activa es positiva o negativa.	85
5.28. Primera etapa del sistema fotovoltaico.	86
5.29. Diagrama de conexiones usada en la implementación.	87
5.30. Trasistor IGBT Fga25n120 con disipador integrado.	88
5.31. Instrumentación del driver IR2110.	88
5.32. Sensor de corriente a 10 A.	89

5.33. Sensor de voltaje a 600 V	89
5.34. Optoacoplador TLP250.	90
5.35. Tarjeta MyRio.	90
5.36. Interruptor de 10 A a 10 kA.	91
5.37. Seguimiento de referencia en el voltaje del capacitor de entrada C_{in}	93
5.38. Voltaje en el capacitor de salida V_o	93
5.39. Corriente de entrada i_{in} y corriente en el inductor del Buck-Boost.	94
5.40. Señal de control ante cambios de referencia en el voltaje del capacitor C_{in}	94
5.41. Curva del módulo fotovoltaico a 100W y perfil de irradiancia programado en el software del simulador Elgar Terrasas.	95
5.42. Extracción de la máxima potencia del módulo fotovoltaico simulado.	96
5.43. Seguimiento del voltaje de referencia entregado por el MPPT, para el voltaje de entrada v_{in} del Buck-Boost.	96
5.44. La gráfica (a) corresponde a la corriente de entrada i_{in} , (b) corresponde a la corriente de en el inductor i_l y (c) corresponde al voltaje de salida V_o	97
5.45. Inversor trifásico con filtro LCL.	97
5.46. Esquema general de conexión en la segunda etapa del sistema fotovoltaico.	98
5.47. Sensor de voltaje a 250 VCA.	99
5.48. Circuito TTL a CMOs para elevar el voltaje PWM de 5 V a 15 V, e instrumentado dentro de un módulo de 6 salidas con terminales BNC.	99
5.49. Interruptor trifásico p	100
5.50. Interruptor trifásico conectado a un boton de paro de emergencia.	100
5.51. Interruptor termomagnético colocado en el filtro LCL lado fuente.	100
5.52. En la gráfica (a) se tiene la potencia activa para una referencia de 360W y en (b) se tiene la potencia reactiva para un valor de 0VA.	102
5.53. Corriente trifásica inyectada en la red.	102
5.54. En la gráfica (a) corresponde a el seguimiento de una referencia a diferentes valores de P_a y en la gráfica (b) se mantiene la potencia reactiva a un valor promedio de 0 VA.	103
5.55. Para la gráfica (a) se tiene el máximo nivel de potencia activa de 700W inyectada la fuente de voltaje y en (b) se tiene la potencia reactiva cuando la referencia es 0VA.	104

Lista de Tablas

4.1.	Valores necesarios para el diseño de un convertidor Buck-Boost conectado a un generador fotovoltaico.	53
4.2.	Parámetros de diseño para un convertidor Buck-Boost de 3 kW.	58
4.3.	Valores de capacitancia e inductancia requeridos para una potencia de 3 kW.	59
4.4.	Parámetros de diseño para un filtro LCL.	60
4.5.	Parámetros de diseño para un filtro LCL para una potencia de operación de 3kW.	63
4.6.	Valores de un filtro LCL para operar a una potencia de 3 kW.	65
5.1.	Referencia de la potencia activa y reactiva inyectada a la red.	75
5.2.	Valores de sintonización para el algoritmo ES.	81
5.3.	Referencia de la potencia activa y reactiva inyectada a la red.	83
5.4.	Valores de los componentes electrónicos.	91
5.5.	Características de la curva $I - V$ programada en el simulador ETS600X.	92
5.6.	Referencia de voltaje en el capacitor de entrada C_{in}	92
5.7.	Parametros de operación del inversor trifásico.	101
5.8.	Parametros de operación del inversor trifásico.	103
A.1.	Límites de distorsión en el voltaje.	118
A.2.	Límites de distorsión de corriente para sistemas de 120 V a 69 kV.	119

Lista de Acrónimos

<i>Acrónimo</i>	<i>Significado</i>
CA	Corriente alterna
CCM	Modo de conducción continua
CD	Corriente directa
DCM	Modo de conducción discontinua
ES	Buscado de Extremos
MPP	Máximo punto de potencia
MPPT	Seguimiento de máximo punto de potencia
PI	Proporcional integral
P&O	Perturba y observa
PWM	Modulación por ancho de pulsos
RMS	Valor eficaz de una señal
SDRE	Ecuación de Ricatti dependiente del estado
SDCF	Factorización de coeficientes dependientes del estado
SPWM	Modulación de Ancho de Pulso Sinodal
VSI	Inversor de voltaje

Capítulo 1

Introducción

La energía eléctrica es parte fundamental de la vida diaria y es un recurso que ha permitido el desarrollo de herramientas que facilitan el trabajo del hombre. La generación de energía eléctrica cada año es más demandada, por los sectores industriales, residenciales, comerciales, servicios públicos, transporte y otros. En el año de 1973 sólo se generaron 6131 *TWh* de energía eléctrica mientras que en el 2015 la producción de energía llegó hasta los 24255 *TWh*, en donde un 39% fue generado con el uso de combustibles fósiles, un 22.9% por gas natural, un 16% por hidroeléctricas, un 10.6% por plantas nucleares, un 4.1% por petróleo y un 7.1% por energías renovables [Agency, 2017]. El aumento en la generación de energía eléctrica, ha impactado de forma negativa al medio ambiente, y es que la generación por combustibles fósiles es el método más utilizado para satisfacer las demandas de energía, la producción de gases de efecto invernadero (CO_2) es una consecuencia de la combustión de fuentes no renovables, en donde el 44.9% viene del uso del carbón, un 34.6% viene del petróleo, un 19.9% del gas natural y un 0.6% de desechos industriales y basura no renovable [Agency, 2017]. El incremento en la generación de gases de efecto invernadero, por ejemplo, el dióxido de carbono que se desprenden de la quema de combustibles no renovables tienen un efecto negativo en el planeta tierra, y es que, a la abundancia de este gas en la atmosfera, se le atribuye el efecto calentamiento

global [Singh y Singh, 2012].

En la última década se han implementado métodos alternativos para la generación de energía eléctrica que procedan de fuentes naturales e inagotables, es decir, energías que sean limpias y amigable con el medio ambiente. A este tipo de energías se les denomina energías renovables y se clasifican en energía solar, en energía geotérmica, hidroeléctrica, biomasa, eólica etc. Cada año se incrementa el uso de fuentes alternativas para la generación de energía, por lo tanto, se prevé un aumento de un 25 % en 2017 a un 85 % para el 2050, donde el crecimiento se presentará más en la generación fotovoltaica y eólica [Gielen *et al.*, 2018]. Para cumplir este objetivo se tiene que optimizar y elevar la eficiencia en la transformación de energía solar y eólica.

Una de las energías comunes y abundantes en el planeta tierra es la energía solar, la cual puede aprovecharse mediante el uso de celdas fotovoltaicas, la cual transforma la radiación solar en electricidad. El uso de la energía solar es una tendencia como fuente alternativa de energía, pues la producción incrementa cada año a nivel global. En el año 2017 se registró su máxima producción que fue de 402 GW, respecto el 2016 que fue de 303 GW [REN21, 2018].

Las celdas solares tuvieron su primera aplicación en los satélites que orbitaban la tierra en el año 1954, después de la crisis del combustible en 1974 y el accidente de Chernobyl en 1986, empezó a crecer el interés en esta fuente de energía alternativa, como resultado, la primera generación de celdas fotovoltaicas aplicadas para proveer de energía eléctrica a instalaciones remotas, por ejemplo, instalaciones de comunicaciones, casas de vacaciones, sistemas de bombeo, etc.[Häberlin, 2012]. Los dispositivos fotovoltaicos tienen la ventaja de tener una vida de servicio aproximadamente de 30 años, requieren mínimo mantenimiento, bajos costos de operación, no generan ningún ruido y puede ser instalado prácticamente en cualquier área donde incida la radiación [Hyd, 2015], mientras que sus desventajas son la eficiencia y es que sólo permite transformar el 20-25 % de la energía que recibe, su potencia de salida es intermitente debido a las condiciones climatológicas. Es común encontrar hoy en día arreglos

fotovoltaicos en conjunto con dispositivos de electrónica de potencia denominados sistemas fotovoltaicos, de tal forma que permiten transferir y adecuar la energía solar con mayor eficiencia. Generalmente se clasifican como sistemas fotovoltaicos aislados, sistemas fotovoltaicos conectados a la red y sistemas conectados a la red con respaldo.

Los sistemas fotovoltaicos aislados son independientes de cualquier red de energía eléctrica, tienen su propio banco de baterías para almacenar la energía en condiciones donde la radiación solar es mínima o nula. Los sistemas conectados a la red no contienen un subsistema para el almacenaje o respaldo de energía, están conectados a la red directamente y cuando existe un exceso de potencia eléctrica en el sistema, la energía es inyectada hacia la red eléctrica, es decir, la energía es vendida a la central de distribución y regulación de energía; cuando el sistema carece de potencia la energía es provista de la red (la energía ahora es comprada). Una de sus ventajas es que son sistemas que generan energía en los periodos de tiempo en que la curva de demanda energética llega a su máximo (durante el día) [Carmona Rubio y Díaz Corcobado, 2010].

Los sistemas fotovoltaicos conectados a la red, se componen generalmente por subsistemas que extraen y adecuan la potencia para ser inyectada a la red. En los sistemas fotovoltaicos compuestos por dos etapas, se mejora la eficiencia de extracción de potencia del arreglo fotovoltaico mediante el uso de convertidores CD-CD de potencia, para después ser regulada e inyectada a la red, a través de convertidores CD-CA, que mantienen un balance de potencia entre la fuente CD y la salida en CA. El convertidor de voltaje de CD-CD es un dispositivo que transforman un nivel de voltaje de corriente directa en otro nivel de tensión. Se componen de dispositivos de conmutación (MOSFET, IGBT), inductores y capacitores, donde la regulación de la tensión de salida se realiza mediante una señal PWM, que activa o desactiva los dispositivos de conmutación.

Por lo tanto, en la primera etapa se usan algoritmos MPPT implementados junto a convertidores CD-CD para regular el voltaje en las terminales del arreglo fotovol-

taico y, por ende, llevar el punto de operación del generador solar al máximo punto de potencia, inclusive ante variaciones en los niveles de irradiancia [Häberlin, 2012]. Para lograr la máxima transferencia de potencia, se emplean diversos algoritmos de seguimiento de trayectoria, como el P&O, conductancia incremental, los cuales sólo encuentran máximos locales, es decir, operan cuando existe un máximo punto de potencia y no consideran condiciones de sombreado parcial que generan múltiples extremos.

Los algoritmos MPPT son usados junto a controladores basados en diferentes estrategias de control, ya sea PID, modos deslizantes, ya que, ante condiciones variantes de la irradiancia y temperatura, se debe mantener un seguimiento de la máxima potencia, sin hacer perder la estabilidad del convertidor de potencia.

En virtud de ello, en el proyecto presentado en esta tesis, se investiga acerca de un sistema fotovoltaico conectado a la red compuesto por dos etapas, en donde se hace uso de un algoritmo de búsqueda de extremos (ES) para lograr la máxima transferencia de potencia ante condiciones de sombreado, además, se aplican estrategias de control óptimo robusto para realizar el seguimiento de referencia en el voltaje de entrada de un Buck-Boost y en la potencia activa y reactiva que se suministra a la red por medio de un inversor con un filtro LCL para mitigar los armónicos no deseados.

1.1. Planteamiento del Problema

El incremento de las aplicaciones de sistemas fotovoltaicos conectados a la red como medida alternativa para generar energía eléctrica de manera limpia e inagotable, demanda elevar la eficiencia de los sistemas fotovoltaicos, es decir, que bajo condiciones variantes de irradiancia y ambientales, se pueda extraer la máxima potencia del arreglo fotovoltaico e inyectarlo en la red. Por lo tanto, existen múltiples consideraciones para la primera etapa del sistema fotovoltaico, y es que la mayoría de los algoritmos MPPT, por ejemplo, el P&O presentan una oscilación en estado

estable y problemas en el seguimiento del MPP cuando existen cambios abruptos en los niveles de irradiancia. Pero el principal problema radica cuando existen múltiples puntos máximos de potencia causados por el sombreado parcial en el arreglo fotovoltaico, en el cual, los algoritmos más comerciales pueden encontrar un máximo local disminuyendo drásticamente la eficiencia del sistema fotovoltaico. Por tal motivo se propone el uso del algoritmo de optimización conocido como buscador de extremos (ES), puesto que con la sintonización adecuada de las ganancias se pueden resolver estos problemas. Comúnmente los algoritmos MPPT son usados con técnicas de control para llevar a los convertidores CD-CD a los puntos de operación donde se encuentra el MPP, y al mismo tiempo mantener la estabilidad del sistema. Distintas técnicas de control son usadas, por ejemplo, controladores PI los cuales tienen la ventaja de ser fácilmente implementados puesto que solo consiste en sintonizar ganancias, pero una de sus desventajas es que su rendimiento no es global cuando se tiene un sistema no lineal, o cuando las condiciones de operación son diferentes respecto al punto en el cual fue sintonizado, por esta razón se diseñará y aplicará un algoritmo de control óptimo de horizonte infinito para sistemas no lineales de coeficientes factorizados de estado dependiente.

Una vez extraída la máxima potencia del arreglo fotovoltaico y ser entregada a un Bus de CD, es necesario transformar la tensión de CD en CA para inyectar potencia activa a la red, para lo cual es indispensable un convertidor inversor, que son dispositivos conmutados e incapaces de generar una señal senoidal pura. En consecuencia, una cantidad de armónicos no deseados son generados por el inversor, los cuales impactan negativamente la eficiencia del sistema. Habitualmente se usan filtros tipo L y LC, pero su implementación implica valores grandes de inductancia, así como una dinámica dependiente de las características de la red eléctrica. Por consiguiente, se utilizará un inversor trifásico con filtros LCL y se modelará en espacio de estado para diseñar un controlador óptimo robusto para seguimiento de trayectoria, con el objetivo de dominar la potencia activa y reactiva que son introducidos hacia la red.

1.2. Antecedentes

Existen múltiples publicaciones de sistemas fotovoltaicos conectados a la red donde se implementan sistemas de una o dos etapas y se hace uso de varias topologías de convertidores, controladores, e inversores, así como la configuración final de la estructura del sistema en conjunto.

Un sistema fotovoltaico conectado a la red comúnmente se compone de dos etapas, en la primera etapa se implementa un convertidor CD-CD junto con diferentes técnicas de control para lograr la máxima transferencia de potencia del arreglo fotovoltaico a una carga, entretanto para la segunda etapa se aplica un convertidor CD-CA con distintas técnicas de modulación PWM, de control y filtros.

Distintas técnicas MPPT en sistemas fotovoltaicos se implementan junto con los convertidores CD-CD o CD-CA para lograr el seguimiento del MPP, el cual es dependiente principalmente de tres factores variables que son: la radiación solar, la temperatura y el envejecimiento de las celdas solares. Existen diferentes variantes de técnicas MPPT, pero principalmente se pueden clasificar por sus características como métodos directos e indirectos [Dallago *et al.*, 2015]-[Femia *et al.*, 2012]. Los métodos indirectos localizan el MPP con información previamente extraída del panel fotovoltaico, es decir, se estima el MPP a partir del voltaje y corriente del modelo del módulo fotovoltaico bajo ciertas condiciones de radiación solar [Femia *et al.*, 2012]. Una de las principales desventajas de estas técnicas se manifiesta cuando existe una diferencia entre el modelo real y el modelo estimado, causando pérdidas de energía. Técnicas MPPT conocidas como Beta, Oscilación del sistema, Temperatura y el Método de Voltaje Constante dependen del modelo del arreglo fotovoltaico [De Brito *et al.*, 2012]. Por ejemplo, la técnica MPPT de voltaje constante, consiste en operar el arreglo en-

tre un 70 % u 80 % del voltaje de circuito abierto (V_{oc}) para alcanzar el voltaje en el máximo punto de potencia (V_m) bajo condiciones estándar de irradiación y temperatura.

Los métodos directos no necesitan información previa del sistema fotovoltaico, además se caracterizan por realizar el sensado de corriente y voltaje del módulo fotovoltaico para determinar la posición del MPP. Unos de los algoritmos más conocidos es el algoritmo P&O (Perturba & Observa), y se distingue por encontrar el MPP a partir de la inyección de una perturbación (variación de voltaje) dentro del sistema, fue usado por primera vez en 1970 para aplicaciones aeroespaciales [Femia *et al.*, 2012]. El método P&O tiene las ventajas de ser un algoritmo de fácil implementación, pero una de sus principales desventajas es la presentación de una oscilación alrededor del MPP en condiciones estables y problemas en el seguimiento del MPP cuando se presentan cambios repentinos de irradiancia [Sera *et al.*, 2013].

Otro algoritmo que se presenta muy comúnmente en la literatura es el llamado Conductancia Incremental, el cual es desarrollado desde la perspectiva del P&O [Femia *et al.*, 2012]. En [Sera *et al.*, 2013]-[Kollimalla y Mishra, 2014b] menciona que la aplicación del algoritmo de Conductancia Incremental, presenta el mismo comportamiento que el algoritmo P&O, y carecen de velocidad y adaptabilidad para el seguimiento de transitorios rápidos [Brunton *et al.*, 2010]. Las técnicas MPPT pueden ser aplicadas junto a controladores diseñados específicamente para el convertidor usado, en [Levron y Shmilovitz, 2012] lo denominan doble lazo, en donde el MPPT entrega una referencia (voltaje o corriente) a un controlador que llevara al convertidor al punto de operación deseado, resultando en un algoritmo robusto y estable. En [Femia *et al.*, 2012] presenta dos modos de implementar el algoritmo P&O al convertidor, el primer modo es conectar el algoritmo directamente al modulador del convertidor, el segundo modo es conectar el algoritmo MPPT al controlador del convertidor. La diferencia de estos métodos es que en el primer modo el convertidor trabajara en lazo abierto, mientras que en el segundo el convertidor utilizara un voltaje de retro-

alimentación. En [Kollimalla y Mishra, 2014b]-[Kollimalla y Mishra, 2014a] hacen el uso de un controlador PI para la corriente del inductor con el objetivo de asegurar una rápida respuesta y estabilidad en el sistema. En [De Brito *et al.*, 2012] realizan una comparación a nivel simulación en estado estable de 11 algoritmos MPPT, como métodos directos presentan el método P&O e IC y P&O e IC modificado y el método IC con un controlador PI que destaca por tener un incremento de aproximadamente del 2% respecto el IC, llegando a un valor del 98.3% de factor de seguimiento, por lo tanto, de esta forma se puede lograr una mayor extracción de energía del arreglo fotovoltaico.

Aunque existen diferentes topologías de convertidores CD-CD que pueden ser aplicados en los sistemas fotovoltaicos, por ejemplo, Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk, Sepic y Zeta, de los convertidores más usados para sistemas fotovoltaicos son: el Buck, el Boost y el Buck-Boost [Kolsi *et al.*, 2014]. El uso de los convertidores Buck y Boost son las topologías más prácticas para sistemas fotovoltaicos debido a la simplicidad, la eficiencia y orden del circuito [Zaions *et al.*, 2017] pues se usan menor cantidad de componentes. En [Cai *et al.*, 2016] se emplea un convertidor Boost a nivel simulación para un sistema fotovoltaico de dos etapas con una potencia nominal de operación de 500 kW, en [Wu *et al.*, 2013] se presenta el uso de dos convertidores Buck-Boost para la primera etapa, en donde es acoplado con un inversor monofásico a través de un Bus de CD, pues de las ventajas del Buck-Boost son que se pueden adaptar bajo condiciones donde el voltaje de entrada supera el voltaje de salida (donde el Boost no funcionaría), o cuando el voltaje de entrada es menor al de salida (donde el Buck no funcionaría) y presentan resultados prácticos en donde consiguen una eficiencia de un 95.5% mientras que haciendo uso de un convertidor Boost se logra un valor cercano al 95%. Aunque existen diferentes topologías de convertidores Buck-Boost, por ejemplo, el que es presentado en [Orellana *et al.*, 2010] en donde se tiene una salida con polaridad no inversora, este contiene 4 interruptores y dos ciclos PWM para controlar la ganancia, resultando así en un circuito más complejo y caro.

Para los sistemas de distribución es requerido un inversor bidireccional para el control del flujo de la potencia entre el Bus de CD y la red eléctrica, mientras que el nivel de tensión de entrada es una tercera variable a controlar [Wu *et al.*, 2013]-[Cai *et al.*, 2016]. En [Sepúlveda, 2016] y [Tinajero, 2017] se presenta la implementación práctica de un inversor trifásico de dos niveles conectado a la red, el cual utiliza una modulación de espacio vectorial e inyecta potencia activa y reactiva a la red. La diferencia entre una y otra es el tipo de filtro utilizado para la conexión a la red.

Por otro lado, el uso de filtros a la salida de los inversores, reduce la cantidad de armónicos que se pueden inyectar a la red. Existen diferentes topologías de filtros que son utilizados para realizar conexiones a la red como lo son, el filtro L, el filtro LC y el filtro LCL. Aunque un filtro LCL presenta un mejor desacoplamiento la red eléctrica, es un sistema de tercer orden como se presenta en [Kahlane *et al.*, 2014] y [Pastor y Dudrik, 2013], el cual alcanza su máximo grado de oscilación en la frecuencia de corte, y puede llevar a una inestabilidad. Por eso es propuesto el uso de amortiguamiento pasivo o activo para mitigar la magnitud de la resonancia presente [Kahlane *et al.*, 2014]. Respecto a las implementaciones llevadas a cabo en el laboratorio usando control óptimo, se tienen los trabajos de [Sepúlveda, 2016], el cual utiliza un filtro tipo L y debido a la frecuencia de conmutación tan baja y al tipo de inductores usados la distorsión armónica total de corriente supera el 5% mientras tanto, en [Tinajero, 2017] se hace uso de un filtro LCL donde se esperaría obtener mejores resultados, pero ante incertidumbres paramétricas no consigue reducir los niveles de distorsión armónica por debajo de lo estipulado. En [Kahlane *et al.*, 2014] presentan un método para el diseño de un filtro LCL en un inversor trifásico con resultados prácticos satisfactorios, pues consiguen operar el sistema a una potencia de 1.06kW por fase y una distorsión armónica máxima del 3.3%.

Respecto a las estrategias de control para los sistemas de dos etapas se tiene por ejemplo a [Cai *et al.*, 2016] en donde hacen uso de controladores PI para la estabilización.

Sin embargo, el uso de controladores PID no son eficientes y robustos para sistemas no lineales con perturbaciones, ya que logran el seguimiento de trayectoria en un rango local, por tanto [Ornelas-Tellez *et al.*, 2017] hacen uso del método de coeficientes factorizados de estado dependiente (SDCF) en una micro-red, para el seguimiento de referencias de potencias. Nuevamente en [Ornelas-Tellez *et al.*, 2014b] emplean el método de SDCF para el diseño de un controlador óptimo para sistema no lineal sin perturbación, donde se garantiza optimalidad y robustez, lo cual es necesario si se busca realizar seguimiento de trayectorias para lograr el máximo punto de potencia en un arreglo fotovoltaico y la regulación de la potencia en un inversor trifásico. En [Tinajero, 2017], [Sepúlveda, 2016] y [Ornelas-Tellez *et al.*, 2017] logran controlar la potencia activa y reactiva satisfactoriamente con un controlador para un sistema no lineal de coeficientes factorizados de estado dependiente.

1.3. Motivación

El área de la energía renovable es un área de crecimiento, donde se busca mejorar la extracción y transferencia de energía mediante sistemas fotovoltaico ya sea de una o dos etapas. Ya que un módulo fotovoltaico sólo transforma el 25 % de la energía que recibe del sol, es necesario optimizar la extracción de energía, y tener la menor pérdida en los convertidores de potencia. Por esta razón, a través de la aplicación de técnicas de control óptimo y robusto se busca reducir el error en el seguimiento y regulación en las variables de estado. Uno de los controladores de gran importancia cuando se hace uso de los arreglos solares, es el algoritmo de MPPT, pues de éste dependerá extraer la máxima transferencia de potencia. Para realizar una extracción eficiente, el MPPT tiene que caracterizarse por hacer un seguimiento del máximo punto de potencia, a pesar de que el arreglo presenta un comportamiento no lineal respecto la potencia e intermitencia causada por la variación en los niveles de irradiancia. Además, surge la necesidad de realizar la máxima transferencia de potencia a la red, mediante el uso

de controladores más efectivos en inversores trifásicos.

1.4. Hipótesis

La implementación de una ley de control óptimo robusto de retroalimentación aplicada en un convertidor CD-CD conectado a un sistema fotovoltaico, elevará la eficiencia en la transferencia de potencia puesto que, resuelve problema de seguimiento de referencia de voltaje entregada por un algoritmo MPPT para mantener el arreglo fotovoltaico operando en su máximo punto de potencia ante cambios abruptos de radiación solar. La máxima potencia generada por el convertidor será inyectada a un Bus de CD. Con la aplicación de un control óptimo robusto en un inversor trifásico con filtro LCL conectado a la red, se puede inyectar potencia activa y reactiva proporcionada por un Bus de CD. La ley de control garantizara el intercambio efectivo de potencia de acuerdo a los valores de referencia necesarios.

1.5. Objetivos

1.5.1. Objetivo General

Diseñar, simular e implementar, algoritmos de control óptimo robusto en un sistema de generación fotovoltaico conformado de dos etapas (Buck-Boost e Inversor), para transferir e inyectar la máxima potencia a la red eléctrica.

1.5.2. Objetivos Particulares

- Diseñar y simular un convertidor Buck-Boost que opere a una potencia de 3kW e implementar un algoritmo de control robusto, que regule y de seguimiento del voltaje de referencia de un MPPT para transferir la máxima potencia de un arreglo fotovoltaico hacia un bus de CD, bajo condiciones de irradiación

variante.

- Implementar de forma experimental el algoritmo de control óptimo robusto para seguimiento de referencia en un convertidor Buck-Boost, donde la variable a controlar sea el voltaje de entrada.
- Diseñar y simular un inversor trifásico de 3 kW e implementar un algoritmo de control óptimo robusto para regular la potencia activa y reactiva inyectada en la red eléctrica.
- Diseñar y simular un filtro trifásico LCL que opere a 3 kW con THD menor al 5% en la corriente inyectada a la red eléctrica.
- Implementar de forma experimental un algoritmo de control óptimo robusto para un inversor trifásico con filtro LCL conectado a la red, controlando la potencia activa y reactiva.

1.6. Organización de la Tesis

En el presente trabajo se compone de los siguientes capítulos:

- **Capítulo 2.** Se describen las características y el modelo matemático de cada subsistema (módulo fotovoltaico, convertidor CD-CD, convertidor CD-CA), así mismo, se expone el algoritmo MPPT ES.
- **Capítulo 3.** Se expone la teoría y diseño de los controladores óptimos para los modelos obtenidos en el capítulo dos.
- **Capítulo 4.** Se realiza el cálculo de cada elemento del sistema fotovoltaico para operar a una potencia de 3 kW.
- **Capítulo 5.** Se presentan los resultados a nivel simulación de cada subsistema con control óptimo y de un sistema de generación fotovoltaico conectado a la red

eléctrica operando a 3 kW. Asimismo, se presentan resultados experimentales de cada convertidor con control óptimo aplicado.

- **Capítulo 6.** Se presentan las conclusiones del trabajo desarrollado y trabajos futuros.

Capítulo 2

Sistema Fotovoltaico

En este capítulo se expone la descripción y el modelado de un sistema fotovoltaico conectado a la red compuesto de dos etapas (véase la Figura 2.1), por lo tanto, en las primeras dos secciones se describe el funcionamiento, el modelo matemático y las variables que impactan en la operación de un módulo fotovoltaico. En las Secciones 2.3 y 2.4, se describen las características de un convertidor Buck-Boost y su representación en espacios de estado. La segunda etapa del sistema fotovoltaico se expone en la Sección 2.5 junto con la Sección 2.6, que describen las variables y el modelado de un inversor trifásico con filtro LCL. Para concluir el capítulo, en la Sección 2.7 se presenta el algoritmo MPPT buscador de extremos para un arreglo fotovoltaico.

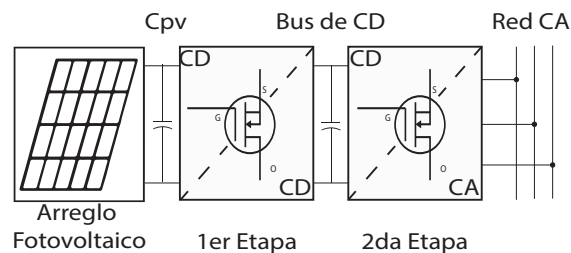


Figura 2.1: Sistema fotovoltaico de dos etapas.

2.1. Descripción y condiciones de operación de un módulo fotovoltaico

Un módulo fotovoltaico es un dispositivo que convierte la radiación solar en energía eléctrica por medio de un conjunto de celdas fotovoltaicas [Häberlin, 2012]. La cantidad total de energía generada por un módulo depende principalmente de la irradiancia (W/m^2) y la temperatura ambiente ($^{\circ}C$) [Bellia *et al.*, 2014]. Un módulo está conformado por un arreglo de celdas fotovoltaicas en donde cada una suele producir una potencia menor a 3 W con un voltaje máximo de 0.5 V [Messenger y Abtahi, 2010], por tal razón, son conectadas en serie y en paralelo con la finalidad de aumentar la capacidad en la generación de energía. En la Figura 2.2 se presenta el comportamiento no lineal de voltaje contra corriente, y en la Figura 2.3 se tiene la gráfica característica de la potencia contra voltaje en un módulo fotovoltaico bajo condiciones estándar de operación (STC).

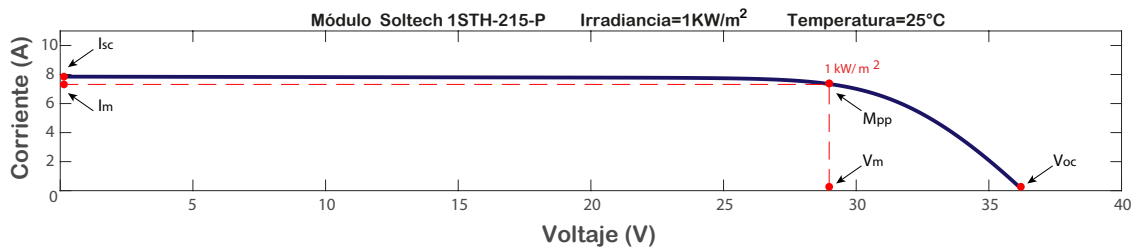


Figura 2.2: Curva característica de corriente contra voltaje de un módulo fotovoltaico.

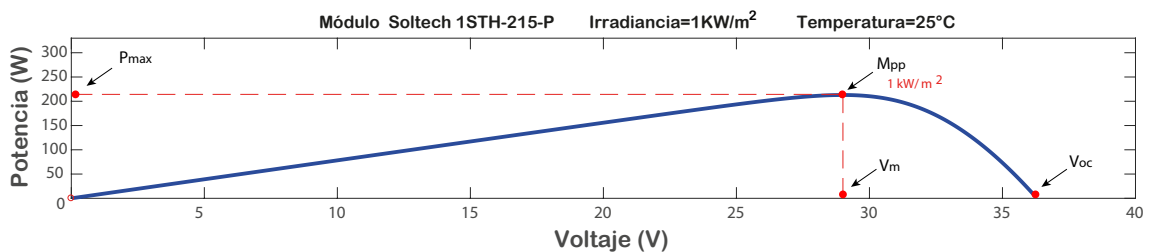


Figura 2.3: Curva característica de potencia contra voltaje en un módulo fotovoltaico.

Las condiciones estándar de operación de un módulo fotovoltaico, ayudan a establecer las propiedades eléctricas de los módulos solares construidos por diferentes fabricantes, en donde la irradiancia (G) es establecida con un valor 1000 W/m^2 y la temperatura de operación (T_{op}) igual a 25°C . En la Figura 2.2 se observa la gráfica de un módulo Soltech de 215 W , en donde, la corriente está en función del voltaje ($I = f(V)$) y presenta diferentes puntos que caracterizan al módulo bajo condiciones estándar de operación (STC) definidos como:

- I_{sc} es la corriente que se presenta en las terminales del módulo cuando el voltaje de salida es igual a 0 volts.
- V_{oc} es el voltaje de salida de un módulo solar cuando la corriente es nula.
- P_{max} es la potencia máxima que puede suministrar un módulo solar.
- V_m es el valor de voltaje que adquiere el módulo cuando se extrae la máxima potencia. El valor de V_m es aproximadamente un 80 % de V_{oc} [Femia *et al.*, 2012] [Messenger y Abtahi, 2010].
- I_m es el valor de corriente que adquiere el módulo cuando se extrae la máxima potencia.
- M_{pp} punto en la curva que indica las condiciones de corriente y voltaje donde el módulo puede proveer la máxima potencia, es decir, $P_{max} = V_{mp} * I_{mp}$.

2.2. Modelo matemático de un módulo fotovoltaico

El modelo ideal de una celda fotovoltaica tiene una fuente de corriente en paralelo con un diodo, pero no toma en cuenta las pérdidas de la resistencia interna causada por los materiales semiconductores que forman parte de las células. Por lo tanto,

en [Femia *et al.*, 2012] [Bellia *et al.*, 2014] se propone el uso del modelo que incluye dos elementos resistivos, la resistencia en paralelo a la fuente de corriente (R_{sh}) y la resistencia en serie al voltaje de salida (R_s). El modelo que contempla los elementos resistivos se muestra en la Figura 2.4.

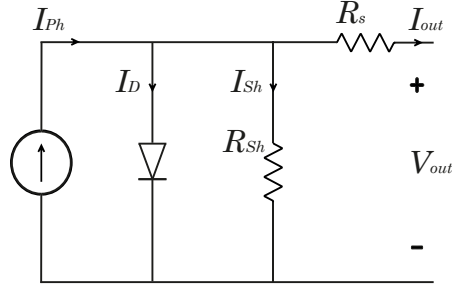


Figura 2.4: Circuito equivalente de una celda solar.

Conforme el valor de R_s incrementa, aumenta la caída de voltaje en la celda afectando los niveles de voltaje en la salida V_{out} . Para valores muy bajos en R_{sh} , habrá un mayor consumo de corriente, lo que provocará pérdidas internas de energía en la célula fotovoltaica.

Al realizar el análisis de corriente de Kirchhoff del modelo se puede obtener

$$I_{out} = I_{Ph} - I_D - I_{Sh} \quad (2.1)$$

donde I_{out} es la salida actual, I_D es la diodo actual y I_{Sh} es la corriente que fluye a través de la resistencia R_{Sh} .

$$I_{out} = N_p I_{Ph} - N_p I_{scd} \left[e^{\frac{(V_{out} + R_s I_{out})}{V_{tn}}} - 1 \right] - \frac{V_{out} + R_s I_{out}}{N_p R_p} \quad (2.2)$$

En (2.2), se tiene la representación matemática de un módulo fotovoltaico que se forma a partir de un número determinado de celdas en serie y paralelo (N_p y N_s), en donde, V_{out} e I_{out} es el voltaje de salida y la corriente de salida del módulo fotovoltaico. I_{Ph} corresponde a la foto-corriente-generada, e I_{scd} corresponde a la saturación actual del diodo.

La fotocorriente (I_{Ph}) queda definida como

$$I_{Ph} = \left(\frac{G_{op}}{G_{stc}} \right) [I_{sc} + k_i(T_{op} - T_{stc})] \quad (2.3)$$

que es determinada en [Bastidas-Rodriguez *et al.*, 2014], donde I_{sc} es la corriente del cortocircuito, K_i es el coeficiente de temperatura de I_{sc} , T_{Op} y G_{Op} corresponde a la temperatura y la irradiación a la que opera la matriz fotovoltaica. T_{stc} y G_{stc} es la temperatura y la irradiación en condiciones de prueba estándar ($T_{stc} = 25^{circ}C$ y $G_{stc} = 1000W/m^2$).

En (2.3) se puede observar la dependencia de la corriente de saturación del diodo (I_{scd}), por lo tanto, con

$$I_{scd} = I_{rsc} \left(\frac{T_{op}}{T_{stc}} \right) \left[\frac{E_{go}q}{KA} \left(\frac{1}{T_{stc}} - \frac{1}{T_{op}} \right) \right] \quad (2.4)$$

se puede encontrar este valor, donde q es la carga de electrones ($1.6021 \cdot 10^{-19}C$), K es la constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23}J/K$), A es el factor de idealidad del diodo, I_{rsc} es la corriente inversa del diodo y E_{go} es la banda de energía del material semiconductor.

La corriente inversa del diodo viene dada por

$$I_{rsc} = I_{sc} \left[\frac{1}{e^{\frac{V_{oc}}{V_{tn}}} - 1} \right] \quad (2.5)$$

donde V_{oc} es el voltaje en circuito abierto, y V_{tn} es el voltaje térmico del diodo.

En [Juárez *et al.*, 2018] V_{tn} puede ser calculado con

$$V_{tn} = \frac{N_s Ak T_{op}}{q} \quad (2.6)$$

2.3. Descripción y operación de un convertidor

El convertidor Buck-Boost es equivalente a una combinación en cascada del convertidor Buck y Boost que provee una salida de voltaje mayor o menor que el voltaje de entrada y con una polaridad contraria. Es denominado convertidor inversor

[Ang y Oliva, 2010]. La topología del convertidor Buck-Boost es conformada por una combinación de elementos semiconductores (diodo y transistor) y de almacenamiento (inductor y capacitores) como se muestra en la Figura 2.5.

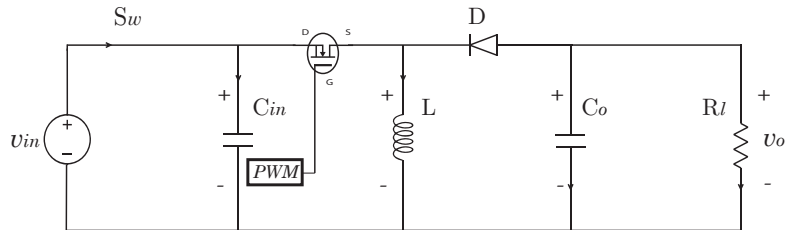


Figura 2.5: Arreglo del convertidor Buck-Boost.

Las ventajas de este convertidor es que puede entregar un nivel voltaje de salida, aun cuando el voltaje de entrada es mayor o menor [Lenk, 1998], y esta característica es descrita por su función de transferencia

$$v_o = \left(\frac{-D}{1-D} \right) v_{in} \quad (2.7)$$

El punto de operación de este convertidor es determinado por el ciclo de servicio D , en donde los valores con $D < 0.5$ causa una reducción en la ganancia de voltaje de la función de transferencia, para valores $D = 0.5$ se tiene una ganancia unitaria, y para valores $D > 0.5$ el voltaje de salida es mayor al voltaje de entrada, pero con una polaridad invertida. En la Figura 2.6 se muestra las regiones de operación de un convertidor Buck-Boost.

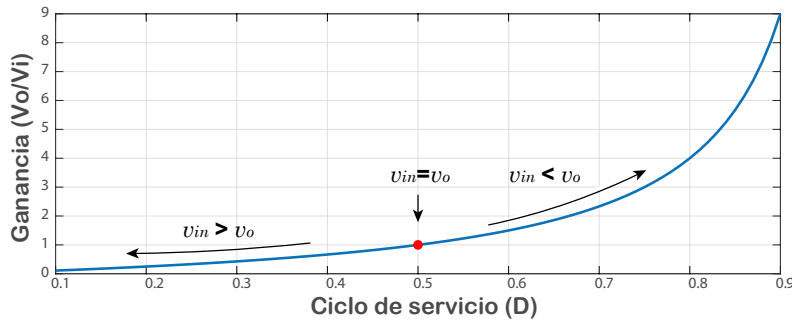


Figura 2.6: Gráfica característica de la ganancia en un convertidor Buck-Boost.

La operación en modo continuo de un convertidor, asegura una eficiencia alta y buen uso de los componentes semiconductores, mientras que en modo discontinuo la dinámica del sistema se reduce [Kolsi *et al.*, 2014], por consiguiente, el convertidor Buck-Boost trabajará en modo continuo.

La operación en modo continuo se divide en dos partes:

- Modo 1 cuando el interruptor S_w está activado en un tiempo $0 < t \leq t_{on}$

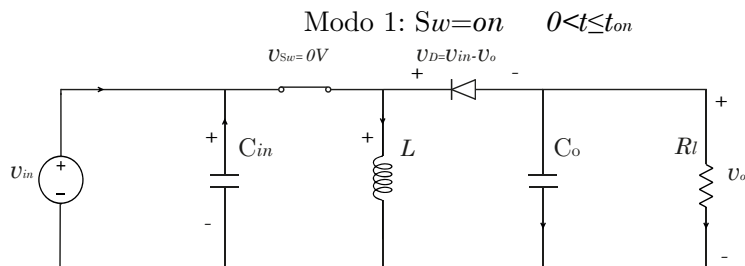


Figura 2.7: Convertidor Buck-Boost con el interruptor activado y el diodo polarizado inversamente.

- Modo 2 cuando el interruptor S_w se encuentra desactivado en un tiempo $t_{on} < t \leq T$

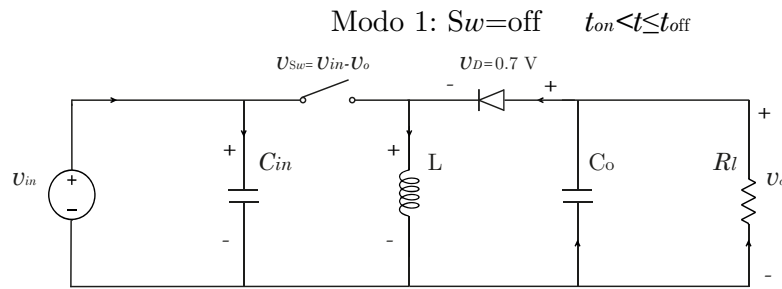


Figura 2.8: Convertidor Buck-Boost con el interruptor desactivado y el diodo en modo conducción.

El convertidor tiene en su entrada un filtro pasivo (C_{in}), generalmente un capacitor, el cual es usado para desacoplar el voltaje y la corriente de la fuente de entrada V_{in} , es decir, reduce los rizados de voltaje y de corriente de entrada causada por la conmutación del inductor en los periodos de tiempo t_{on} y t_{off} [Repak *et al.*, 2016]. La transferencia de energía de la entrada a la salida se realiza a través del inductor, el cual polarizado por voltaje de la fuente de entrada v_{in} cuando el interruptor S_w está activado en un tiempo t_{on} . La polarización del inductor L causa un incremento en el flujo interno de corriente, que después es entregada a la carga (R_l) y al capacitor C_o en un tiempo t_{off} . Bajo condiciones de estado estable, el capacitor determina el rizo de voltaje en la salida V_o , que viene dada por la integral de la corriente de descarga durante el tiempo t_{off} .

2.4. Modelado matemático del convertidor Buck-Boost

Para realizar el diseño de un controlador óptimo, es necesario obtener una representación del sistema conmutado que contenga las dinámicas de conmutación del convertidor, por lo tanto, se utilizará el método de modelos promediados en donde se considera que el interruptor toma valores de una recta numérica con un rango de

[0, 1] [Sira-Ramirez y Silva-Ortigoza, 2006]. Se iniciará con la aplicación de las leyes de voltajes y corrientes de Kirchhoff para la obtención de un modelo promediado. Para realizar el análisis se analiza el circuito cuando el interruptor S_w está activado y desactivado. Cuando $S_w = 1$ se tiene un arreglo como se presenta en la Figura 2.9

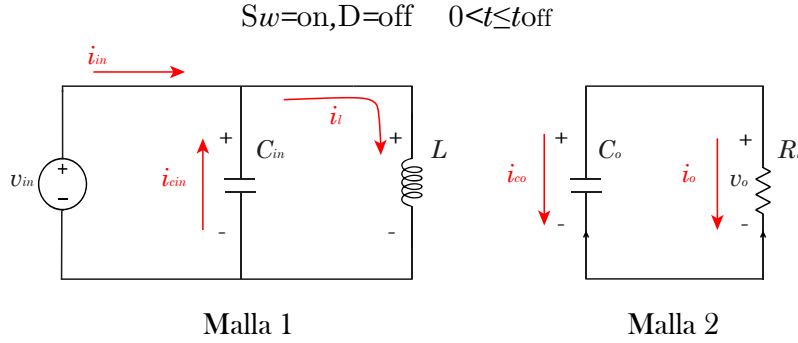


Figura 2.9: Flujos de corriente en el Buck-Boost cuando $S_w = 0_N$

y se activa un periodo de tiempo $0 < t \leq t_{\text{on}}$, por consiguiente, se pueden deducir las siguientes ecuaciones:

- Malla 1

$$v_{in} = v_{cin} = v_l \quad (2.8)$$

$$L \frac{di_l}{dt} = v_{cin} \quad (2.9)$$

$$i_{in} = i_{cin} + i_l \quad (2.10)$$

$$C_{in} \frac{v_{cin}}{dt} = i_{in} - i_l \quad (2.11)$$

en el que, v_{in} es el voltaje de la fuente de entrada, v_{cin} es el voltaje en el capacitor C_{in} , v_l y i_l es el voltaje y la corriente en el inductor L , i_{in} es la corriente proporcionada por la fuente de entrada, i_{cin} es la corriente en el capacitor C_{in} .

- Malla 2

$$i_o = -i_{co} \quad (2.12)$$

$$C_o \frac{dv_{co}}{dt} = \frac{-v_o}{R_l} \quad (2.13)$$

En donde i_o es la corriente de salida, i_{co} es la corriente en el capacitor C_o , v_o es el voltaje de salida y v_{co} es el voltaje en el capacitor C_o .

Cuando $S_w = 0$ para un periodo de tiempo $t_{on} < t \leq T$ las mallas se reconfiguran como se muestra en la Figura 2.10 y se pueden encontrar las siguientes ecuaciones:

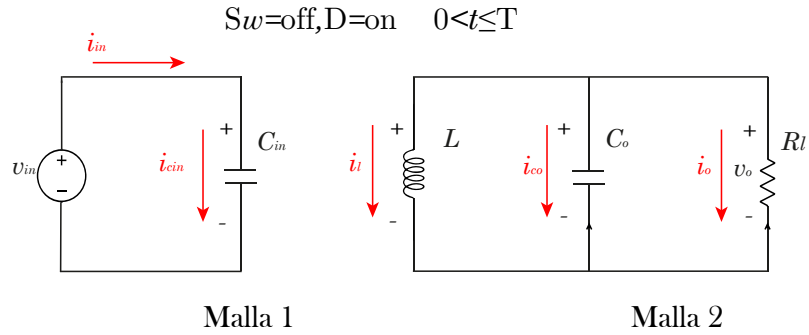


Figura 2.10: Flujos de corriente en el Buck-Boost cuando $S_w = o_{FF}$

- Malla 1

$$i_{in} = i_{cin} \quad (2.14)$$

$$C_{in} \frac{v_{cin}}{dt} = i_{in} \quad (2.15)$$

- Malla 2

$$v_l = v_o \quad (2.16)$$

$$L \frac{di_l}{dt} = v_o \quad (2.17)$$

$$i_l + i_{cin} + i_o = 0 \quad (2.18)$$

$$C_o \frac{v_{co}}{dt} = -i_o - i_l \quad (2.19)$$

Partiendo de las ecuaciones obtenidas (2.8)-(2.19) se puede obtener el modelo del sistema, en donde la conmutación se introduce mediante la variable $u \in \{0, 1\}$, resultando en:

$$\frac{v_{cin}}{dt} = \frac{i_{in}}{C_{in}} - \frac{i_l}{C_{in}} u \quad (2.20)$$

$$\frac{i_l}{dt} = \frac{v_{cin}}{L} - \frac{v_o}{L} (1 - u) \quad (2.21)$$

$$\frac{v_{co}}{dt} = -\frac{v_{co}}{R_l C_o} - \frac{i_l}{C_o} (1 - u) \quad (2.22)$$

Partiendo de (2.20)-(2.22) es posible conseguir una representación en espacios de estados, como se muestra en (2.23).

$$\begin{bmatrix} \frac{v_{cin}}{dt} \\ \frac{i_l}{dt} \\ \frac{v_{co}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{v_{co}}{L} \\ \frac{-i_l}{C_o} - \frac{v_{co}}{R_l C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-i_l}{C_{in}} \\ \frac{v_{cin} - v_{co}}{L} \\ \frac{i_l}{C_o} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \frac{i_{in}}{C_{in}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

y v_{cin} como variable de salida

$$[y_1] = [v_{cin}] \quad (2.24)$$

De (2.23) se puede observar que se tiene un sistema no lineal perturbado de la forma

$$\dot{x} = f(x) + Bu + D$$

$$y = h(x)$$

en donde, $x_1 = v_{cin}$, $x_2 = i_l$ y $x_3 = v_{co}$, por lo tanto, podemos definir que

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{v_{cin}}{dt} \\ \frac{i_l}{dt} \\ \frac{v_{co}}{dt} \end{bmatrix} \quad f(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{v_{co}}{L} \\ \frac{-i_l}{C_o} - \frac{v_{co}}{R_l C_o} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{-x_2}{C_{in}} \\ \frac{x_1 - x_3}{L} \\ \frac{x_2}{C_o} \end{bmatrix}$$

$$h(x) = [v_{cin}] \quad D = \begin{bmatrix} \frac{i_{in}}{C_{in}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad u \in \{0, 1\}$$

2.5. Descripción y operación inversor trifásico

Un inversor genera una señal en corriente alterna simétrica CA a partir de un voltaje constante en CD, en donde la frecuencia y la magnitud son variables a controlar [Ned Mohan y P.Robins, 2009]. Los inversores que tienen una fuente en CD en la entrada son denominados inversores de voltaje (VSI). Cuando un inversor tiene una entrada fija, se puede generar una salida variable si se modifica la ganancia mediante el control de los anchos de pulso de una señal periódica (cuadrada) y se conoce como control por modulación de ancho de pulso o PWM [Rashid, 2004]. Para aplicaciones de mediana y baja potencia es aceptable voltajes de onda cuadrada o casi cuadrada, pero para aplicaciones de alta potencia es necesario inversores que generen señales senoidales con baja distorsión [Rashid, 2004], sin embargo, para realizar una conexión a la red es necesario cumplir con las condiciones de las normas IEEE-519-2014 [Reznik *et al.*, 2014].

Un inversor trifásico se puede considerar una conexión en paralelo de tres inversores monofásicos de medio puente y en donde hay un desfaseamiento de 120° entre cada fase. Como continuación del proyecto presentado por [Tinajero, 2017] y en base a los niveles de potencia propuestos en este proyecto, se determinó el uso de un inversor trifásico de dos niveles de tensión, pues estos se implementan en sistemas de media y baja potencia (véase la Figura 2.11).

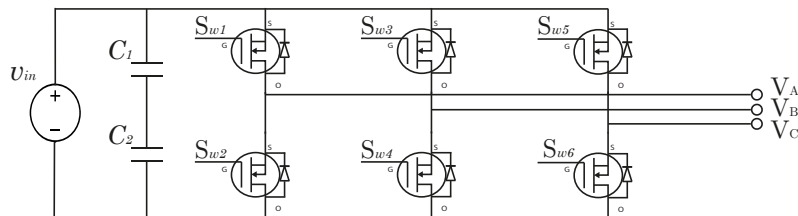


Figura 2.11: Inversor trifásico de dos niveles de tensión

El rendimiento de un inversor se puede medir a partir de la cantidad de armónicos

presentes en la señal de salida, y se puede obtener calculando los siguientes parámetros:

- Distorsión total armónica THD. La distorsión armónica total es una medida de la semejanza que existe entre la forma de onda generada y su fundamental y viene dado por

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.25)$$

Donde V_1 es el valor *rms* de la componente fundamental y V_n es el valor *rms* de la n -ésima componente.

La interconexión de un sistema fotovoltaico a la red no es posible si no se mitigan los armónicos causados por la conmutación, por ende, se requieren filtros entre el inversor y la red. Para este sistema fotovoltaico de dos etapas, se usará un filtro LCL, por su alta atenuación de armónicos y la reducción en costo de los componentes [Reznik *et al.*, 2014]-[Kahlane *et al.*, 2014]. En la figura 2.13 se presenta la topología de un filtro LCL.

2.6. Modelado matemático de un inversor trifásico con filtro LCL

Es importante realizar ciertas consideraciones antes de proceder con el modelado del sistema, por ejemplo, se debe precisar la topología de convertidor, el tipo conexión a un conjunto de cargas o si es una conexión a la red, y el tipo de filtro a utilizar. Para el sistema fotovoltaico se considera realizar una conexión a la red trifásica, mediante un filtro LCL que reducirá los armónicos de alta frecuencia, en donde las variables a controlar serán la potencia activa y reactiva, como se observa en la Figura 2.12.

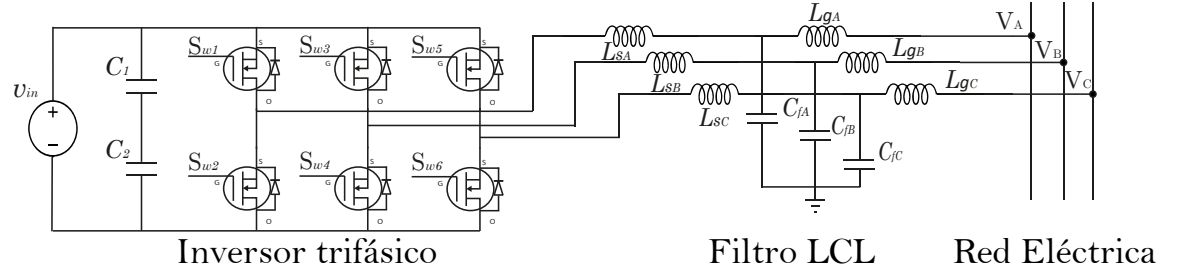


Figura 2.12: Inversor trifásico conectado a un filtro LCL.

Para obtener un modelado del convertidor promediado, es necesario separar la etapa de conmutación de los elementos invariantes en el tiempo, y satisfacer la condición de mantener una frecuencia de conmutación mayor a la frecuencia de la señal fundamental [Tinajero, 2017], de este modo, se obtiene una representación del sistema como se observa en la Figura 2.13.

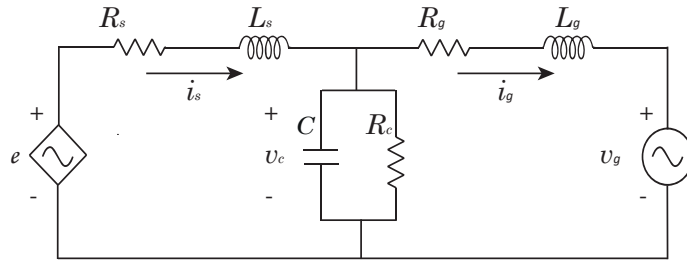


Figura 2.13: Filtro LCL

Para obtener la dinámica del sistema, se inicia con la aplicación de las leyes de Kirchhoff, resultando en (2.26)-(2.28).

$$L_s \frac{di_s}{dt} = -R_s i_s + e - v_c \quad (2.26)$$

$$L_g \frac{di_g}{dt} = -R_g i_g - v_g + v_c \quad (2.27)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_s - i_g - \frac{v_c}{R_c} \quad (2.28)$$

donde L_s valor del inductor lado fuente, L_g valor del inductor lado red, R_s es la reactancia del inductor lado fuente, R_g es la reactancia del inductor red, C es valor del capacitor del filtro LCL, R_c es la reactancia del capacitor, i_s es la corriente generada por la fuente en la malla 1, i_g es la corriente generada en la malla 2 y que es inyectada a la red, e es el valor de voltaje de la fuente y que es considerada con un valor constante. v_c es la caída de tensión en el capacitor intermedio del filtro y R_c es el valor la reactancia del capacitor. Bajo la condición de que se tiene un inversor trifásico que genera señales balanceados y no hay presencia de armónicos, se puede hacer uso de la transformada de Park. La transformada de Park transforma las componentes seno-iales ABC a valores constantes $dq0$ en coordenadas rotativas, lo cual reduce permite plantear un modelo con matrices invariantes en el tiempo. Al aplicar la transformada de Park a (2.26)-(2.28), se obtiene un nuevo modelo

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{e_d}{L_s} - \frac{R_s}{L_s}i_{sd} - \frac{v_{cd}}{L_s} + \omega i_{sq} \quad (2.29)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{e_q}{L_s} - \frac{R_s}{L_s}i_{sq} - \frac{v_{cq}}{L_s} - \omega i_{sd} \quad (2.30)$$

$$\frac{di_{gd}}{dt} = \frac{v_{cd}}{L_g} - \frac{R_g}{L_g}i_{gd} - \frac{v_{gd}}{L_g} + \omega i_{gq} \quad (2.31)$$

$$\frac{di_{gq}}{dt} = \frac{v_{cd}}{L_g} - \frac{R_g}{L_g}i_{gq} - \frac{v_{gd}}{L_g} - \omega i_{gd} \quad (2.32)$$

$$\frac{dv_{cd}}{dt} = \frac{i_{sd}}{C} - \frac{v_{cd}}{R_c C} - \frac{i_{gd}}{C} + \omega v_{cq} \quad (2.33)$$

$$\frac{dv_{cd}}{dt} = \frac{i_{sq}}{C} - \frac{v_{cq}}{R_c C} - \frac{i_{gq}}{C} - \omega v_{cd} \quad (2.34)$$

en el cual las variables están en términos de $dq0$, es decir, la corriente de la fuente queda como i_{sd} e i_{sq} , la corriente inyectada en la red igual i_{gd} e i_{gq} , el voltaje del capacitor v_{cd} y v_{cq} , voltaje en la salida del inversor como e_d y e_q , así como el voltaje

en la red igual a v_{gd} y v_{gq} . Los voltajes de la red en el marco de referencia $dq0$ son v_{gd} y v_{gq} , y se presentan en (2.31)-(2.32) las cuales son perturbaciones conocidas donde su dinámica pueden ser consideradas nulas [Sepulveda y Ornelas-Tellez, 2015], por lo tanto, se puede afirmar que

$$\frac{dv_{gd}}{dt} = 0 \quad \frac{dv_{gq}}{dt} = 0 \quad (2.35)$$

La representación en espacios de estado del sistema inversor trifásico conectado a la red se puede formular a partir de la representación de las ecuaciones en $dq0$, de este modo se puede obtener la representación del inversor de la forma:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{di_{gd}}{dt} \\ \frac{di_{gq}}{dt} \\ \frac{dv_{cd}}{dt} \\ \frac{dv_{cq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_s} i_{sd} + \omega i_{sq} - \frac{v_{cd}}{L_s} \\ -\omega i_{sq} - \frac{R_s}{L_s} i_{sd} - \frac{v_{cq}}{L_s} \\ -\frac{R_g}{L_g} i_{gd} + \omega i_{gq} + \frac{V_{cd}}{L_g} \\ -\omega i_{gq} - \frac{R_g}{L_g} i_{gd} + \frac{V_{cq}}{L_g} \\ \frac{i_{sd}}{C} - \frac{i_{gd}}{C} - \frac{v_{cd}}{R_c C} + \omega v_{cq} \\ \frac{i_{sq}}{C} - \frac{i_{gq}}{C} - \omega v_{cd} - \frac{v_{cq}}{R_c C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{-v_{gd}}{L_g} \\ \frac{-v_{gq}}{L_g} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

En la segunda etapa del sistema fotovoltaico se busca controlar la inyección de potencia activa (P_a) y reactiva (Q_r) en la red, las cuales se pueden definir en términos $dq0$ como:

$$P_a = \frac{3}{2}(v_{gd}i_{gd} + v_{gq}i_{gq}) \quad (2.37)$$

$$Q_r = \frac{3}{2}(v_{gq}i_{gd} - v_{gd}i_{gq}) \quad (2.38)$$

Por tal razón, la salida es igual a

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}(v_{gd}i_{gd} + v_{gq}i_{gq}) \\ \frac{3}{2}(v_{gq}i_{gd} - v_{gd}i_{gq}) \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Analizando (2.36)-(2.39) se puede decir que corresponde a una representación de un sistema no lineal con una perturbación. Por consiguiente, se tiene un sistema como:

$$\dot{x} = f(x) + Bu + D$$

$$y = h(x)$$

en donde las variables de estado se definen como $x_1 = i_{sd}$, $x_2 = i_{sq}$, $x_3 = i_{gd}$, $x_4 = i_{gq}$, $x_5 = v_{cd}$, $x_6 = v_{cq}$ y las matrices correspondientes son

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{di_{gd}}{dt} \\ \frac{di_{gq}}{dt} \\ \frac{dv_{cd}}{dt} \\ \frac{dv_{cq}}{dt} \end{bmatrix} \quad f(x) = \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_s}i_{sd} + wi_{sq} - \frac{v_{cd}}{L_s} \\ -wi_{sq} - \frac{R_s}{L_s}i_{sq} - \frac{v_{cq}}{L_s} \\ -\frac{R_g}{L_g}i_{gd} + wi_{gq} + \frac{V_{cd}}{L_g} \\ -wi_{gd} - \frac{R_g}{L_g}i_{gq} + \frac{V_{cq}}{L_g} \\ \frac{i_{sd}}{C} - \frac{i_{gd}}{C} - \frac{v_{cd}}{R_c C} + wv_{cq} \\ \frac{i_{sq}}{C} - \frac{i_{gq}}{C} - wv_{cd} - \frac{v_{cq}}{R_c C} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{-v_{gd}}{L_g} \\ \frac{-v_{gq}}{L_g} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad h(x) = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}(v_{gd}i_{gd} + v_{gq}i_{gq}) \\ \frac{3}{2}(v_{gq}i_{gd} - v_{gd}i_{gq}) \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}$$

2.7. Técnicas de máxima transferencia de potencia

Como se presentó en la Sección 2.1, la energía de un módulo fotovoltaico depende de la temperatura e irradiancia, y estas son variables en el tiempo, que define diferentes valores de V_m e I_m para el máximo punto de potencia. Cuando una carga (batería, resistencia, elemento pasivo) con un valor determinado es conectada en las terminales de un módulo fotovoltaico (véase la Figura 2.14), se determina un punto de operación en el módulo.

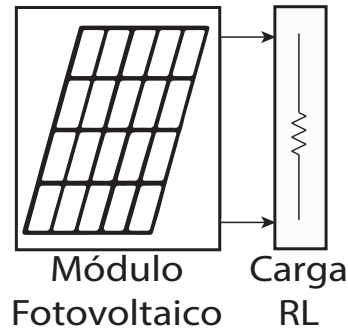


Figura 2.14: Conexión de una carga R_L al generador fotovoltaico.

Entonces la potencia de salida es definida por el valor de la carga, la irradiancia y la temperatura como se muestra en la Figura 2.15, en donde también se puede observar que el valor de la carga coincide con el máximo punto de potencia bajo condiciones estándar (STC), pero como conforme disminuye la irradiancia con una temperatura constante los puntos definidos por la recta se alejan más de la máxima transferencia de potencia.

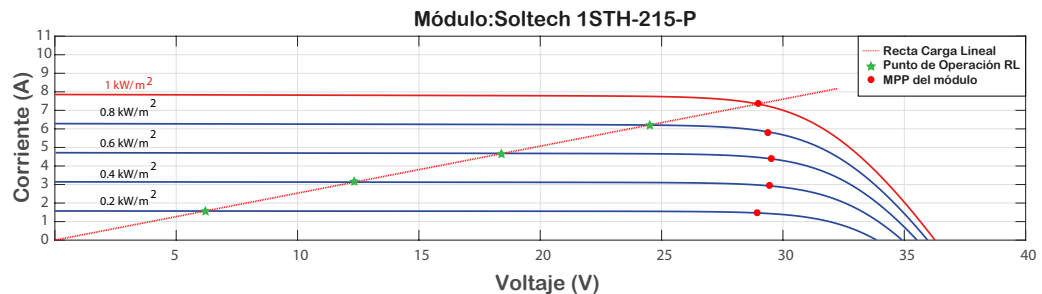


Figura 2.15: Valor fijo de R_L para diferentes niveles de irradiancia, en donde se definen diferentes puntos de operación.

Para resolver este problema es necesario colocar una interface que ajuste los valores de corriente y de voltaje de la salida, y es denominado como optimizador dinámico [Femia *et al.*, 2012]. Entonces un convertidor CD-CD, es utilizado para variar la resistencia y el voltaje en las terminales del módulo fotovoltaico [Femia *et al.*, 2012] con el objetivo de llevar el punto de operación al máximo punto de potencia. El control

en el ciclo de servicio modificará el valor de D con el objetivo de llevar el sistema al máximo punto de potencia ante los cambios de la irradiancia (véase la Figura 2.16). A este tipo de controlador se les denomina MPPT o seguidor de máximo punto de potencia.

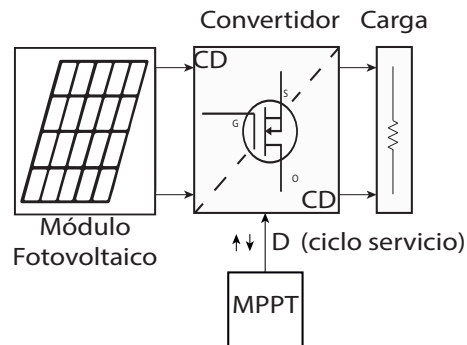


Figura 2.16: Diagrama a bloques de un sistema fotovoltaico con un controlador MPPT

Existen numerosas técnicas MPPT para sistemas fotovoltaicos, pero generalmente se clasifican como métodos indirectos y directos [Femia *et al.*, 2012] [Leyva *et al.*, 2012]. Los métodos indirectos consisten en fijar un valor de voltaje o corriente en las terminales del módulo, con la finalidad de que el sistema fotovoltaico opere en el máximo punto de potencia, por ejemplo, el método Fractional Open-Circuit voltaje se basa en medir el voltaje de circuito abierto y ajustarlo a un valor del 76 % u 80 % a través de un convertidor. Igualmente, el método Short-Circuit Current consiste en medir periódicamente la corriente en corto circuito y ajustar la corriente de operación a un 86 % para operar cerca del MPP, sin embargo, operar el voltaje o corriente a estos valores (76 % V_{oc} y 86 % I_{sc}) no asegura que se consiga el MPP debido a las características variantes entre fabricantes. Como métodos indirectos tiene la desventaja de causar un gran estrés en los componentes del sistema (módulos fotovoltaicos y componentes del convertidor) por los cambios abruptos en la operación [Leyva *et al.*, 2012]. Los métodos directos consisten en algoritmos que miden los valores instantáneos de voltaje y de corriente para realizar el seguimiento del MPP, mediante el incremento o

decremento del ciclo de servicio del convertidor. Estos algoritmos MPPT tienen la ventaja de realizar un seguimiento rápido del valor del MPP [2]. Los controladores MPPT más conocidos y aplicados en la mayoría de las industrias, es el algoritmo llamado perturba y observa (P&O), mientras que los métodos de conductancia incremental (IC)[Femia *et al.*, 2012]-[Leyva *et al.*, 2012], propia oscilación (SO) y extremum seeking (ES) son desarrollados a partir del método perturba y observa. También existen algoritmos MPPT basados en redes neuronales y control difuso [Leyva *et al.*, 2012].

El método P&O tiene el inconveniente de oscilar sobre el máximo punto de potencia y presentar una carencia en la velocidad de respuesta y adaptabilidad al sistema ante transitorios rápidos, mientras que el algoritmo ES converge a una velocidad proporcional a la pendiente de la curva de potencia contra voltaje, garantizando la estabilidad sobre un rango amplio de los parámetros del sistema.

2.8. Algoritmo de búsqueda de extremos (**Extremum-Seeking**)

El algoritmo de búsqueda de extremos (ES) es un método de control adaptivo y es implementado en problemas de control no lineales, donde la no linealidad (planta) contiene un máximo o mínimo local [Ariyur y Krstic, 2003], con el objetivo de conseguir un valor óptimo a la salida.

El algoritmo ES tiene dos finalidades [Zhang y Ordóñez, 2011]:

- Buscar y encontrar el extremo de la función de salida.
- Ser capaz de controlar el sistema (estabilizar) y llevar su salida al extremo máximo.

El ES es un controlador basado en algoritmos que buscan el máximo o mínimo de un mapa no lineal [Leyva *et al.*, 2012][Ariyur y Krstic, 2003][Zhang y Ordóñez, 2011].

Esta técnica ha sido aplicada exitosamente en sistemas fotovoltaicos [Leyva *et al.*, 2012], y consiste en introducir una perturbación senoidal para estimar el gradiente de la curva voltaje contra Potencia.

El principio del ES se presenta en la Figura 2.17, y se hacen las siguientes consideraciones. Cuando se tiene un mapa no lineal con entrada y salida, en el cual, se inyecta una señal x con una pequeña señal senoidal de amplitud pequeña x_0 . La salida del sistema oscilará alrededor de su valor promedio. Cuando la señal de salida, se multiplica por una señal senoidal se tienen las siguientes condiciones:

- Si las señales sinodales estarán en fase si la señal de entrada x es menor que el máximo del mapa no lineal.
- Si las señales sinodales están en contrafase si la señal de entrada x es mayor que el máximo del mapa no lineal.
- Cuando x alcanza el valor óptimo entonces la señal y dobla su frecuencia, la amplitud del rizo se reduce.

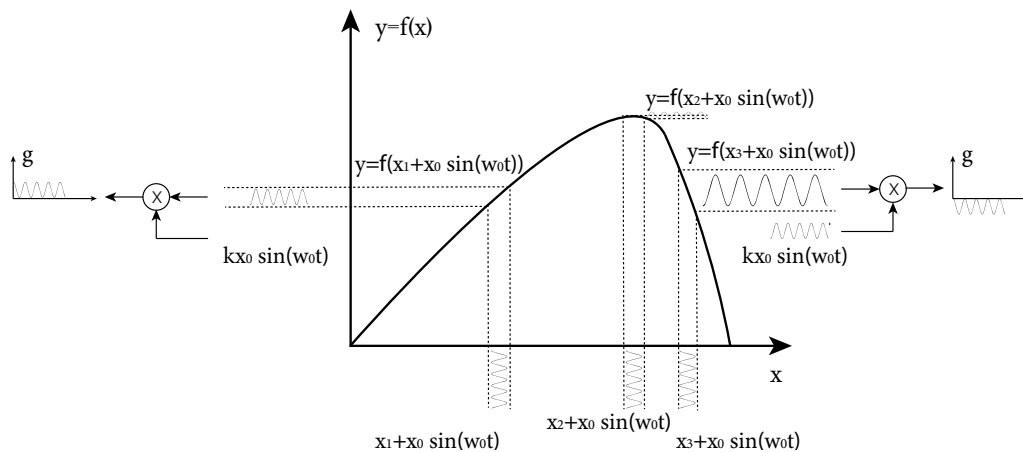


Figura 2.17: Principio de operación del control ES.

Este control utiliza una perturbación senoidal para perturbar la dinámica de la planta con una salida y . La salida es un filtro pasa altas para remover cualquier off-set

Usando $2 \sin^2 \omega_o t = 1 - \cos 2\omega_o t$ in (2.41), resulta en

$$y = f^* + \frac{a^2 f''}{4} + \frac{f''}{2} \tilde{\theta}^2 - a f'' \tilde{\theta} \sin \omega_o t + \frac{a^2 f''}{4} \cos 2\omega_o t \quad (2.42)$$

Entonces el filtro aplicado en (2.42) para negar f^*

$$\frac{s}{s+h}[y] = \frac{f''}{2} \tilde{\theta}^2 - a f'' \tilde{\theta} \sin \omega_o t + \frac{a^2 f''}{4} \cos 2\omega_o t, \quad (2.43)$$

La señal de (2.43) es demodulada multiplicando por $\sin \omega t$, y este resulta en

$$\xi \approx \frac{f''}{2} \sin \omega_o t \tilde{\theta}^2 - a f'' \tilde{\theta} \sin^2 \omega_o t + \frac{a^2 f''}{4} \cos 2\omega_o t \sin \omega_o t \quad (2.44)$$

Entonces usando $2 \sin^2 \omega_o t = 1 - \cos 2\omega_o t$ y la identidad trigonométrica $2 \cos 2\omega_o t \sin \omega_o t = \sin 3\omega_o t - \sin \omega_o t$, in (2.44) entonces esto resulta en

$$\xi \approx \frac{f''}{2} \tilde{\theta} + \frac{a f''}{2} \tilde{\omega}_o \cos 2\omega_o t + \frac{a^2 f''}{8} (\sin \omega_o t - \sin 3\omega_o t) + \frac{f''}{2} \tilde{\theta}^2 \sin \omega_o t \quad (2.45)$$

multiplicando (2.45) por el integrador, nos podemos aproximar directamente hacia $\tilde{\theta}$

$$\tilde{\theta} \approx \frac{k}{s} \left[\frac{f''}{2} \tilde{\theta} + \frac{a f''}{2} \tilde{\omega}_o \cos 2\omega_o t + \frac{a^2 f''}{8} (\sin \omega_o t - \sin 3\omega_o t) \right] \quad (2.46)$$

De (2.46) los términos cuadráticos son despreciados y los terminos de alta frecuencia son atenuados por el integrador. Entonces la (2.46) se transforma en

$$\tilde{\theta} \approx \frac{k}{s} \left[-\frac{a f''}{2} \tilde{\theta} \right] \quad (2.47)$$

Derivando (2.47)

$$\dot{\tilde{\theta}} \approx -\frac{ka f''}{2} \tilde{\theta} \quad (2.48)$$

Donde el sistema es table siempre y cuando $ka f'' > 0$. Entonces $\tilde{\theta} \rightarrow 0$ o $\hat{\theta} \rightarrow \theta^*$. Una de las características del algoritmo ES, es la velocidad de convergencia al MPP, y es que esta depende de la pendiente de la curva de $P - V$ y garantiza estabilidad sobre

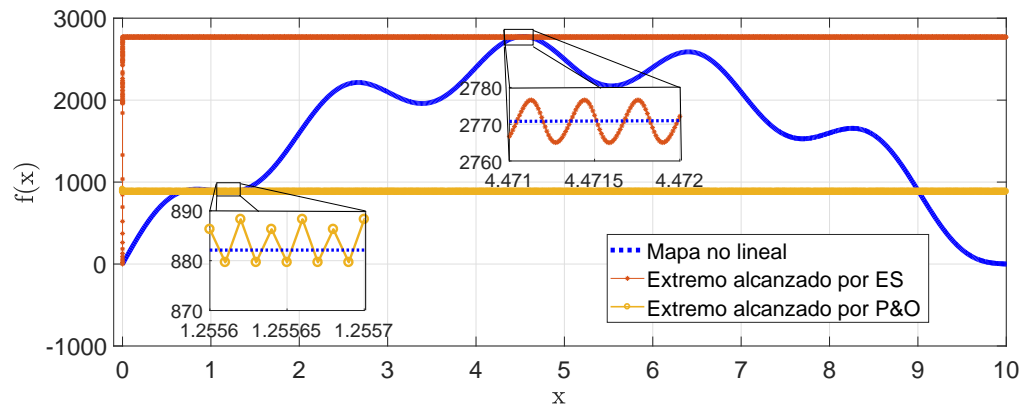


Figura 2.19: Comparación de las respuestas del ES y P&O, cuando se tiene una función no lineal con múltiples extremos.

todo el rango del sistema [Brunton *et al.*, 2010]. Mientras tanto, los algoritmos como el P&O carece de velocidad y adaptabilidad, para responder ante cambios rápidos en los transitorios. Otra característica del algoritmo ES, es que en base a una sintonización de las ganancias de la señal demoduladora y de la ganancia K , se puede lograr encontrar el máximo global cuando se tiene una curva no lineal con múltiples extremos. En Simulink se realizó la comparación entre el algoritmo P&O y el algoritmo ES ante un mapa no lineal con una amplitud aproximada de 3000 y presentando múltiples extremos. La amplitud de este mapa no lineal se configuró para aproximarse al valor de potencia cuando se tienen 3 kW. En la Figura 2.19 se puede apreciar la respuesta de cada algoritmo MPPT, y se puede observar que el P&O se queda atrapado en un máximo local, mientras con el algoritmo ES se logra obtener el extremo global.

2.9. Conclusiones del capítulo

Es este capítulo se presentaron los modelados matemáticos de los subsistemas que componen el sistema fotovoltaico conectado a la red y se inicia con la representación de un módulo fotovoltaico en el que se considera una resistencia en serie y paralelo

para aproximarse a una representación más completa de un módulo fotovoltaico. La representación de los convertidores CD-CD y CD-CA se llevó a cabo mediante el uso de la técnica de modelos promediados, pues de esta forma se consigue una representación en espacio de estados considerando la señal conmutada, como un valor de una recta numérica y por ende facilitando la formulación del modelo. Al final de este capítulo se expuso el desarrollo matemático del algoritmo buscador de extremos, el cual puede encontrar un extremo global ante la presencia de múltiples extremos de una función y una respuesta rápida ante cambios abruptos en el punto del MPP.

Capítulo 3

Diseño del Control Óptimo en un Sistema Fotovoltaico

Para lograr que se transfiera la máxima energía de un arreglo fotovoltaico a un Bus de CD es importante que el controlador del convertidor lleve al sistema de forma óptima a la referencia de seguimiento indicada por el MPPT y, así también, la etapa inversora pueda controlar la potencia activa y reactiva a la red bajo la condición de mantener un nivel de tensión en el Bus de CD. Por tal razón, en este capítulo se presenta la formulación de la ley de control óptimo para seguimiento de trayectoria aplicado en los sistemas convertidores presentados previamente.

3.1. Control óptimo

La teoría control óptimo consiste en el diseño de algoritmos basados en un índice de rendimiento. Se define que el objetivo de control óptimo es determinar señales de control que llevarán un proceso o una planta, a cumplir con ciertas restricciones físicas y al mismo tiempo extremizar (maximizar o minimizar) un criterio de rendimiento seleccionado [Naidu, 2002]-[Kirk, 2012]. Por lo tanto, el controlador forzará la dinámica de un sistema a alcanzar un objetivo o seguir una trayectoria y maximizan-

do o minimizando un índice de rendimiento.

Para lograr la aplicación de un controlador óptimo es necesario obtener una representación del sistema espacio de estados, por ejemplo:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.1)$$

donde A es la matriz de estados, x es el vector de estados, B es la matriz de entrada y u es el vector de las señales de entrada. Para un sistema no lineal se puede tener la forma

$$\dot{x} = f(x, u) \quad x(t_0) = x_0 \quad (3.2)$$

donde x es el vector de estados, u es el vector de las señales de entrada.

Entretanto el índice de rendimiento es definido mediante un funcional, por ejemplo:

- Índice de rendimiento para un sistema de control de mínima energía.

$$J = \int_{t_0}^{t_f} u' R u dt \quad (3.3)$$

donde $u' R u$ es la energía total consumida y R es una matriz definida positiva.

- Índice de rendimiento para la minimización del error cuadrático de un sistema de seguimiento.

$$J = \int_{t_0}^{t_f} x' Q x dt \quad (3.4)$$

y la minimización del error de seguimiento se define como $x = x_a - x_d$, donde x_a es el valor actual, x_d es el valor deseado, Q es una matriz de ponderación semidefinida positiva.

De tal manera, el problema de control óptimo es obtener un valor óptimo de $u^*(t)$ para un sistema lineal (3.1), donde $x^*(t)$ siga una trayectoria que optimice el índice de rendimiento general,

$$J = \int_{t_0}^{t_f} [x'(t)Q(t)x(t) + u'(t)R(t)u(t)] dt \quad (3.5)$$

y para un sistema no lineal (3.2)

$$J = \int_{t_0}^{t_f} V(x(t), u(t), t) dt \quad (3.6)$$

en el cual $u(t)$ y $x(t)$ no tienen restricciones, el tiempo final t_f puede ser libre, y el estado final $x_f(t)$ libre [Naidu, 2002].

3.1.1. Control óptimo en lazo cerrado

Una de las desventajas de tener un controlador óptimo en lazo abierto, es que no contempla los cambios paramétricos en la planta, por lo tanto, es necesario obtener una retroalimentación de los estados como se muestra en la Figura 3.1.

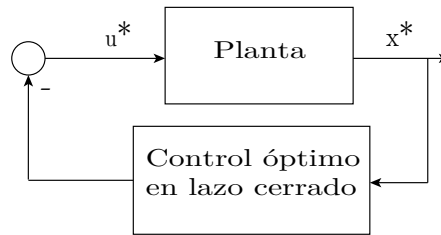


Figura 3.1: Control óptimo en lazo cerrado.

Las técnicas para conseguir la ley de control óptimo con retroalimentación de estados son las siguientes:

- Regulador Cuadrático Lineal (LQR). Un controlador óptimo en lazo cerrado para un sistema lineal se puede encontrar mediante la aplicación del Regulador Cuadrático Lineal (LQR).
- Ecuación de Hamilton-Jacobi-Bellman (HJB). Otro método alternativo para obtener un controlador óptimo en lazo cerrado es utilizando el principio de optimalidad y la ecuación de HJB (Desineni). Por lo tanto, la ley de control en lazo cerrado para un sistema de la forma (3.2) con un terminal de costo (3.6) se encuentra mediante los siguientes pasos:

- Paso 1. Se realiza el planteamiento del Hamiltoniano

$$\mathcal{H}(x(t), u(t), J_x^*, t) = V(x(t), u(t), t) + J_x^{*T} f(x(t), u(t), t) \quad (3.7)$$

- Paso 2. Se minimiza el Hamiltoniano respecto de $u(t)$

$$\left(\frac{\partial \mathcal{H}}{\partial u} \right)_* = 0 \quad u(t)^* = h(x(t)^*, J_x^*, t) \quad (3.8)$$

para encontrar el valor de $u(t)^*$.

- Paso 3. La entrada óptima $u(t)^*$ se sustituye en (3.7) para obtener la ecuación de HJB.

$$\mathcal{H}^*(x(t)^*, J_x^*, t) \quad (3.9)$$

- Paso 4. Se da solución a la ecuación de HJB para el funcional J , el cual queda en términos de la ecuación diferencial de Riccati.

$$J_t + \mathcal{H}(x(t)^*, J_x^*, t) = 0 \quad (3.10)$$

- Paso 5. Se usa la solución J^* del paso 4, para evaluar J_x^* y se sustituye en u^* para obtener la ley de control óptimo en lazo cerrado.

3.2. Control óptimo en sistemas no lineales

Existen diversas técnicas de control no lineal, no obstante, se elige control óptimo por sus características de estabilidad, robustez y optimalidad, las cuales otras técnicas no necesariamente las poseen. Los métodos presentados para diseñar controladores en lazo cerrado se restringen únicamente para sistemas lineales, pues el diseño del control óptimo para un sistema no lineal mediante la ecuación de HJB resulta compleja [Ornelas-Tellez *et al.*, 2014a]. El diseño de un controlador óptimo en sistemas no lineales, debe de abarcar la optimalidad y robustez. Por lo tanto, se propone el método basado en la ecuación de Riccati de Estado-Dependiente (SDRE). El

SDRE es un método que ofrece estabilidad, optimización, robustez y características computacionales que permiten su implementación en tiempo real como controlador de retroalimentación en sistemas no lineales [Cimen, 2010], en donde la ley de control toma las matrices como si fueran constantes y el control cuadrático es calculado “en-línea” [Haessig y Friedland, 2002] facilitando su implementación.

3.2.1. Seguimiento de trayectoria usando la Ecuación de Riccati Dependiente del Estado

En este trabajo se considera la aplicación del SDRE para un sistema no lineal con un controlador de seguimiento óptimo de horizonte-infinito. Para este caso se utiliza la metodología presentada en [Ornelas-Tellez *et al.*, 2017], donde se tiene un sistema de la forma

$$\dot{x} = f(x) + B(x)u + D \quad (3.11)$$

$$y = h(x) \quad (3.12)$$

donde

- $\{x\} \in R^n$ es un vector de estados.
- $\{u\} \in R^m$ es la entrada de control.
- $\{y\} \in R^p$ es el vector de salidas del sistema.
- $f(x)$, $B(x)$, $h(x)$ son mapas suaves de dimensiones apropiadas.
- D es una perturbación conocida.

Para el sistema (3.11) con salida (3.12) se puede realizar la factorización de coeficientes de estado dependiente (SDCF) obteniendo una configuración como $f(x) =$

$A(x)$, $h(x) = C(x)x$ con la finalidad de formar un sistema de la forma

$$\dot{x} = A(x)x + B(x)u + D \quad (3.13)$$

$$y = C(x)x \quad (3.14)$$

El SDCF en un sistema no lineal consiste en obtener una representación con estructura de un sistema lineal, en donde la entrada parece lineal, permitiendo utilizar propiedades de sistemas lineales para el diseño de la retroalimentación en lazo cerrado, no obstante, cabe aclarar que el sistema nunca es linealizado [Ramos-Paz *et al.*, 2017]. La factorización resultante solo puede ser llevada a cabo si se garantiza que $f(0) = 0$, $h(0) = 0$ y $f(\cdot) \in C^1$ y $h(\cdot) \in C^1$. Es importante realizar una factorización adecuada que cumplan con las propiedades de controlabilidad y observabilidad con la finalidad de tener esquemas de control bien definidos.

De tal modo que las pruebas de controlabilidad y observabilidad son realizadas para el sistema no lineal contemplado. La prueba de controlabilidad de estado dependiente puede ser aplicada a la representación (3.13) con salida (3.14) mediante

$$\text{rango}\{\mathcal{C}(x)\} = n \forall x \quad (3.15)$$

donde $\mathcal{C}(x)$ es la matriz de controlabilidad y es determinada como

$$\mathcal{C}(x) = \begin{bmatrix} B(x) & A(x)B(x) & \dots & A^{n-1}(x)B(x) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

La prueba de observabilidad de estado dependiente puede ser determinada como

$$\text{rango}\{\mathcal{O}(x)\} = n \forall x \quad (3.17)$$

donde $\mathcal{O}(x)$ es

$$\mathcal{O}(x) = \begin{bmatrix} C(x) \\ C(x)A(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ C(x)A^{n-1}(x) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Con la finalidad de obtener un sistema robusto, es necesario que el controlador fuerce la salida a seguir una trayectoria deseada, en donde, el desempeño sea óptimo y con esfuerzo de control mínimo, por tal motivo se propone el uso del siguiente algoritmo presentado en [Ornelas-Tellez *et al.*, 2014b]-[Ornelas-Tellez *et al.*, 2017]. Antes de aplicar el algoritmo propuesto es importante que las variables de estado de los sistemas no lineales estén disponibles para realizar la retroalimentación. Para el problema de seguimiento se busca mantener la salida lo más cercano a la trayectoria de referencia, es decir, mantener una diferencia nula entre los valores. Entonces, el error es equivalente a:

$$\begin{aligned} e &= r - y \\ &= r - C(x)x \end{aligned} \quad (3.19)$$

donde r es la referencia de seguimiento por la salida del sistema y . Si se tiene un sistema de la forma (3.11) con una salida (3.12) se puede definir un funcional de costo cuadrático J igual a

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{\infty} (e^T Q e + u^T R u) dt \quad (3.20)$$

en el cual Q y R son matrices definidas positivas y simétricas. El valor asociado a la matriz Q pondera el tiempo de evolución del error (3.19), mientras que el parámetro de la matriz R pondera el esfuerzo de la ley de control o el gasto de energía del controlador. Valiéndose de Q y R , el propósito de la ley de control es determinar un valor de $u(t)$ con un tiempo $t \in [t_0, \infty)$, que minimice el criterio (3.20).

Si el sistema (3.11) con una salida (3.12) es controlable de estado-dependiente y observable de estado-dependiente, la ley de control óptimo en lazo cerrado queda definido como

$$u^*(x) = R^{-1}B^T(x)(Px - z) \quad (3.21)$$

para la cual, P es la solución de la matriz diferencial con una condición límite $P(\infty) = 0$, y donde la ecuación de Riccati queda definida como:

$$\dot{P} = -C^T(x)QC(x) + PB(x)R^{-1}B^T(x)P - A^T(x)P - PA(x) \quad (3.22)$$

en el cual z cumple la condición $z(\infty) = 0$, que es la solución del vector diferencial

$$\dot{z} = -[A(x) - B(x)R^{-1}B^T(x)P]^T z - C^T(x)Qr + PD \quad (3.23)$$

El funcional tiene valor óptimo para la ley de control (3.21) definido como

$$J^* = \frac{1}{2}x^T(t_0)P(t_0)x(t_0) - z^T(t_0)x(t_0) + \varphi(t_0) \quad (3.24)$$

donde φ es la solución a la función escalar diferenciable

$$\dot{\varphi} = -\frac{1}{2}r^T Qr + \frac{1}{2}z^T B(x)R^{-1}B^T(x)z \quad (3.25)$$

con $\varphi(\infty) = 0$.

3.3. Control óptimo en un sistema convertidor Buck-Boost

Para plantear la ley de control óptima (3.21) en el convertidor Buck-Boost presentado en el capítulo 2, se necesita pasar de un sistema (3.11)-(3.12) a una estructura tipo SDCF que cumpla con las propiedades de controlabilidad y observabilidad. Tomando la representación del sistema no lineal (2.23) podemos formular las siguientes

matrices:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & \frac{-1}{C_o} & \frac{-1}{R_l C_o} \end{bmatrix} \quad B(x) = \begin{bmatrix} \frac{-x_2}{C_{in}} \\ \frac{x_1 - x_3}{L} \\ \frac{x_2}{C_o} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} \frac{i_{in}}{C_{in}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

El vector de estados es igual a:

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{cin} \\ i_l \\ v_{co} \end{bmatrix}$$

De esta manera, la representación de la forma (3.13)-(3.14) queda como

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & \frac{-1}{C_o} & \frac{-1}{R_l C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-x_2}{C_{in}} \\ \frac{x_1 - x_3}{L} \\ \frac{x_2}{C_o} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \frac{i_{in}}{C_{in}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

La ley de control óptimo se puede determinar con (3.21), y queda en términos de las soluciones z y P , del valor de la matriz R , de las variables de estado (x_1, x_2, x_3) y de las constantes C_{in} , L , C_o . Por lo tanto, se obtiene que

$$u^*(t) = R^{-1} \left(-\frac{x_2(-z_1 + x_1 P_{1,1} + x_2 P_{1,2} + x_3 P_{1,3})}{C_{in}} + \frac{(x_1 - x_2)(-z_2 + x_1 P_{1,2} + x_2 P_{2,2} + x_3 P_{2,3})}{L} + \frac{x_2(-z_3 + x_1 P_{1,3} + x_2 P_{2,3} + x_3 P_{3,3})}{C_o} \right) \quad (3.28)$$

3.4. Control óptimo en inversores trifásicos

En esta subsección se efectúa un cambio en la representación de espacios de estado para el convertidor inversor, puesto que también se aplicará una ley de control óptimo

en lazo cerrado. Por consiguiente, tomando las ecuaciones (2.36)-(2.39), se puede establecer las matrices en base al SDCF como:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & w & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ -w & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & -\frac{R_g}{L_g} & w & \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & -w & -\frac{R_g}{L_g} & 0 & \frac{1}{L_g} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & \frac{1}{R_c C} & w \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & -w & -\frac{1}{R_c C} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{-v_{gd}}{L_g} \\ \frac{-v_{gd}}{L_g} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{3}{2}v_{gd} & \frac{3}{2}v_{gq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2}v_{gq} & -\frac{3}{2}v_{gd} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}$$

El vector de estados queda representado como

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{gd} \\ i_{gq} \\ v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix}$$

Por lo tanto, la representación en forma (3.13)-(3.14) igual a

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & w & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ -w & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & -\frac{R_g}{L_g} & w & \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & -w & -\frac{R_g}{L_g} & 0 & \frac{1}{L_g} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & \frac{1}{R_c C} & w \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & -w & -\frac{1}{R_c C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{-v_{gd}}{L_g} \\ \frac{-v_{gd}}{L_g} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

La salida y se define como

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{3}{2}v_{gd} & \frac{3}{2}v_{gq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2}v_{gq} & -\frac{3}{2}v_{gd} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Renombrando las variables de estado ($i_{sd..v_{cq}}$), la P_a y Q_r quedan determinadas igual a:

$$P_a = \frac{3}{2}(v_{gd}x_3 + v_{gq}x_4) \quad (3.31)$$

$$Q_r = \frac{3}{2}(v_{gq}x_3 - v_{gd}x_4) \quad (3.32)$$

En consecuencia, la ley de control será una matriz de dimensión $\mathbb{R}^{2 \times 1}$, por lo tanto

$$u^* = \begin{bmatrix} u_1^* \\ u_2^* \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Evaluando (3.21) para el modelo (3.29)-(3.30), se determina la ley de control óptima en términos de las soluciones de P, z , del valor proporcionado para el esfuerzo de control R , de las variables de estado (x_1, \dots, x_6) y del valor de la inductancia L_s que se encuentra en la malla lado inversor, así pues, se obtiene que

$$u_1^* = \frac{(-z_2 + x_1P_{2,1} + x_2P_{2,2} + x_3P_{3,2} + x_4P_{4,2} + x_5P_{5,2} + x_6P_{6,2}) R_{1,2}}{L_s (R_{1,1}R_{2,2} - R_{1,2}^2)} - \frac{(-z_1 + x_1P_{1,1} + x_2P_{2,1} + x_3P_{3,1} + x_4P_{4,1} + x_5P_{5,1} + x_6P_{6,1}) R_{2,2}}{L_s (R_{1,1}R_{2,2} - R_{1,2}^2)} \quad (3.34)$$

$$u_2^* = \frac{(-z_1 + x_1P_{1,1} + x_2P_{2,1} + x_3P_{3,1} + x_4P_{4,1} + x_5P_{5,1} + x_6P_{6,1}) R_{1,2}}{L_s (R_{1,1}R_{2,2} - R_{1,2}^2)} - \frac{(-z_2 + x_1P_{2,1} + x_2P_{2,2} + x_3P_{3,2} + x_4P_{4,2} + x_5P_{5,2} + x_6P_{6,2}) R_{1,1}}{L_s (R_{1,1}R_{2,2} - R_{1,2}^2)} \quad (3.35)$$

3.5. Conclusiones del capítulo

Es este capítulo se desarrolló una ley de control óptima y robusta de lazo cerrado para seguimiento de trayectorias en un convertidor Buck-Boost y un inversor trifásico con filtro LCL, a través del método de SDRE, la cual resuelve el problema de control mediante la linearización extendida o factorización de coeficientes de los sistemas no lineales obtenidos en los capítulos anteriores.

Capítulo 4

Diseño de un Sistema Fotovoltaico de 3 kW

El objetivo de este capítulo es presentar el método que se utilizó para calcular los parámetros de un sistema fotovoltaico a 3 kW compuesto por un convertidor CD-CD y otro de CD-CA. La operación de un convertidor Buck-Boost de salida invertida, depende de la selección del valor de inductancias y capacitancias, puesto que, es necesario garantizar un modo de conducción continua. Por consiguiente, en la Sección 4.1 se presenta el método para definir los valores de los componentes y en la Sección 4.2 estos se calculan para un sistema de 3 kW. La segunda etapa del sistema fotovoltaico está compuesta por un inversor trifásico que es conectado a la red mediante un filtro LCL, debido a que la meta es reducir la mayor cantidad de armónicos, en la Sección 4.3 se presenta el método para calcular estos parámetros, y finalmente en la Sección 4.4 se determina el diseño del filtro basados en una potencia de operación de 3 kW.

4.1. Cálculo de parámetros para un convertidor Buck-Boost

Antes del diseño de convertidor Buck-Boost es necesario conocer el rango de operación, para determinar el valor de los elementos que componen la topología del circuito y el modo de operación del convertidor. El modo de operación puede ser en conducción continua (CCM) y sucede cuando la corriente en el inductor siempre es mayor a cero, para el caso de operación en conducción discontinua (DCM) la corriente en el inductor alcanza valores iguales a cero. En el diseño del convertidor Buck-Boost se consideró la operación en modo continuo, de esta forma se garantiza una alta eficiencia de operación en el convertidor, además, los elementos de conmutación (Mosfet,Igbt), inductores y capacitores funcionen dentro del rango de operación para los cuales fueron diseñados [Kolsi *et al.*, 2014]. El rango de operación de un convertidor Buck-Boost conectado a un arreglo fotovoltaico, es fijado por el controlador MPPT pues, este buscará obtener la máxima extracción de potencia modificando el voltaje de salida mediante el ciclo de servicio. El punto de operación está definido por el valor mínimo y máximo del ciclo de servicio D , en donde el valor del inductor y de los capacitores son dependientes de éste. Para obtener el rango de operación en el ciclo de servicio D , es necesario definir los parámetros de la Tabla 4.1.

El valor del voltaje de operación en el arreglo o módulo fotovoltaico, depende de la carga conectada en sus terminales, así como de la irradiancia que recibe, por lo tanto, puede presentar una variación mínima ($V_{i_{min}}$) y máxima ($V_{i_{max}}$) como se muestra en la Figura 4.1.

Tabla 4.1: Valores necesarios para el diseño de un convertidor Buck-Boost conectado a un generador fotovoltaico.

Parametro	Definición	Unidad
P_{max}	Potencia Máxima del sistema Fotovoltaico	Watts
V_m	Voltaje de operación en el MPP	Volts
I_m	Corriente de operación en el MPP	Amperes
$V_{i_{min}}$	Voltaje mínimo del arreglo fotovoltaico	Volts
$V_{i_{max}}$	Voltaje máximo del arreglo fotovoltaico (V_{oc})	Volts
$I_{i_{max}}$	Corriente máxima de salida del arreglo fotovoltaico (I_{sc})	Amperes
V_o	Voltaje de salida del convertidor (voltaje en el Bus de CD)	Volts
$I_{o_{max}}$	Corriente máxima de salida del convertidor	Amperes
ΔI_L	Rizo de corriente en el Inductor	Amperes
ΔV_{Co}	Rizo de voltaje en el capacitor de salida	Volts
ΔV_{Ci}	Rizo de voltaje en el capacitor de entrada	Volts
f_{sw1}	Frecuencia de Conmutación del Convertidor Buck-Boost	Hertz

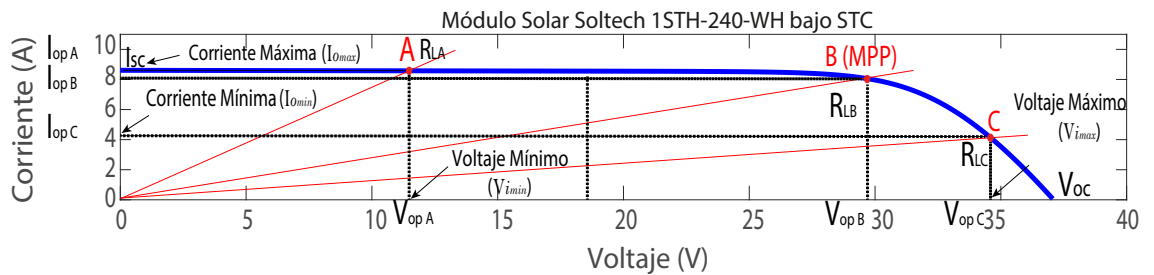


Figura 4.1: Puntos de operación (A,B y C) en función de la carga R_l vista por el generador fotovoltaico y modificada por ciclo de servicio del convertidor Buck-Boost.

La influencia de la carga R_l sobre la curva del módulo, propiciará un cambio en el ciclo de servicio para adecuar el voltaje de salida al voltaje V_o , y podrá definir el rango de variación del ciclo de servicio mediante

$$D_{max} = \frac{-V_o}{-V_o - V_{i_{min}}} \quad (4.1)$$

donde D_{max} es el valor máximo de ciclo de servicio y

$$D_{min} = \frac{-V_o}{-V_o - V_{i_{max}}} \quad (4.2)$$

D_{min} es el valor mínimo de ciclo de servicio. Entonces, el rango de D estará definido como

$$D_{min} \leq D \leq D_{max} \quad (4.3)$$

Para encontrar el valor del inductor se parte de (4.4) que es igual a

$$V_L = L \frac{di}{dt} = L \frac{(I_2 - I_1)}{t_1} = L \frac{\Delta I_L}{t_1} \quad (4.4)$$

Donde V_L es igual al voltaje de entrada V_{in} , ΔI_L es el rizo de corriente en el inductor y t_1 tiempo de encendido del interruptor. Despejando el tiempo t_1 de (4.4), resulta

$$t_1 = \frac{\Delta I_L}{V_{in}} L \quad (4.5)$$

Cuando el interruptor esta desactivado el voltaje del inductor es igual al voltaje de salida, entonces sustituyendo V_o en (4.4) se puede obtener el valor de t_2

$$t_2 = -\frac{\Delta I_L}{V_o} \quad (4.6)$$

Si el periodo T está definido como la suma del tiempo de encendido t_1 y apagado t_2 entonces

$$T = \frac{1}{f_{sw1}} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_L}{V_{in}} - \frac{\Delta I_L}{V_o} = \frac{\Delta I_L (V_o - V_{in})}{V_o V_{in}} \quad (4.7)$$

Para determinar el valor adecuado del inductor, se parte desde la ecuación (4.7) en donde el rizo de corriente se puede definir como

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} V_o}{f_{sw1} L (V_o - V_{in})} \quad (4.8)$$

reduciendo y despejando el valor del inductor se obtiene que

$$L = \frac{V_{in} D}{f_{sw1} \Delta I_L} \quad (4.9)$$

El valor del rizo de corriente se define como un $\Delta I_L \leq 50\%I_o$, en donde I_o se presenta cuando se transmite la máxima potencia del sistema fotovoltaico al Bus de CD. Por esta razón se evalúa (4.9) en los extremos de $D(D_{min}$ y $D_{max})$ resultando en

$$L_{min} = \frac{Vi_{min}D_{max}}{f_{sw1}\Delta I_L} \quad (4.10)$$

y

$$L_{max} = \frac{Vi_{max}D_{min}}{f_{sw1}\Delta I_L} \quad (4.11)$$

La ecuación (4.10) define el valor del inductor cuando se tiene el máximo ciclo de servicio, pero si decrementa D hacia D_{min} , el rizo incrementa ΔI_L haciendo que el convertidor opere en DCM. Por esta razón se selecciona el valor que se obtiene en (4.11), pues si se varía D en todo su rango de operación se cumple con $\Delta I_L \leq 50\%I_o$ y se garantiza que el convertidor Buck-Boost operara en CCM.

El segundo parámetro a determinar es el valor del capacitor de salida C_o , el cual se relaciona con el rizo de voltaje en la carga y se presenta en la siguiente ecuación como

$$\Delta V_{C_o} = \frac{I_o t_1}{C_o} \quad (4.12)$$

Si se define $t_1 = \frac{V_o}{(V_o - V_{in})f_{sw1}}$ y se sustituye en (4.12) se obtiene que

$$\Delta V_{C_o} = \frac{I_o V_o}{(V_o - V_{in})f_{sw1} C_o} \quad (4.13)$$

Reduciendo (4.13) queda como

$$\Delta V_{C_o} = \frac{I_o D}{f_{sw1} C_o} \quad (4.14)$$

El rizo de voltaje impactará en la estabilidad del bus de CD , por eso, se considera mantener una condición en el rizo de voltaje de salida como $\Delta V_{C_o} \leq 2\%V_o$. Para estimar el valor adecuado del capacitor se despeja la constante C_o de (4.14), después

se evalúa en los extremos de D y con la corriente máxima $I_{o_{max}}$ resulta en

$$C_{o_{min}} = \frac{I_{o_{max}} D_{min}}{f_{sw1} \Delta V_{Co}} \quad (4.15)$$

donde el valor $C_{o_{min}}$ puede mantener el rizo de voltaje bajo la condición establecida siempre y cuando el $D \leq D_{min}$, pero si D aumenta, el rizo de voltaje crecerá fuera del límite. Si (4.14) se evalúa con D_{max} y se obtiene

$$C_{o_{max}} = \frac{I_{o_{max}} D_{max}}{f_{sw1} \Delta V_{Co}} \quad (4.16)$$

y por lo tanto, se consigue un valor adecuado en el capacitor para mantener $\Delta V_{Co} \leq 2\%V_o$ en todo el rango de operación de D .

El siguiente parámetro a determinar es el valor del capacitor de entrada C_{in} , también denominado como capacitor de desacoplamiento, el cual tiene como objetivo hacer el rizo de voltaje lo suficientemente pequeño para evitar oscilaciones en el MPP y lograr un máximo porcentaje en la transferencia de energía proveniente del arreglo fotovoltaico [Repak *et al.*, 2016] [Dumais y Kalyanaraman, 2012], por lo tanto, se define que $\Delta V_{Cin} \leq 2\%V_{i_{max}}$. El valor del capacitor de entrada se puede calcular a partir de

$$I_{in} = C_{in} \frac{di}{dt} \quad (4.17)$$

Donde I_{in} es la corriente de entrada y C_{in} es el valor a conocer. De (4.17) despejamos dt e integramos por los dos lados y se evalúa de t_1 a t_2

$$\begin{aligned} \int_{t_1}^{t_2} I_{in} dt &= C_{in} \int_{V(t_1)}^{V(t_2)} dv \\ I_{in}(t_2 - t_1) &= C_{in} V(t_2) - V(t_1) \\ I_{in}(t_{off}) &= C_{in} \Delta V_{Cin} \\ I_{in}(1 - D)T &= C_{in} \Delta V_{Cin} \end{aligned}$$

Reacomodando se obtiene

$$C_{in} = \frac{I_{in}(1 - D)}{f_{sw1} \Delta V_{Cin}} \quad (4.18)$$

Es necesario seleccionar un valor adecuado de C_{in} para que el convertidor pueda operar en todo el rango de D y de esta forma, mantener el rizo de voltaje dentro de la condición, por tal motivo (4.18) se evalúa en los extremos del ciclo de servicio y se selecciona una corriente máxima de entrada, resultando en

$$C_{in_{min}} = \frac{I_{i_{max}}(1 - D_{max})}{f_{sw1}\Delta V_{C_{in}}} \quad (4.19)$$

y

$$C_{in_{max}} = \frac{I_{i_{max}}(1 - D_{min})}{f_{sw1}\Delta V_{C_{in}}} \quad (4.20)$$

donde se observa que $C_{in_{min}}$ puede mantener un rizo de voltaje pequeño si $D \geq D_{max}$. Para un ciclo de servicio menor a D_{max} , el rizo de voltaje de entrada cumple con la condición $\Delta V_{C_{in}} \geq 2\%V_{i_{max}}$, por ende, el valor del capacitor de entrada C_{in} se calcula con (4.20) garantizando un rizo de voltaje menor o igual al establecido.

4.2. Cálculo de un convertidor Buck-Boost para un sistema de 3 kW

Las consideraciones para el diseño del convertidor son las siguientes:

Tabla 4.2: Parámetros de diseño para un convertidor Buck-Boost de 3 kW.

Parametro	Valor	Unidad
P_{max}	3000	Watts
V_m	479.4	Volts
I_m	6.305	Amperes
$V_{i_{min}}$	10	Volts
$V_{i_{max}}$	573.3 (V_{oc})	Volts
$I_{i_{max}}$	6.89(I_{sc})	Amperes
V_o	500	Volts
$I_{o_{max}}$	6	Amperes
ΔI_L	3.338	Amperes
ΔV_{C_o}	10	Volts
ΔV_{C_i}	11.466	Volts
f_{sw1}	16000	Hertz

Es importante aclarar que los voltajes $V_{i_{max}}$ y V_m , corresponden a los valores de un arreglo fotovoltaico de 16 módulos en serie tipo A10J-M60-220, los cuales reciben una irradiancia $I_r = 860 \text{ W/m}^2$ y generan una potencia de 3 kW. Una vez conocidos los parámetros del convertidor Buck-Boost que se presentan en la Tabla 4.2, se determinó el rango del ciclo de servicio con (4.1) y (4.2), en donde se obtuvo un rango de

$$0.4658 \leq D \leq 0.98039$$

Después se evaluó (4.10) para conocer el valor mínimo del inductor L , resultando en

$$L = 5mH$$

y asegurando un rizo $\Delta I_L = 30\% I_{o_{max}}$. De (4.16) podemos obtener el valor del capacitor de salida C_o avalando la condición $\Delta V_{C_o} \leq 2\% V_o$, y obteniendo un valor igual a

$$C_o = 36.75\mu F$$

Para obtener el valor del capacitor de entrada se utilizó (4.20) con un ciclo de servicio

máximo D_{max} , dando un valor de

$$C_{in} = 19.9121\mu F$$

De esta forma, los parámetros del convertidor serán:

Tabla 4.3: Valores de capacitancia e inductancia requeridos para una potencia de 3 kW.

Parametro	Valor	Unidad
C_{in}	19.9121	μ F
C_0	36.75	μ F
L	5	mH

4.3. Cálculo de los parámetros de un inversor trifásico con filtro LCL

Cuando se diseña un filtro múltiples consideraciones son tomadas en cuenta, por ejemplo, el tamaño de filtro, la atenuación del rizo de conmutación, máximo rizo de corriente o tamaño del capacitor en paralelo con filtro [Chitsazan y Trzynadlowski, 2016]. Por lo tanto, es necesario conocer ciertos parámetros antes de proceder con el diseño.

A partir de las especificaciones presentadas en la Tabla 4.4 se determinan los valores, en donde, los primeros cálculos a realizar son para especificar la impedancia base y capacitancia base, porque un porcentaje corresponde al valor de los componentes del filtro. Entonces la impedancia base está definida como

$$Z_b = \frac{V_{LL}^2}{P_n} \quad (4.21)$$

Tabla 4.4: Parámetros de diseño para un filtro LCL.

Parametro	Definición	Unidad
P_n	Potencia nominal(P_{max})	Watts
V_{LL}	Voltaje línea a línea salida del inversor	Volts
V_{ph}	Voltaje de fase (salida del inversor)	Volts
V_{Bcd}	Voltaje en el Bus de CD	Volts
F_g	Frecuencia de red	Hertz
W_g	Frecuencia angular de la red	Rad/s
F_{sw2}	Frecuencia de conmutación	Hertz

y la capacitancia base es igual a

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} \quad (4.22)$$

El valor del capacitor se puede seleccionar a partir de (4.22), para el cual, es necesario mantener un valor pequeño en el factor de potencia (P_f), y que visto por la red se cumpla que $P_f > \%5$, dado que se busca reducir el consumo de potencia reactiva, por lo tanto, el valor del capacitor se fija a un 5% de la impedancia base [Chitsazan y Trzynadlowski, 2016][Renzhong *et al.*, 2013] [Pastor y Dudrik, 2013]. Entonces la condición es dada como

$$C_f = 0.05C_b \quad (4.23)$$

Usar un valor pequeño del capacitor reduce la cantidad de potencia reactiva almacenada en el filtro, pero incrementa la energía almacenada en los inductores. Para lograr una mejor dinámica en un filtro LCL, es necesario que el filtro retenga la menor cantidad de energía [Pastor y Dudrik, 2013].

En [Reznik *et al.*, 2014] el máximo rizo de salida (ΔI_{Lmax}) que presenta el inversor esta dado como

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{2V_{Bcd}}{3L_s}(1 - m)mT_{sw2} \quad (4.24)$$

donde T_{sw2} es el periodo de conmutación del convertidor, L_s es la inductancia lado

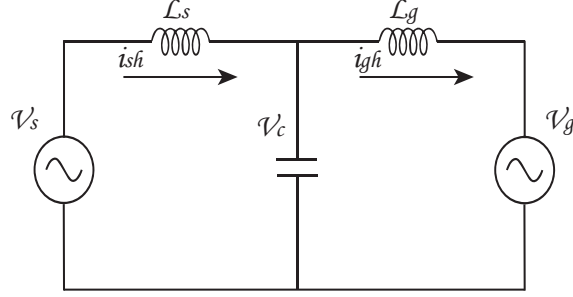


Figura 4.2: Modelo de una sola fase del filtro LCL

inversor, m es el factor de modulación utilizando control tipo SPWM. El máximo rizo de corriente en la salida que se puede tener en (4.24), es con $m = 0.5$, por lo tanto, se obtiene

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{V_{Bcd}}{6f_{sw2}L_s} \quad (4.25)$$

Se establece un rizo de corriente al 10 % de la corriente máxima de salida (I_{max}) [Chitsazan y Trzynadlowski, 2016][Reznik *et al.*, 2014] y se tiene la siguiente condición:

$$\Delta I_{Lmax} = 0.1I_{max} \quad (4.26)$$

en donde I_{max} se especifica como

$$I_{max} = \frac{P_n \sqrt{2}}{3V_{ph}} \quad (4.27)$$

Entonces, haciendo uso de (4.25) (4.26) y (4.27) L_s puede ser encontrado con

$$L_s = \frac{V_{Bcd}}{6f_{sw2}\Delta I_{Lmax}} \quad (4.28)$$

Si se considera al inversor como una fuente de corriente como se muestra en la Figura 4.2, se puede obtener el factor de atenuación entre el armónico generado por el inversor y el armónico inyectado en la red. La función de transferencia entre el armónico de corriente generado e inyectado a la red es igual a

$$\frac{i_g(h)}{i_s(h)} = \frac{1}{1 + r[1 - L_s C_b W_{sw2}^2]} \quad (4.29)$$

donde x es la máxima variación de factor de potencia visto por la red, r es la proporción entre la inductancia lado inversor y lado red (L_g), y W_{sw2} es la frecuencia de conmutación en rad/s . De (4.29) se puede encontrar el valor de inductancia lado red como

$$L_g = \frac{\sqrt{\frac{1}{K_a^2} + 1}}{C_f W_{sw2}^2} \quad (4.30)$$

donde K_a es el factor de atenuación de armónicos generados e inyectados a la red. Una vez que se ha calculado el valor del capacitor así como el de los inductores, se necesita conocer la frecuencia de corte o frecuencia de resonancia, la cual puede ser encontrada con

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_S + L_G}{L_S L_G C_f}} \quad (4.31)$$

y debe de ser menor que la mitad de la frecuencia de conmutación y diez veces mayor que la frecuencia de la red (véase (4.32)), para evitar problemas de resonancia y por consecuencia hacer el sistema inestable. [Chitsazan y Trzynadlowski, 2016]-[Reznik *et al.*, 2014].

$$10f_G < f_{res} < 0.5f_{sw} \quad (4.32)$$

El filtro LCL alcanza su grado máximo de oscilación en la frecuencia de corte, y por consecuencia puede provocar inestabilidad en el sistema. Agregar un amortiguamiento pasivo o activo ayuda a reducir o atenuar este efecto. En [Reznik *et al.*, 2014], se agrega una resistencia en serie con el capacitor C_f como amortiguamiento pasivo para un sistema inversor de $5kW$, en donde es definido como

$$R_f = \frac{1}{3\omega_{res} C_f} \quad (4.33)$$

donde el valor de la resistencia es un tercio de la impedancia del capacitor en la frecuencia de corte. Aunque en [Tinajero, 2017] presenta una restricción que indica que las pérdidas en la resistencia de amortiguamiento no debe superar el 1% de la

potencia activa total del sistema, ya que causara problemas de resonancia en el filtro LCL.

4.4. Cálculo de un filtro LCL para un sistema de 3kW

El cálculo de los componentes del filtro LCL para un sistema fotovoltaico se obtuvieron a partir de los siguientes valores conocidos y se presentan Tabla 4.5.

Tabla 4.5: Parámetros de diseño para un filtro LCL para una potencia de operación de 3kW.

Parametro	Valor	Unidad
P_n	3000	Watts
V_{LL}	220	Volts
V_{ph}	127	Volts
V_{Bcd}	500	Volts
F_g	60	Hertz
ω_g	120π	Rad/s
F_{sw2}	16000	Hertz

Definidos los parámetros de entrada, se lleva a cabo el cálculo de la impedancia y capacitancia base obteniendo

$$Z_b = 16.1333\Omega$$

$$C_b = 164.41\mu F$$

A partir de la capacitancia base podemos determinar directamente el valor del capacitor C_f mediante (4.23), consiguiendo que

$$C_f = 8.22\mu F$$

Con (4.27) podemos conocer la corriente máxima por fase

$$I_{max} = 11.1355A$$

Por lo tanto, el rizo de corriente máximo se determina con (4.26), y se obtiene que

$$\Delta I_{Lmax} = 1.1135 \text{Amperes}$$

Una vez que se obtiene el rizo máximo de corriente de salida, podemos determinar el valor del inductor lado inversor con (4.28) resultando en

$$L_s = 4.667mH$$

Considerando que la atenuación de los armónicos será de $K_a = 10\%$ se puede calcular el valor del inductor lado red con (4.30). Por lo tanto, tenemos que

$$L_g = 0.132410mH.$$

Una vez que se conocen los parámetros de los componentes del filtro LCL, se calcula la frecuencia de resonancia con (4.31), dando un valor de

$$F_{res} = 4891.88Hz$$

y junto con los parámetros de entrada se revisa la condición (4.32) con el objetivo de asegurar estabilidad en el sistema de tercer orden, donde los rangos de frecuencia quedan como

$$600Hz < 4981.99Hz < 8000Hz$$

De esta forma la frecuencia resonancia del filtro se encuentra dentro los límites de operación, de acuerdo a las características del sistema al cual será implementado.

El valor de la resistencia de amortiguamiento se puede encontrar a partir de la (4.33) y entonces el valor requerido es

$$R_d = 0.757981\Omega$$

En resumen, los siguientes datos serán necesarios para trabajar un filtro LCL a 3 kW.

Tabla 4.6: Valores de un filtro LCL para operar a una potencia de 3 kW.

Parámetro	Valor	Unidad
L_s	4.667	mH
L_g	0.1324	mH
C_f	8.22	μ f
R_d	0.757981	Ω

4.5. Conclusiones del capítulo

Es este capítulo se presentó la metodología para calcular el valor de los componentes del Buck-Boost y de un filtro LCL para un inversor de dos niveles de tensión. Cuando se diseña un Buck-Boost es necesario contemplar los parámetros que caracterizan al arreglo fotovoltaico, ya que el diseño del convertidor CD-CD debe garantizar un tipo de operación en CCM. El diseño de un filtro LCL depende de las características de la red eléctrica, de la potencia de operación y del tipo de inversor a utilizar, en donde se tiene que asegurar que la frecuencia de corte del filtro se encuentre dentro de un rango de frecuencia para evitar problemas de resonancia en el sistema.

Capítulo 5

Resultados de Simulación y Experimentales

En este capítulo se presentan los resultados simulados del sistema fotovoltaico compuesto por dos etapas, donde se compara el modelo promediado con el modelo conmutado y la respuesta del sistema ante el seguimiento de una referencia específica. Para la Sección 5.1 se presenta el modelo del convertidor Buck-Boost conectado a una fuente de voltaje de CD y una carga fija, en donde la variable a controlar será el voltaje de salida. En la Sección muestra la simulación de un inversor con un filtro trifásico conectado a la red, en donde la variable a controlar es la potencia activa y reactiva. Para la Sección 3, se expone la respuesta del controlador MPPT con extremum seeking ante una función con múltiples máximos y la comparación con el controlador P&O. Por último, en la Sección 4 se presenta el sistema fotovoltaico conectado a la red. Todas las simulaciones fueron realizadas en el programa Simulink de Matlab.

5.1. Simulación del convertidor Buck-Boost

La simulación del convertidor Buck-Boost fue realizada en el entorno de programación de Simulink, para comparar el modelo promediado obtenido en el capítulo 2

con el modelo conmutado y demostrar que el modelo promediado es correcto. También se simula la implementación de la ley de control óptimo en el Buck-Boost y se presenta su respuesta ante una referencia variante.

5.1.1. Comparación entre el modelo conmutado y el modelo promediado

En esta simulación se comparan las variables de estado del modelo conmutado con el modelo promediado, los parámetros utilizados son los valores calculados en la Tabla 4.3 del capítulo 4. En esta simulación, se usó un ciclo de servicio $D = 50\%$ en un tiempo de simulación de $T_{sim} = 0.05$ s, la fuente de voltaje $v_{in} = 500$ V, una frecuencia de conmutación en el PWM de $f_{sw1} = 16$ kHz, y una resistencia de carga $R_l = 100$ Ω en paralelo con el capacitor de salida $C_o = 36$ μF .

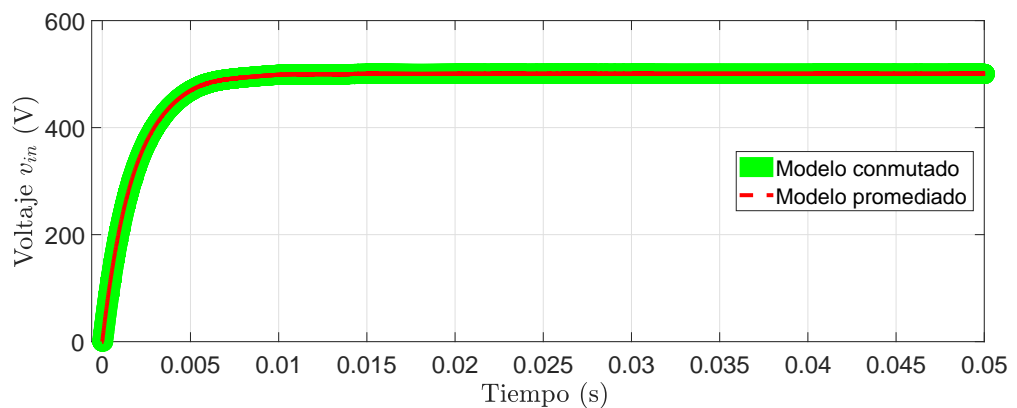


Figura 5.1: Voltaje en el capacitor de entrada C_{in} del modelo promediado y conmutado.

En la Figura 5.1, se puede observar que el voltaje de entrada v_{cin} tiene el mismo comportamiento para el modelo conmutado y promediado. En la Figura 5.2, se compara la corriente del inductor i_l de los dos tipos de modelos, y se puede observar que la corriente del modelo promediado se mantiene en el promedio de la corriente del

modelo conmutado, además, presentan la misma respuesta transitoria.

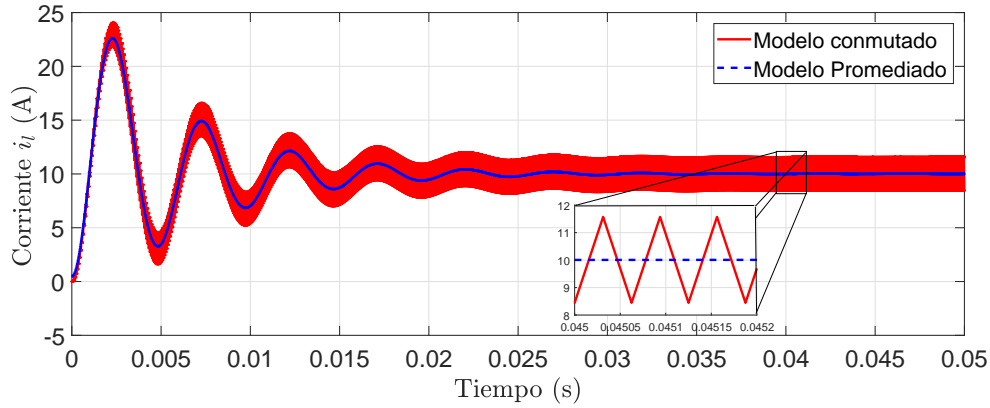


Figura 5.2: Corriente en el inductor L en el modelo promediado y conmutado.

El mismo caso sucede Figura 5.3 en donde, el transitorio del voltaje de salida v_o es igual para los dos modelos.

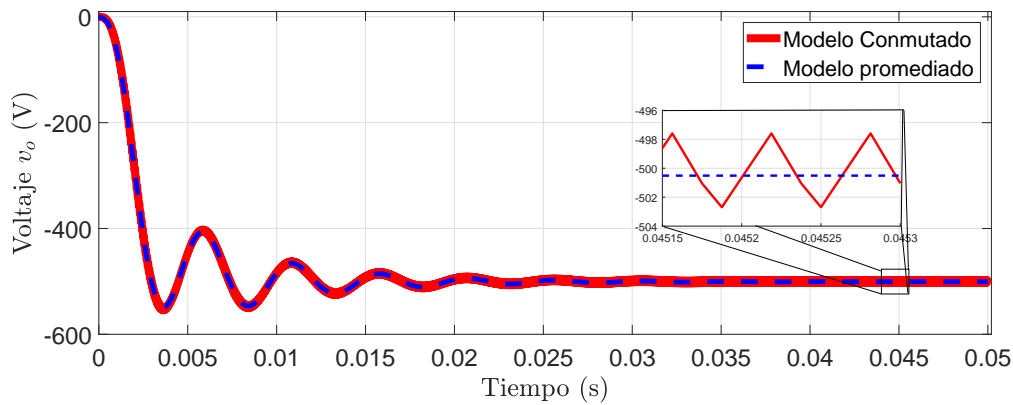


Figura 5.3: Voltaje en el capacitor de salida C_o del modelo promediado y conmutado.

Las dinámicas de las variables de estado son iguales para los dos modelos simulados y comprueba que el modelo promediado fue sintetizado correctamente.

5.1.2. Control óptimo en el modelo conmutado

La variable de interés a controlar en el convertidor Buck-Boost es el voltaje de entrada v_{in} por tal motivo, se simuló la implementación del control óptimo en el modelo conmutado, con una referencia de voltaje variable. Es importante que se usó como fuente de voltaje de entrada v_i un arreglo fotovoltaico, con la finalidad de poder variar el voltaje en la entrada del convertidor. Los valores de los componentes se presentan en la Tabla 4.3, en un tiempo de simulación de $T_{sim} = 0.06$ s, como fuente de voltaje se utiliza un arreglo fotovoltaico de 3 kW, compuesto por 16 módulos en serie A10Green A10J-M60-220 con una irradiancia fija de 860 W/m², una frecuencia de conmutación en el PWM de $f_{sw1} = 16$ kHz, y una resistencia de carga $R_l = 100$ Ω. Los valores de las matrices R y Q son los siguientes:

$$R = [1] \quad Q = [10]$$

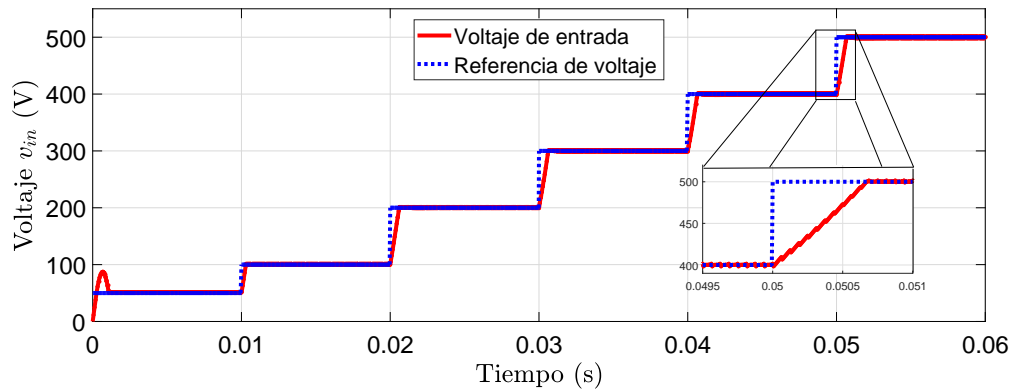


Figura 5.4: Seguimiento del voltaje de referencia en el capacitor C_{in}

En la Figura 5.4 se puede observar que el voltaje de entrada v_{in} tarda 0.005 s para alcanzar la referencia inicial, pero al converger realiza el seguimiento de la trayectoria sin sobre impulsos y con un pequeño retraso de 0.3 ms.

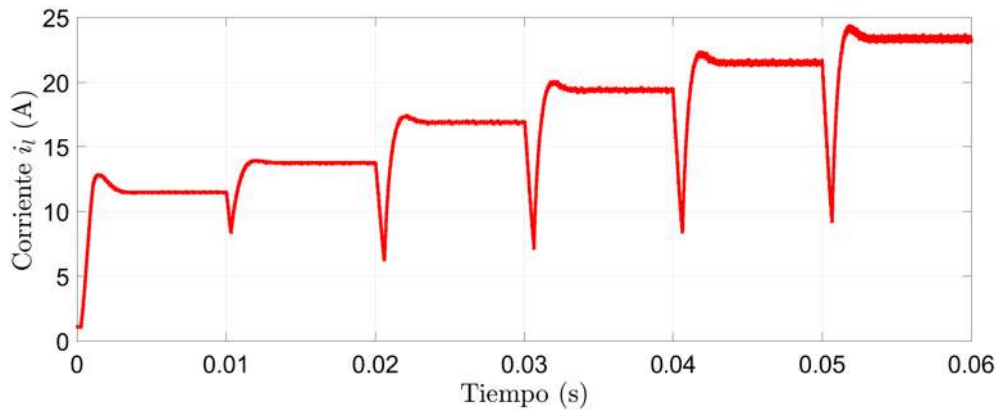


Figura 5.5: Corriente el inductor L ante cambios de voltaje en el capacitor C_{in} .

En la Figura 5.5 se puede observar el comportamiento de la corriente en el inductor i_l , cuando el v_{in} se incrementa. Es importante mencionar que en el sistema fotovoltaico los cambios de voltaje v_{in} no son de esta naturaleza, por lo tanto, los transitorios de corriente en i_l cuando el voltaje v_{in} serán nulos.

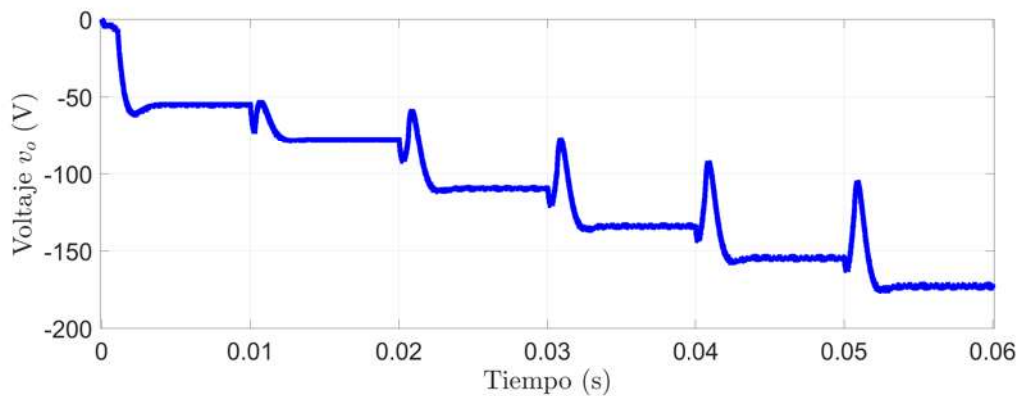


Figura 5.6: Cambios de voltaje de salida v_o en función del voltaje de entrada.

En la figura 5.6 se presenta el voltaje de salida v_o , en donde su magnitud depende del v_{in} mediante 2.7 y con la resistencia de carga R_l . Ante variaciones en el voltaje de entrada se observarán distintos niveles de voltaje en la salida, pero con valor negativo.

5.2. Simulación de inversor trifásico con filtro LCL

La simulación del inversor trifásico fue realizada en el entorno de Simulink con la finalidad de comparar las variables de estado del modelo promediado obtenido en el capítulo 3, con el modelo conmutado del inversor trifásico con filtro LCL y demostrar que sus dinámicas son iguales. Después se simula la implementación del control óptimo en la segunda etapa del sistema fotovoltaico con el objetivo de demostrar que la ley de control haga seguimiento de una referencia de la potencia activa y reactiva.

5.2.1. Comparación entre el modelo conmutado y el modelo promediado

En esta simulación se compara la respuesta de las variables de estado en el marco $dq0$ del modelo conmutado y promediado para verificar que la representación en espacios de estado es correcta. El tiempo de simulación es de $T_{sim} = 0.05$ s, los parámetros del inversor con filtro LCL corresponde a las Tablas 4.5-4.6. La señal de control corresponde a un valor constante en el marco $dq0$ con $e_d = 1$ y $e_q = 0$.

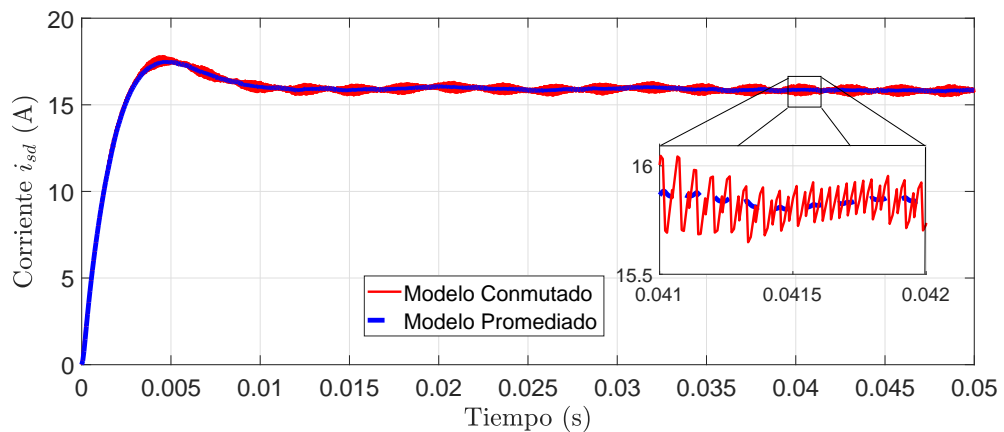


Figura 5.7: Corriente i_s en d del modelo conmutado y promediado.

En la Figura 5.7 y 5.8 se presenta la comparación de la corriente en el inductor

L_s en d y q del modelo conmutado y promediado, donde la señal presenta el mismo transitorio. También se puede observar que las variables estado del modelo promediado se encuentran en la media del rizo que presenta el rizo de las variables del modelo conmutado.

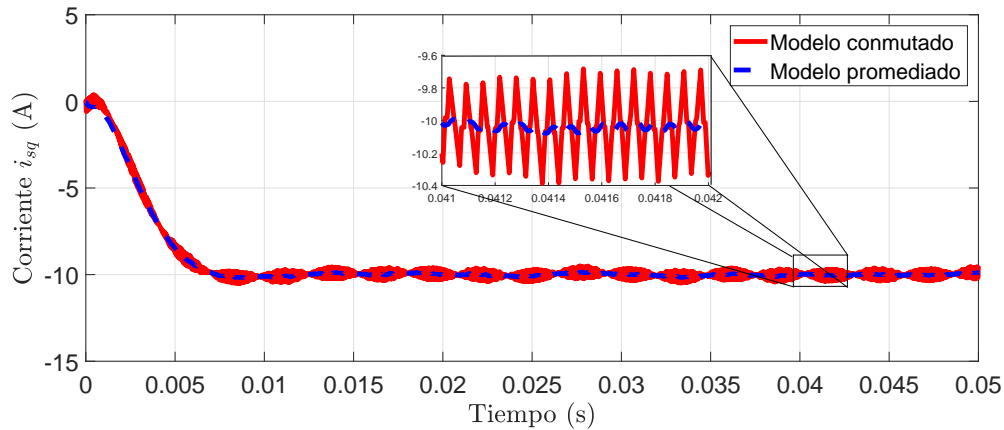


Figura 5.8: Corriente i_s en q del modelo conmutado y promediado.

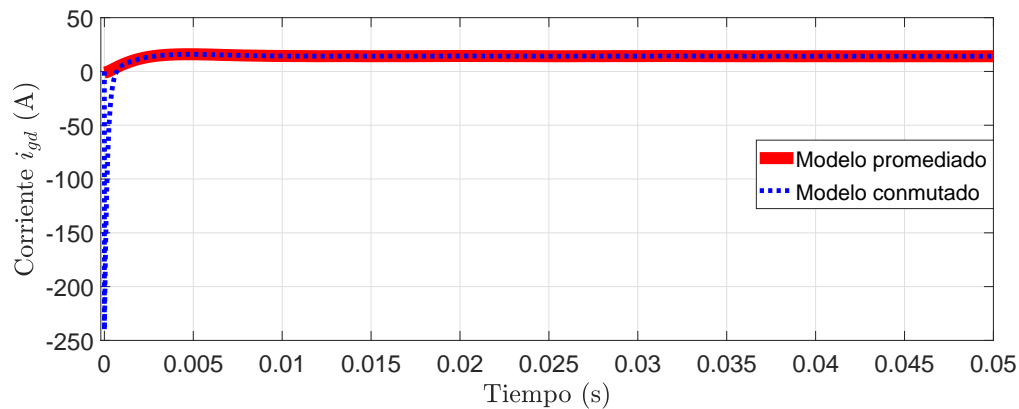
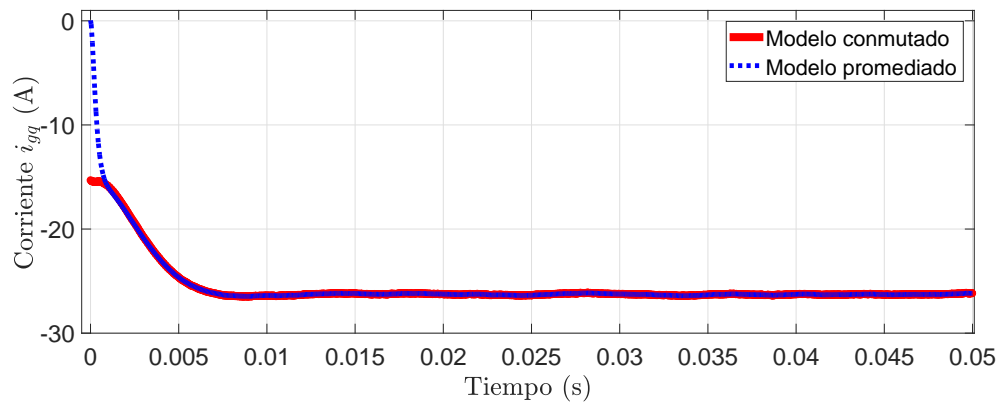
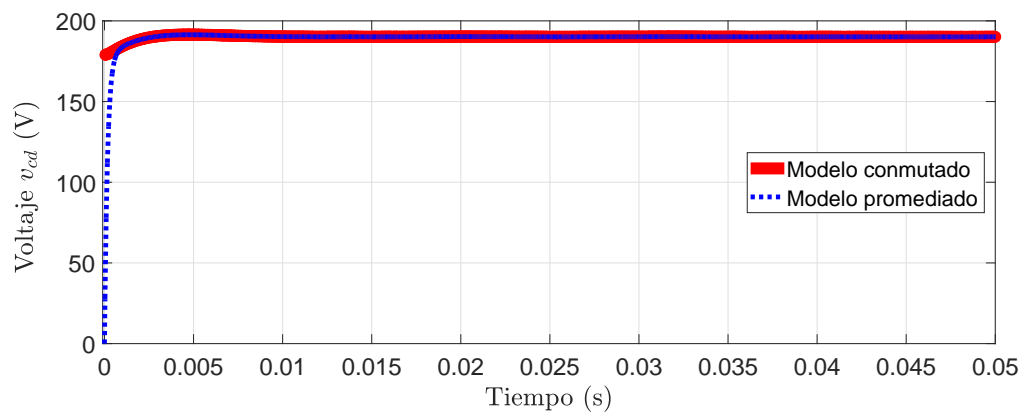


Figura 5.9: Corriente i_g en d del modelo conmutado y promediado.

Para la Figura 5.8 y 5.9 se presenta la comparación de la corriente en el inductor L_g en d y q del modelo conmutado y promediado, donde las señales presentan el mismo transitorio.

Figura 5.10: Corriente i_g en q del modelo conmutado y promediado.

En las Figuras 5.11-5.12 se presentan los transitorios del voltaje en el capacitor v_c en d y q .

Figura 5.11: Voltaje v_c en d del modelo conmutado y promediado.

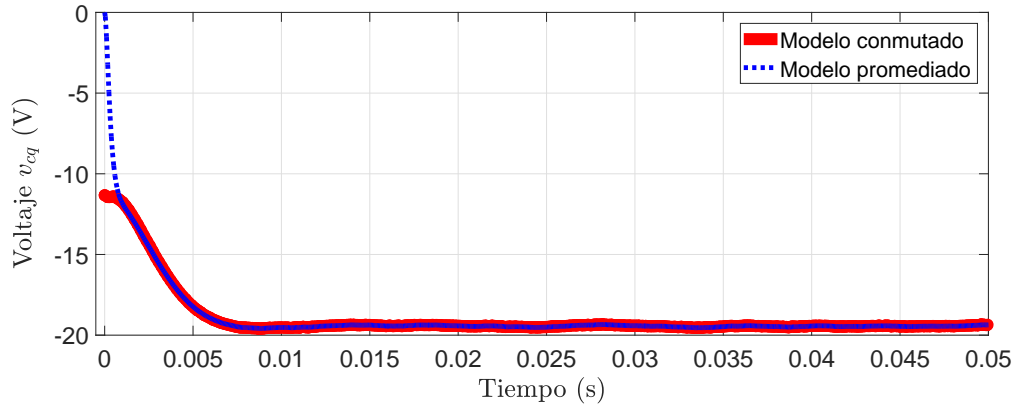


Figura 5.12: Voltaje v_c en q del modelo conmutado y promediado.

En las Figuras de 5.7-5.12, se observa que los estados del modelo promediado y conmutado presentan la misma dinámica, por lo tanto se comprueba que el modelo promediado es correcto.

5.2.2. Control óptimo en el modelo conmutado

Para esta simulación se implementó el control óptimo en el inversor trifásico con filtro LCL conectado a la red, con el objetivo de demostrar que la ley de control puede llevar la potencia activa y reactiva al valor de referencia indicado.

Los parámetros que se utilizaron corresponden a los valores de las Tablas 4.5-4.6, con un tiempo de simulación de $T_{sim} = 0.05$ s con las referencias de potencia activa y reactiva que se presentan en la Tabla 5.1. El valor de las matrices Q y R son los siguientes:

$$R = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix} \quad Q = \begin{bmatrix} 0.01 & 0 \\ 0 & 0.01 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Tabla 5.1: Referencia de la potencia activa y reactiva inyectada a la red.

Tiempo (s)	Potencia Activa (W)	Potencia Reactiva (VA)
$0 < T_{sim} < 2.5ms$	100	0
$2.5ms < T_{sim} < 5ms$	500	0
$5ms < T_{sim} < 7.5ms$	1000	0
$7.5ms < T_{sim} < 10ms$	1500	0
$12.5ms < T_{sim} < 15ms$	2000	0
$15ms < T_{sim} < 17.5ms$	2500	0
$17.5ms < T_{sim} < 20ms$	3000	0
$20ms < T_{sim} < 22.5ms$	3000	500
$22.5ms < T_{sim} < 25ms$	3000	-500
$25ms < T_{sim} < 27.5ms$	3000	0

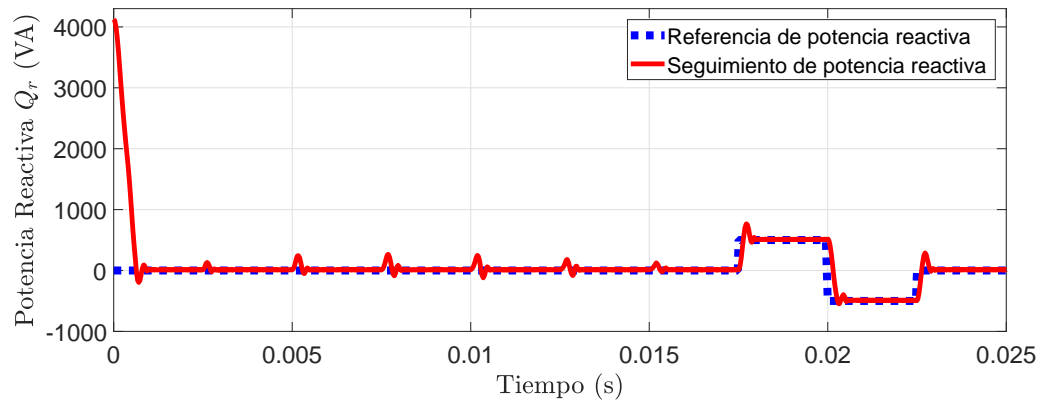


Figura 5.14: Seguimiento de la potencia reactiva por el inversor trifásico conectado a la red eléctrica.

La referencia de potencia activa y reactiva se presentan en la Tabla 5.1 y en la Figuras 5.13-5.14 se demuestra que la ley de control óptimo puede llevar la potencia activa y reactiva, a la referencia especificada inclusive cuando se busca controlar estas dos variables de salida.

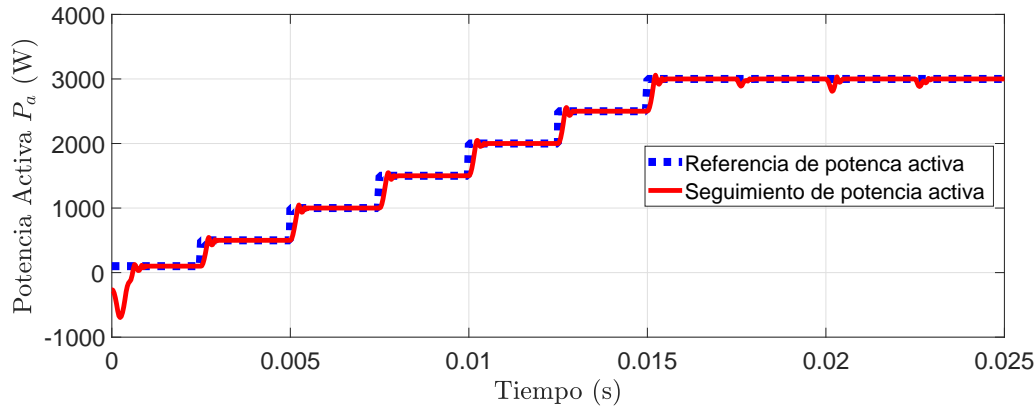


Figura 5.13: Seguimiento de la potencia activa por el inversor trifásico conectado a la red eléctrica.

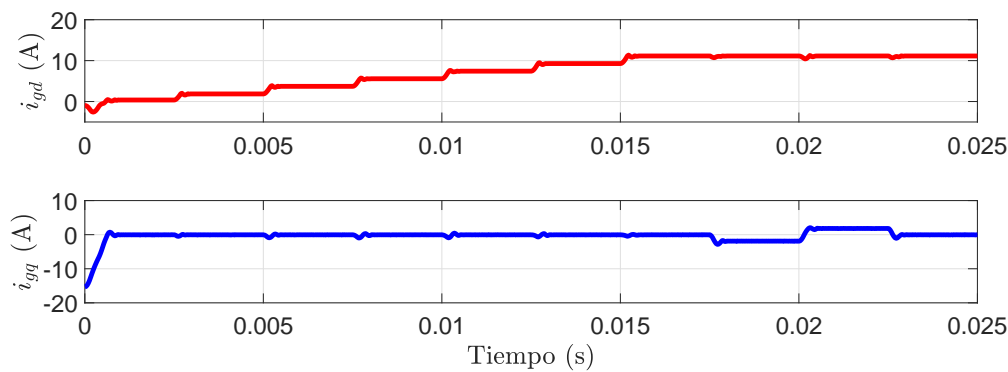


Figura 5.15: Cambios en las magnitudes de las corrientes i_{gd} e i_{gq} conforme cambian los niveles de P_a y Q_r .

En la Figura 5.15 se presenta la corriente i_g en coordenadas d y q , en donde, la dinámica de i_{gd} cambian conforme la potencia activa incrementa, e i_{gq} se mantiene en un valor de 0 A solo cuando la potencia reactiva se mantiene en 0 VA.

5.2.3. Medición del THD en el filtro LCL

Para medir el THD de la corriente inyectada a la red en la segunda etapa del sistema fotovoltaico, se simula el inversor con el filtro LCL conectado a la red y con

el controlador óptimo implementado, en donde los parámetros utilizados se presentan en las Tablas 4.5-4.6, los valores de sintonización de las matrices Q y R igual a los presentados en (5.1) y con un tiempo de simulación $T_{sim} = 0.05$ s. Las referencias de potencia activa y reactiva con valores constantes de $P_a = 3$ kW y $Q_r = 0$ VA.

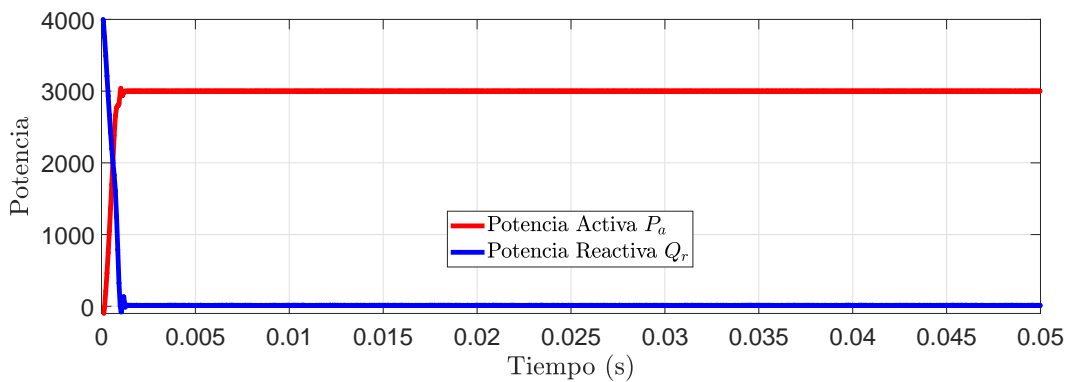


Figura 5.16: Convergencia de la potencia activa y reactiva al valor de referencia.

En la Figura 5.16, se presenta la convergencia de la potencia activa y reactiva al valor de referencia especificado y haciendo uso de la herramienta de la Transformada Rápida de Fourier (FFT) que se proporciona en la dentro del bloque de Powergui en Simulink, se realiza el análisis del THD para 2 ciclos de la corriente i_g de la fase A (véase la Figura 5.17) que es inyectada a la red eléctrica, y en donde se especifica la frecuencia de la señal fundamental igual a $f = 60$ Hz. El espectro de frecuencia se presenta en la Figura 5.18, y se puede notar que la corriente con valor pico de 11.13 A tiene un THD=0.04 %, puesto que las conmutaciones a 16 kHz han sido reducidas menor al 0.001 % respecto al fundamental, lo cual demuestra la eficacia del filtro LCL.

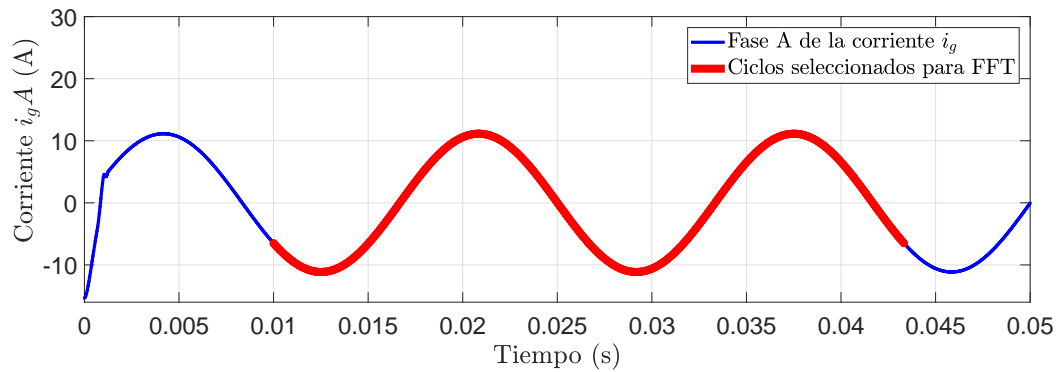


Figura 5.17: Forma de onda de corriente después del filtro LCL.

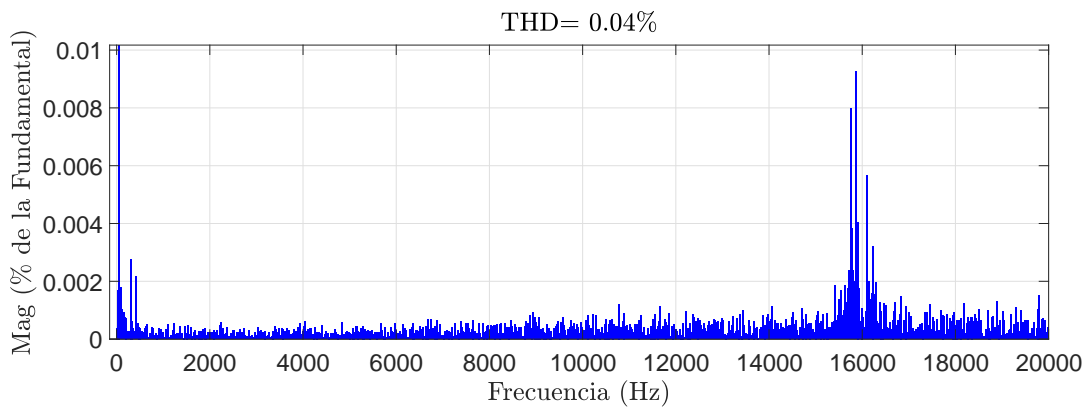


Figura 5.18: Transformada Rápida de Fourier para dos ciclos de corriente i_s inyectada a la red eléctrica.

5.3. Simulación de sistema fotovoltaico

En esta sección se presentan los resultados de la simulación de un sistema fotovoltaico de dos etapas conectado a la red eléctrica. El diagrama del sistema fotovoltaico de Simulink se presenta en la Figura 5.19, donde se tiene un arreglo fotovoltaico de 1 cadena de 16 módulos en serie tipo A10J-M60-220, los cuales reciben una irradiancia $I_r = 860 \text{ W/m}^2$ a una temperatura de operación constante a $T_{op} = 25 \text{ C}^\circ$ y entrega

una potencia máxima de salida de 3 kW. Los parámetros de operación para el convertidor CD-CD, corresponden a los valores Tablas 4.2-4.3. Es importante mencionar que debido la polaridad inversa que entrega el Buck-Boost en su salida, las terminales de conexión fueron intercambiadas, para obtener la polaridad correcta en el Bus de CD y lograr la conexión entre el convertidor CD-CD y CD-CA. Respecto a los valores de la matriz Q y R para el control óptimo del convertidor Buck-Boost se re-sintonizaron y se obtuvieron los siguientes valores:

$$Q = [1] \quad R = [100] \quad (5.2)$$

Se implementó un controlador PI para regular el voltaje en el Bus de CD $V_o = 500$ V, en donde las ganancias sintonizadas fueron

$$K_i = 15 \quad K_p = 10 \quad (5.3)$$

La señal de error para el controlador PI se obtuvo como

$$e = (-v_o) - v_{ref} \quad (5.4)$$

puesto que v_o es un voltaje con polaridad inversa. Se hace notar que el uso del controlador PI es debido a que en el Bus de CD no es necesario un seguimiento de referencia variante en el tiempo, si no regulación a un valor constante.

Los parámetros del inversor trifásico con filtro LCL corresponde a los valores de las Tablas 4.5-4.6 y los valores de la sintonización de las matrices Q y R para el controlador óptimo fueron

$$R = \begin{bmatrix} 0.001 & 0 \\ 0 & 0.0005 \end{bmatrix} \quad Q = \begin{bmatrix} 2000 & 0 \\ 0 & 200 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

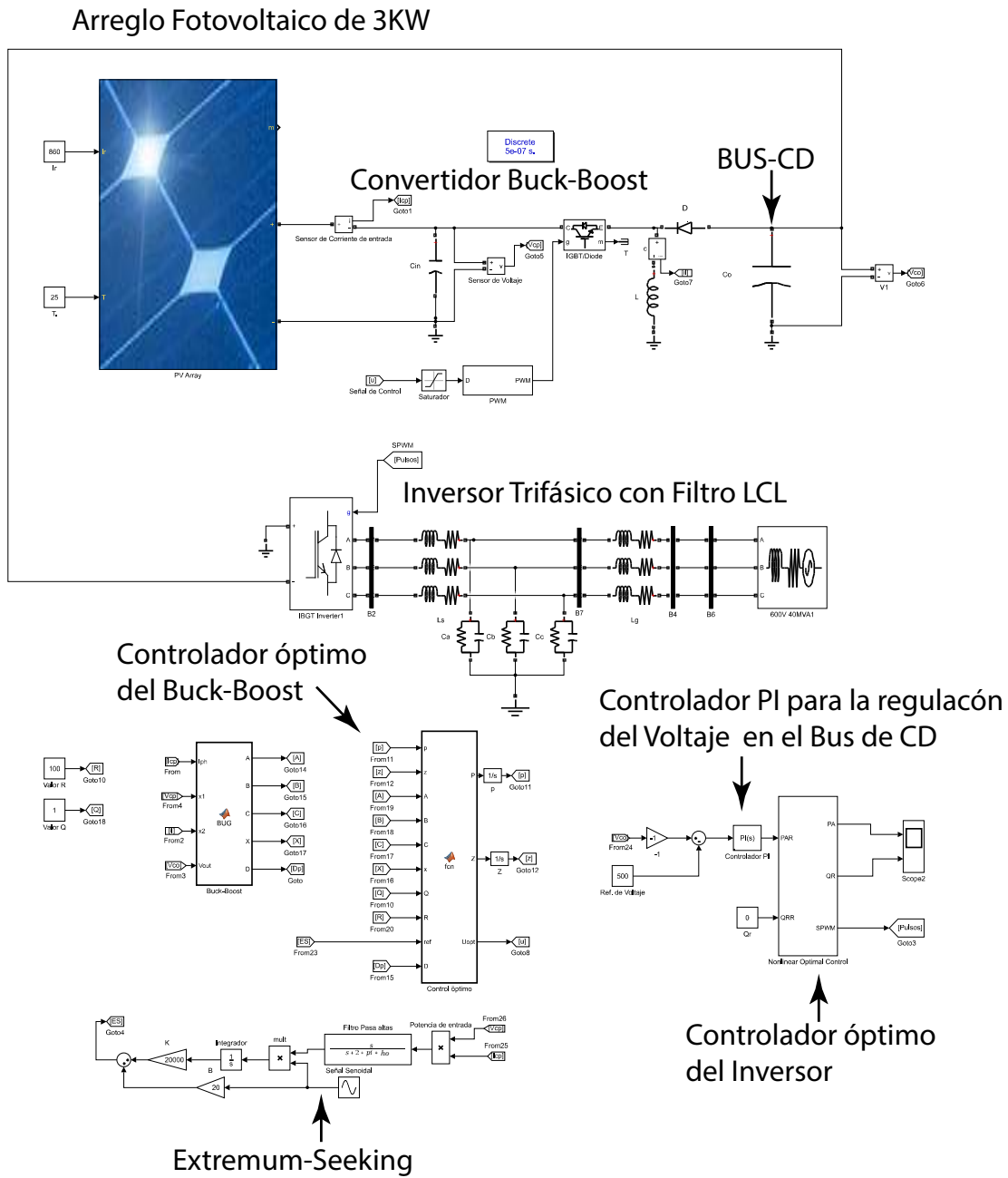


Figura 5.19: Diagrama del sistema fotovoltaico de dos etapas ensamblado en Simulink.

Los valores utilizados para la sintonización del algoritmo de ES se presentan en la Tabla 5.2.

Tabla 5.2: Valores de sintonización para el algoritmo ES.

Parametro	Valor
w_o	9990 rad/s
K	20000
B	20
h	9900
x_o	0.1

En la Figura 5.20, se muestra el algoritmo ES usado como MPPT en Simulink.

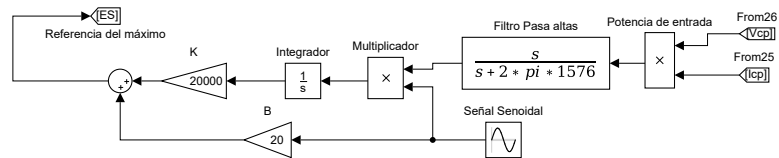


Figura 5.20: Diagrama del ES implementado en Simulink.

Para realizar la sincronización del inversor con la red eléctrica se usó bloque PLL (Phase-Locked Loops) que se encuentra en el entorno de Simulink.

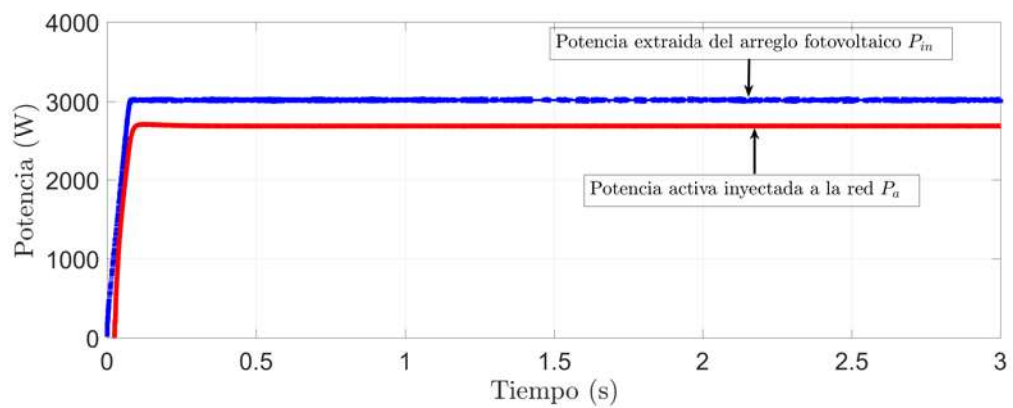


Figura 5.21: Comparación entre la potencia extraída del arreglo fotovoltaico y la potencia activa inyectada a la red.

En la Figura 5.21 se presenta la potencia extraída del arreglo fotovoltaico y la

potencia activa inyectada en la red eléctrica.

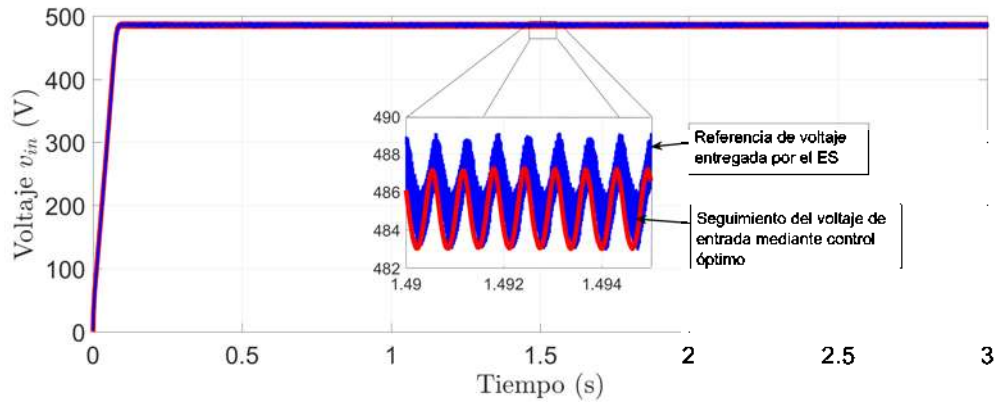


Figura 5.22: Seguimiento del voltaje de referencia entregada por el MPPT ES.

En la Figura 5.22 se observa que el MPPT converge en menos de 200 *ms* al MPP del arreglo fotovoltaico, mientras que el controlador óptimo del realiza inmediatamente el seguimiento de la referencia entregada por el algoritmo de ES.

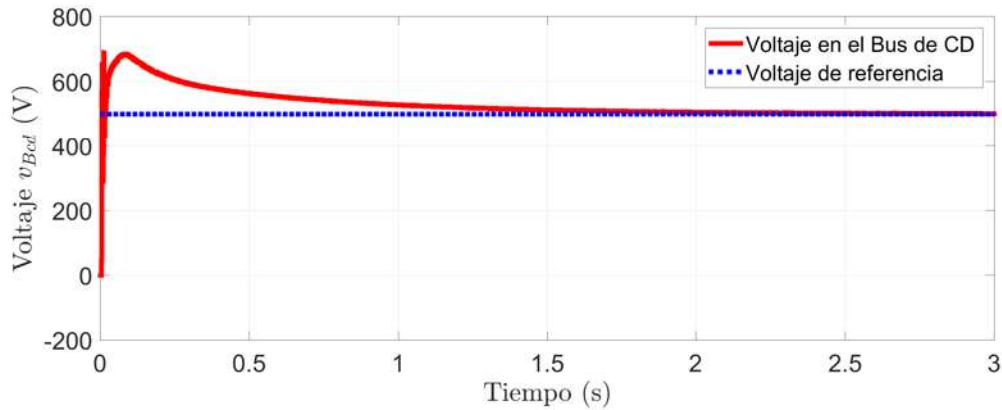


Figura 5.23: Regulación del voltaje en el Bus de CD.

En la Figura 5.23 se aprecia la regulación en el nivel de voltaje en el Bus de CD hacia el valor de referencia, resultando en un tiempo transitorio de 2.3 *s*.

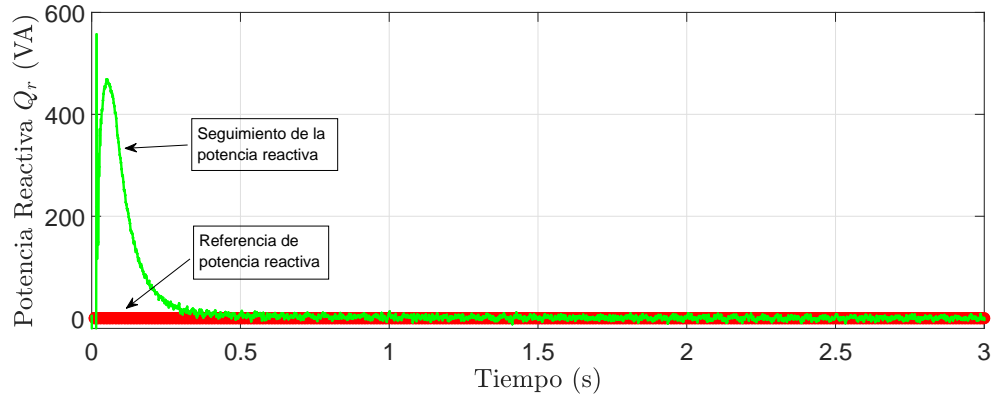


Figura 5.24: Comportamiento de la potencia reactiva cuando, se implementa la regulación de voltaje en el Bus de CD.

Para la potencia reactiva se usa un valor de referencia de $Q_r = 0 \text{ VA}$, pero presenta un transitorio de 490 VA que se mitiga en 0.4 s , el cual se puede observar en la Figura 5.24.

Con el objetivo de conocer el sentido del flujo en la corriente i_{Bcd} del Bus de CD, se realizó una simulación donde se alternan los valores referencia de potencia activa y reactiva que se entregan al controlador óptimo (véase la Figura 5.25 y 5.26).

En la Tabla 5.3 se presentan los valores de referencia.

Tabla 5.3: Referencia de la potencia activa y reactiva inyectada a la red.

Tiempo (s)	Potencia Activa (W)	Potencia Reactiva (VA)
$0 < T_{sim} < 0.6s$	3000	1000
$0.6s < T_{sim} < 1s$	3000	-1000
$1s < T_{sim} < 1.4s$	-3000	1000
$1.4s < T_{sim} < 1.8s$	-3000	-1000
$1.8s < T_{sim} < 2.2s$	3000	0
$2.2s < T_{sim} < 2.6s$	-3000	0
$2.6s < T_{sim} < 3.2s$	0	1000
$3.2s < T_{sim} < 3.8s$	0	-1000

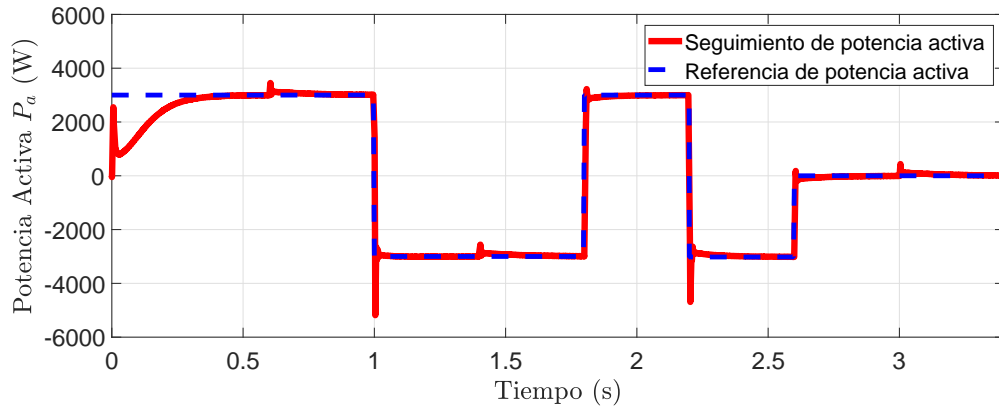


Figura 5.25: Seguimiento de la potencia activa con alternancia en los valores de referencia.

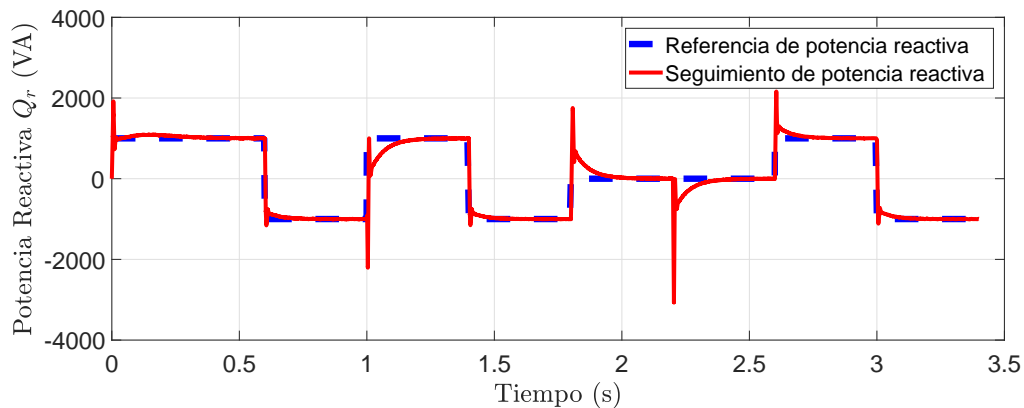


Figura 5.26: Seguimiento de la potencia reactiva con alternancia en los valores de referencia.

En base a la Figura 5.27, se concluye que la potencia activa determina el flujo de corriente en el Bus de CD, ya que cuando se tiene un valor positivo, la corriente fluye hacia afuera del Bus de CD, mientras que para un valor negativo la corriente fluye hacia el Bus de CD.

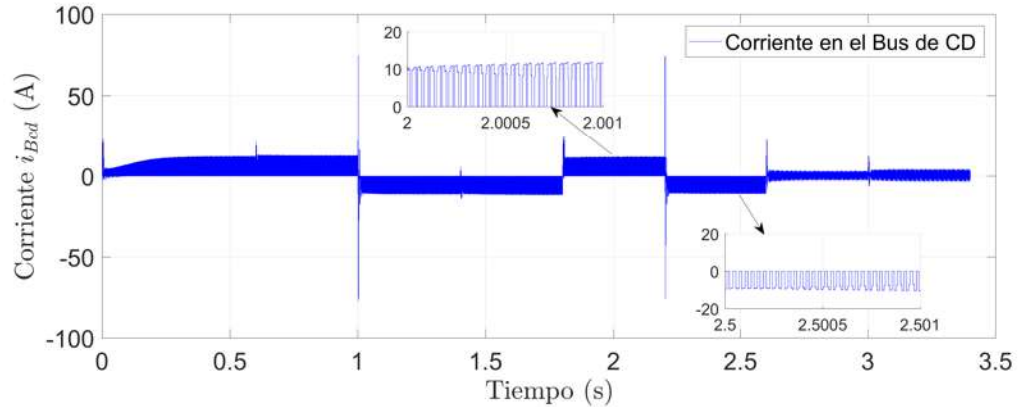


Figura 5.27: Cambio en el flujo de la corriente del Bus de CD, dependiendo si la potencia activa es positiva o negativa.

5.4. Resultados Experimentales

En esta sección se presentan los resultados experimentales de la aplicación del control óptimo robusto en el Buck-Boost para el seguimiento de una referencia en el voltaje de entrada v_{in} , y el seguimiento de una referencia entregada por el algoritmo P&O aplicado en tiempo real, con el objetivo de extraer la máxima potencia de un módulo de 100W, el cual fue programado en el simulador Elgar Terrasas con una irradiancia variante en el tiempo. Además, se presentan los resultados obtenidos del control óptimo aplicado en un inversor trifásico con filtro LCL conectado a una fuente de voltaje trifásica y se realiza el seguimiento de diferentes valores de potencia activa. Finalmente se consigue transferir un valor de potencia activa máxima de 700W hacia fuente de voltaje trifásica.

5.4.1. Descripción del prototipo Buck-Boost

El prototipo de la primera etapa del sistema fotovoltaico se presenta en la Figura 5.28, de lado izquierdo (1), se tiene el módulo Elgar Terrasas Ametek ETS600x (2)

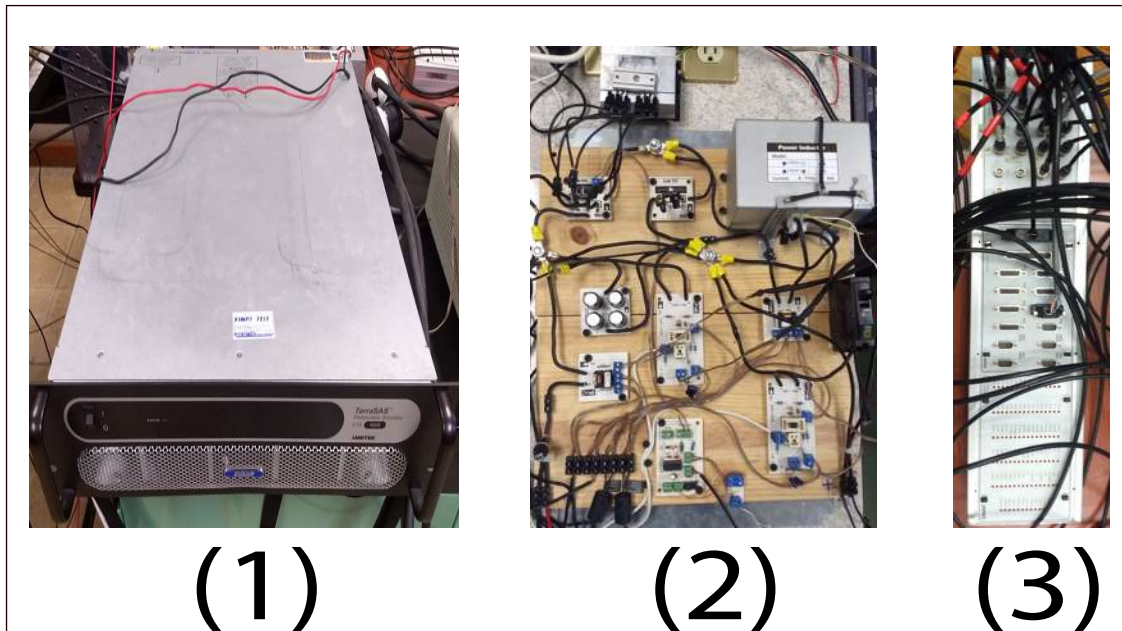


Figura 5.28: Primera etapa del sistema fotovoltaico.

la cual es una fuente de CD programable con software de control e interfaz GUI y permite la simulación de curvas I-V, con un voltaje máximo de 600 V , una corriente máxima de 8 A , con una potencia máxima de salida de 5 kW . En el centro de la imagen se tiene al convertidor Buck-Boost ensamblado en el laboratorio de control, el cual cuenta con sensores de voltaje de 600 V , y de sensores de corriente de 10 A . Las características de los sensores se presentan en el Apéndice B y C. Del lado derecho de la Figura 5.28 se tiene el módulo DSpace 1103 (3), el cual es una hardware con módulos ADC y DAC, usada para la implementación de los algoritmo de control, programado y compilado desde el entorno Simulink de Matlab 2013.

El diagrama de conexiones se presenta en la Figura 5.29. El control óptimo robusto es programado en la Dspace y genera una señal de referencia entre $0\text{-}5\text{ v}$ y al mismo tiempo recibe los datos analógicos de los sensores de voltaje y corriente que corresponden a las variables de estado. La señal de referencia es recibida por la tarjeta NIMyRio para generar una señal PWM con una frecuencia fija de 16 KHz con 5 V

de amplitud. La señal de PWM entra a un optoacoplador para aislar las fuentes de tensión y evitar retornos de corrientes hacia los equipos de cómputo. La señal PWM se envía al circuito integrado IR2110 el cual cambia la amplitud de la señal PWM de entrada a una señal con amplitud de 15 V en la salida para activar y desactivar el IGBT con tierra flotada.

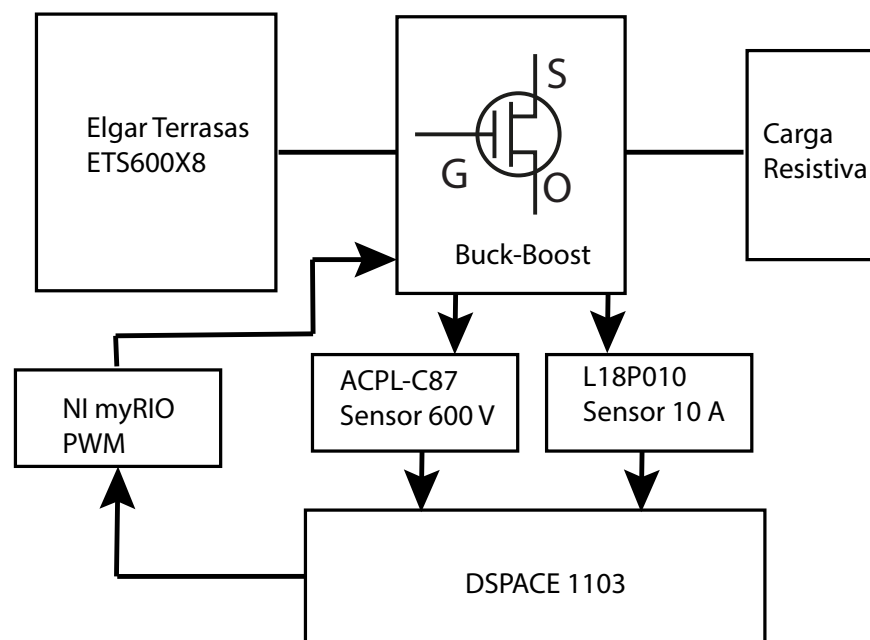


Figura 5.29: Diagrama de conexiones usada en la implementación.

Los componentes electrónicos utilizados para realizar la implementación del convertidor Buck-Boost fueron los siguientes:

- Diodo de conmutación rápida 330F20D.
- Igbt Fga25n120 utilizado para la conmutación, con un voltaje máximo entre colector y emisor de 1200 V y una corriente de colector máxima de 40 A (véase la Figura 5.30).



Figura 5.30: Trasistor IGBT Fga25n120 con disipador integrado.

- IR2110 driver con tierra flotada hasta 600 V, con 15 V de salida para controlar el encendido y apagado del IGBT (véase la Figura 5.31).

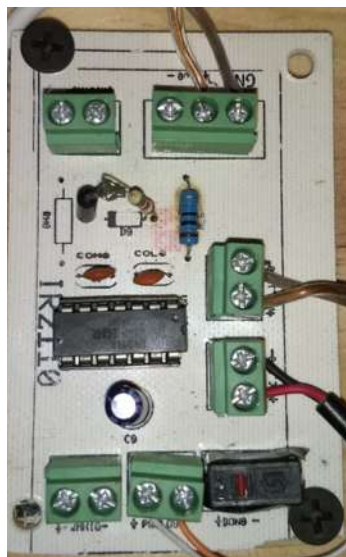


Figura 5.31: Instrumentación del driver IR2110.

- L18P010 sensor aislado para medir la corriente con un valor máximo de 10 A (véase la Figura 5.32).



Figura 5.32: Sensor de corriente a 10 A.

- ACPL-C87 sensor aislado para medir voltaje con un valor máximo de 600 V (véase la Figura 5.33).

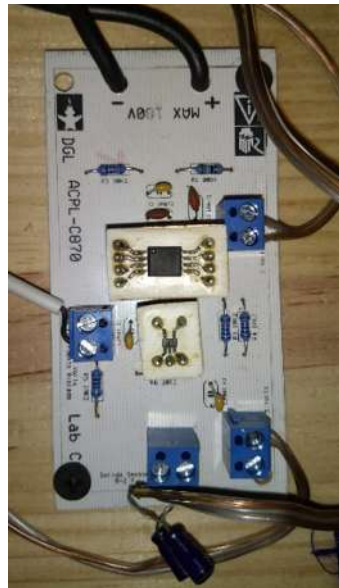


Figura 5.33: Sensor de voltaje a 600 V

- Optoacoplador TLP250 utilizado para aislar la señal de control PWM a 16 KHz generada en la tarjeta MYRIO (véase la Figura 5.34).



Figura 5.34: Optoacoplador TLP250.

- Módulo NIMyRio para la generación de la señal PWM de 16 kHz , en donde el ciclo de servicio es modificado según la señal de control entregada por la Dspace (véase la Figura 5.35)



Figura 5.35: Tarjeta MyRio.

- Interruptor termomagnético de 10 A a 10 kA conectado en la salida del convertidor Buck-Boost, para proteger contra corriente de corto circuito (véase la Figura 5.36).



Figura 5.36: Interruptor de 10 A a 10 kA.

5.4.2. Resultados experimentales en el Buck-Boost

En la primera parte de este experimento se propuso comprobar la ley de control óptimo robusto en el voltaje de entrada v_{in} del Buck-Boost sin tomar en cuenta la potencia consumida, puesto que el objetivo es realizar seguimiento de una referencia variante.

El valor de los componentes utilizados en el convertidor Buck-Boost fueron los siguientes:

Tabla 5.4: Valores de los componentes electrónicos.

Componente	Valor
Capacitor de entrada C_{in}	$100 \mu F$
Capacitor de salida C_o	$100 \mu F$
Inductor L	$5 mH$
Carga Resistiva R_l	370Ω

Tabla 5.5: Características de la curva $I - V$ programada en el simulador ETS600X.

Parámetro	Valor
I_{sc}	0.9 A
V_{oc}	100 V
P_{max}	80 W
V_m	85 V
I_m	0.85 A

Es importante mencionar que en la experimentación se cambiaron los valores de los capacitores de entrada y salida para estabilizar el punto de operación en la curva $I - V$ programada en el simulador fotovoltaico ETS600. Las características de la curva $I - V$ son presentadas en la Tabla 5.5. El experimento consistió en implementar la ley de control óptimo en el prototipo construido en laboratorio, con el objetivo de hacer seguimiento de referencia de un voltaje variante en el tiempo sobre el voltaje de entrada v_{in} y la referencia programada se presenta en la Tabla 5.6

Tabla 5.6: Referencia de voltaje en el capacitor de entrada C_{in} .

Tiempo (s)	Referencia de Voltaje
$0 < T_s < 10.4s$	20 V
$10.4s < T_s < 20.4s$	30 V
$20.4s < T_s < 30.4s$	40 V
$30.4s < T_s < 40.4s$	50 V
$40.4s < T_s < 50.2s$	60 V
$50.2s < T_s < 60.4s$	70 V
$60.4s < T_s < 70s$	80 V

Los valores utilizados en las matrices R y Q fueron

$$R = [40] \quad Q = [0.07] \quad (5.6)$$

El resultado del seguimiento de referencia se presenta en la Figura 5.37 en donde se puede notar la respuesta del control óptimo ante referencias tipo escalón presentando

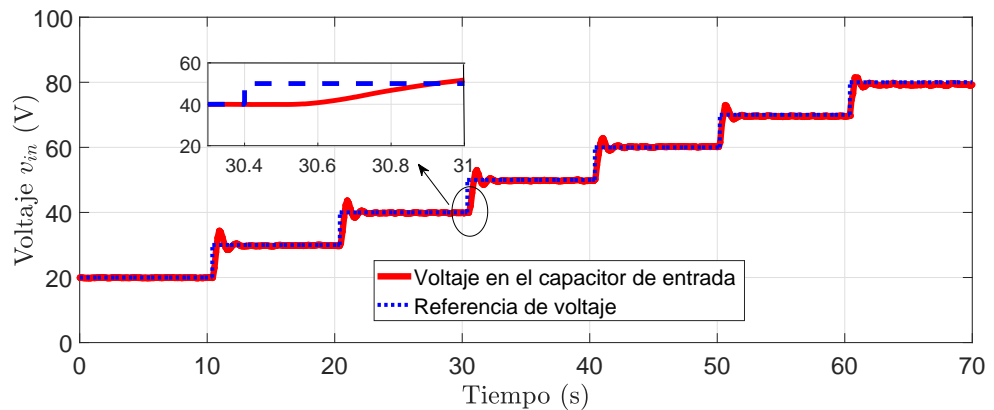


Figura 5.37: Seguimiento de referencia en el voltaje del capacitor de entrada C_{in} .

un tiempo de establecimiento de 400 ms . En cambio, en el voltaje de entrada implica un cambio en las variables del sistema. En la Figura 5.38 se observa el cambio en el voltaje en el capacitor de salida C_o , en la Figura 5.39 se presenta el comportamiento de la corriente de entrada del Buck-Boost y el cambio en la magnitud de la corriente en el inductor L .

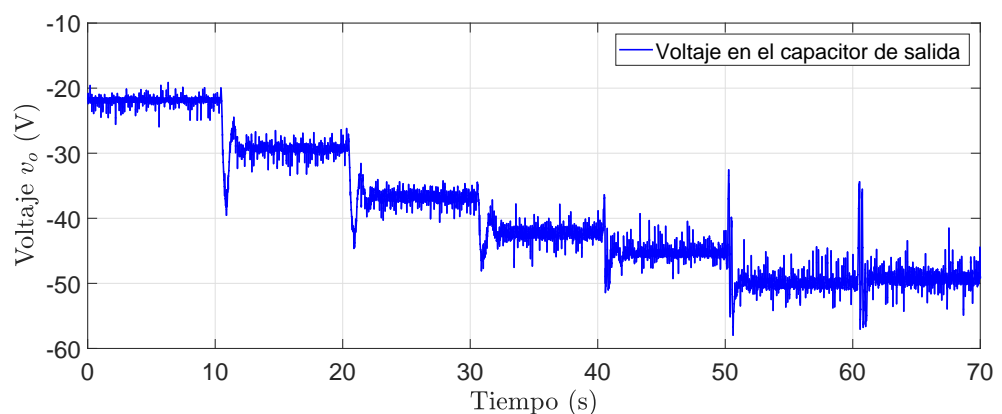


Figura 5.38: Voltaje en el capacitor de salida V_o .

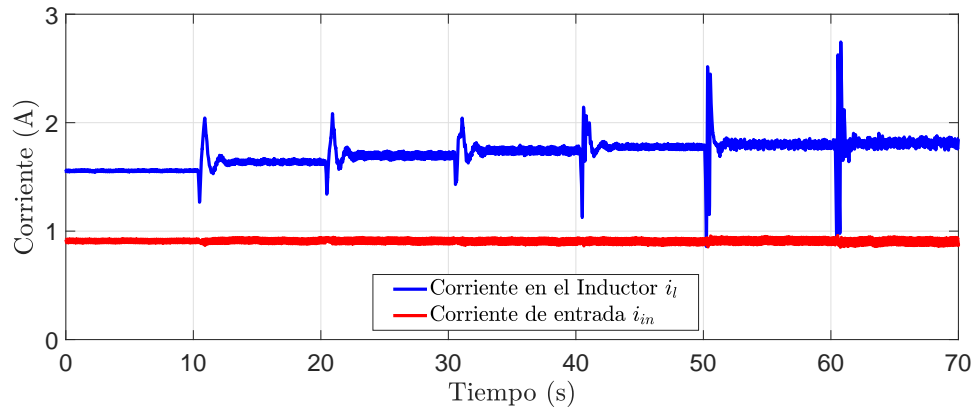


Figura 5.39: Corriente de entrada i_{in} y corriente en el inductor del Buck-Boost.

Por ultimo en la Figura 5.40 se presenta la señal entregada por el controlador óptimo programado en la Dspace.

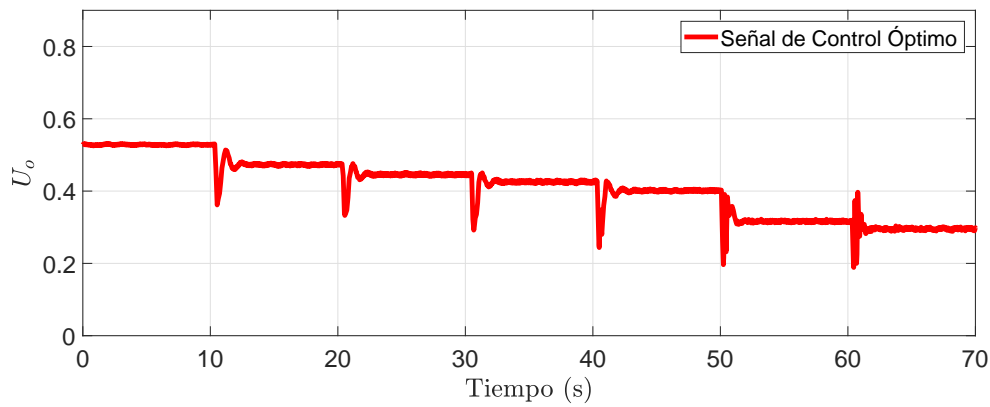


Figura 5.40: Señal de control ante cambios de referencia en el voltaje del capacitor C_{in} .

El segundo experimento realizado en el convertidor Buck-Boost, consistió en programar el algoritmo de P&O en el software de la tarjeta de adquisición Dspace, junto con el control óptimo para hacer seguimiento de la máxima potencia en un módulo fotovoltaico de 100W, con un perfil de irradiancia variante en el tiempo.

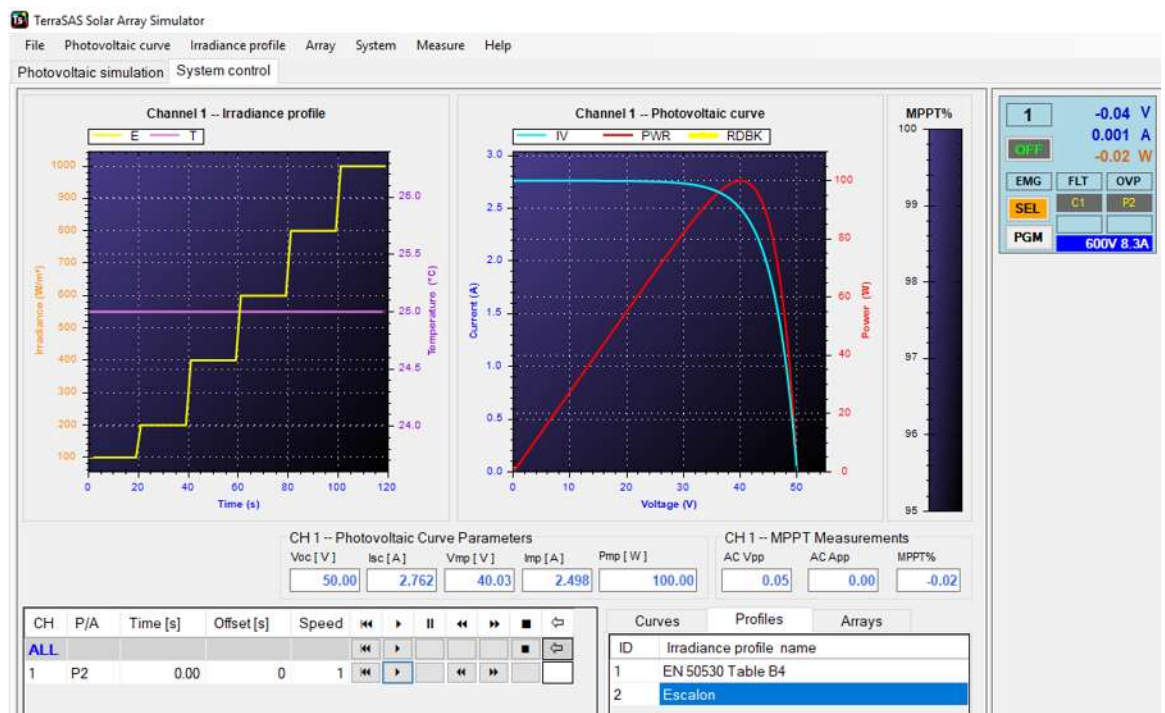


Figura 5.41: Curva del módulo fotovoltaico a 100W y perfil de irradiancia programado en el software del simulador Elgar Terrasas.

El módulo fotovoltaico y el perfil de irradiancia fue programado en el simulador Elgar Terrasas y conectado en la entrada del convertidor Buck-Boost. En la Figura 5.41 se presenta la captura de pantalla del software con las curvas de corriente contra voltaje, y potencia contra voltaje con el perfil de irradiancia escalonado.

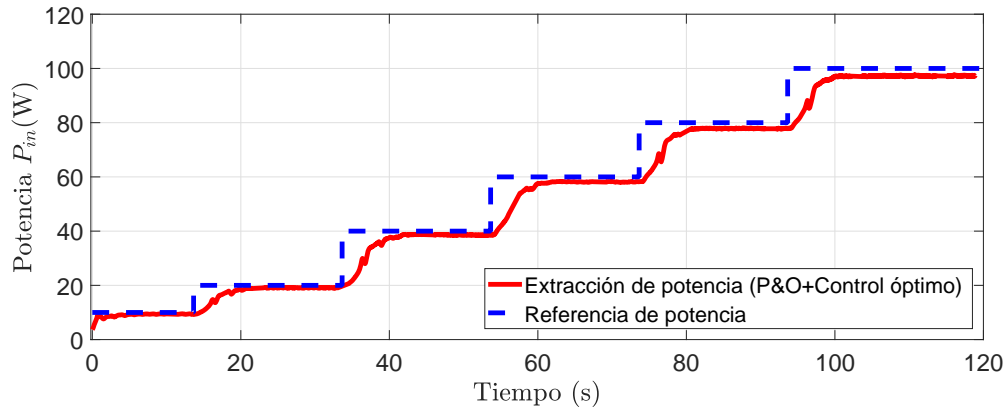


Figura 5.42: Extracción de la máxima potencia del módulo fotovoltaico simulado.

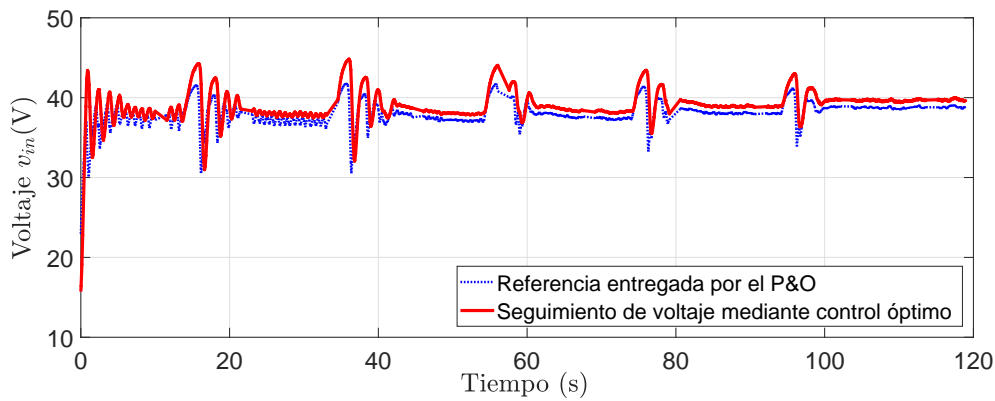


Figura 5.43: Seguimiento del voltaje de referencia entregado por el MPPT, para el voltaje de entrada v_{in} del Buck-Boost.

Una vez iniciado el perfil de irradiancia se activó el algoritmo P&O junto con el control óptimo en el software de la Dspace y se capturo la potencia extraída del módulo fotovoltaico, el voltaje de referencia entregado por el algoritmo MPPT y el seguimiento de esta trayectoria por el control óptimo. En la Figura 5.42 se observa la extracción de potencia del simulador fotovoltaico mediante el convertidor Buck-Boost, en donde se puede notar el crecimiento de la potencia debido al incremento de la irradiancia. Para la Figura 5.43 se compara el seguimiento de la referencia de

voltaje entregada por el MPPT y el comportamiento del voltaje de entrada v_{in} cuando el control óptimo realiza el seguimiento de este valor. En la Figura 5.44 se observa el comportamiento de la corriente de entrada i_{in} , de la corriente en el inductor i_l y de el voltaje de salida v_o conforme se incrementa la potencia de entrada P_{in} .

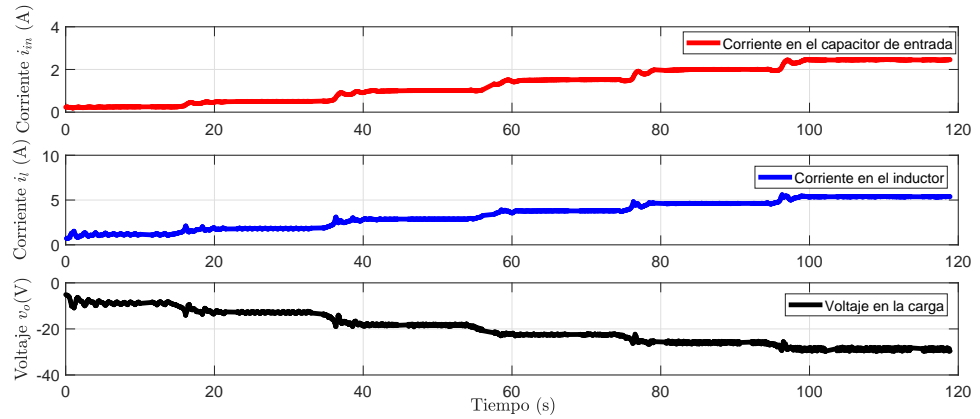


Figura 5.44: La gráfica (a) corresponde a la corriente de entrada i_{in} , (b) corresponde a la corriente de en el inductor i_l y (c) corresponde al voltaje de salida V_o .

5.4.3. Descripción del prototipo del inversor trifásico con filtro LCL

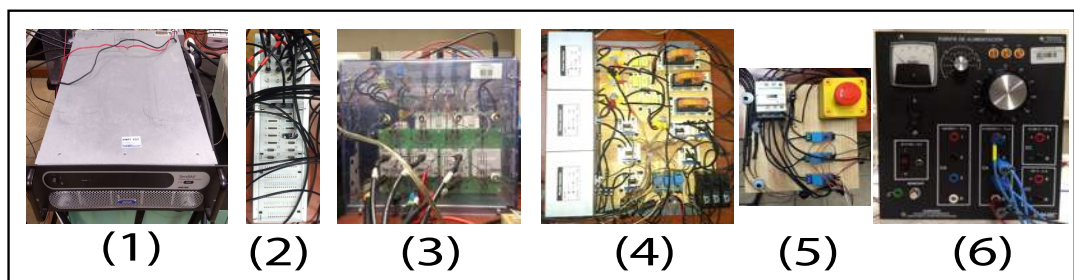


Figura 5.45: Inversor trifásico con filtro LCL.

La segunda parte del experimento consistió en implementar el controlador óptimo en el inversor con filtro LCL e inyectar potencia activa P_a a una fuente trifásica de

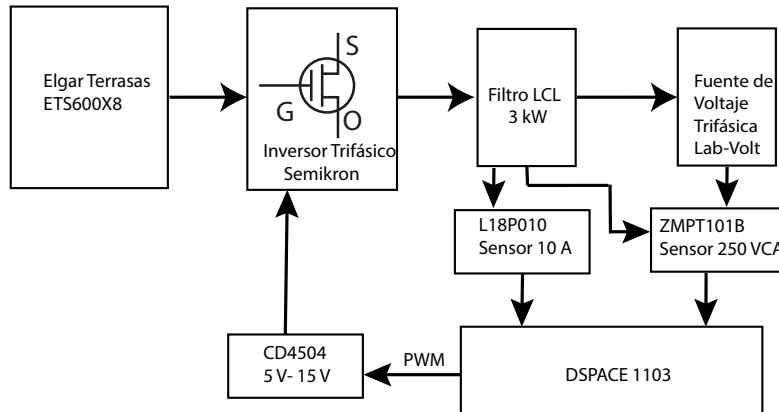


Figura 5.46: Esquema general de conexión en la segunda etapa del sistema fotovoltaico.

voltaje variable. El Bus de CD fue sustituido por el módulo Elgar Terrasas (1 de la Figura 5.45) y se configuró como una fuente de voltaje de DC. El control óptimo fue programado en el Control Desk de la Dspace (2 de la Figura 5.45), para generar una señal de control de 6 pulsos con modulación SVPWM con salida por el puerto CP1103 y ser introducidos al inversor trifásico Semikron PM603427 de 20 kW (3 de la Figura 5.45), con el fin de controlar la P_a inyectada a la fuente de voltaje trifásica. En (4 de la Figura 5.45) se presenta el filtro LCL diseñado a 3 kW conectado entre la salida del inversor y la conexión a la fuente trifásica. Para sincronizar la frecuencia del inversor con la frecuencia de la red, se utilizaron 3 sensores de voltaje de CA (5 de la Figura 5.45), y sus datos fueron introducidos a un PLL configurado en el módulo de la DSpace. La fuente de voltaje trifásica variable Lab-Volt con voltaje variable de 0-120 V_{rms} (6 de la Figura 5.45) se usó para simular la red eléctrica, pero con magnitud de voltaje V_{rms} menor.

En la Figura 5.46 se presenta el esquema de la configuración del inversor conectado a la fuente de voltaje trifásica.

Los componentes para el sensado de las nueve variables de estados fueron:

- Sensor ZMPT101B con un valor máximo 250 V_{pico} en CA, utilizado para sensar

el voltaje en la fuente de voltaje trifásica, y el voltaje trifásico en el capacitor C_f (véase la Figura 5.47).



Figura 5.47: Sensor de voltaje a 250 VCA.

- Sensor L18P010 para medir la corriente en CA con un valor pico de 10 A.

Además, se utilizaron los siguientes componentes

- CD4504 circuito integrado para elevar el nivel de voltaje PWM entregado de 5 V a 15 V, con una frecuencia máxima de operación de 3.5 MHz (véase la Figura 5.48).



Figura 5.48: Circuito TTL a CMOS para elevar el voltaje PWM de 5 V a 15 V, e instrumentado dentro de un módulo de 6 salidas con terminales BNC.

- LC1D18 interruptor magnético trifásico de 25 A a 600 V para conectar y desconectar el filtro LCL de la red eléctrica, con interruptor de paro de emergencia (véase la Figura 5.49 5.50).



Figura 5.49: Interruptor trifásico p



Figura 5.50: Interruptor trifásico conectado a un boton de paro de emergencia.

- Interruptor termomagnético trifásico de 15 A a 10 kV para proteger el sistema de corrientes de cortocircuito (véase la Figura 5.51).



Figura 5.51: Interruptor termomagnético colocado en el filtro LCL lado fuente.

5.4.4. Resultados experimentales en el inversor trifásico con filtro LCL

En la primera parte de la implementación del inversor trifásico con filtro LCL, consistió en operar el sistema a un nivel de potencia activa haciendo uso del control óptimo. Los parámetros de operación que se presentan en la Tabla 5.7 y en donde el valor de los componentes del filtro LCL corresponden a la tabla 4.6. Los nuevos

Tabla 5.7: Parametros de operación del inversor trifásico.

Parametro	Valor	Unidad
P_a	360	Watts
V_{ph}	20	V_{RMS}
V_{Bcd}	100	Volts
F_g	60	Hertz
W_g	120π	Rad/s
F_{sw2}	4096	Hertz

valores sintonizados de las matrices R y Q a nivel práctico fueron

$$R = \begin{bmatrix} 18000 & 0 \\ 0 & 18000 \end{bmatrix} \quad Q = \begin{bmatrix} 1000 & 0 \\ 0 & 1000 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

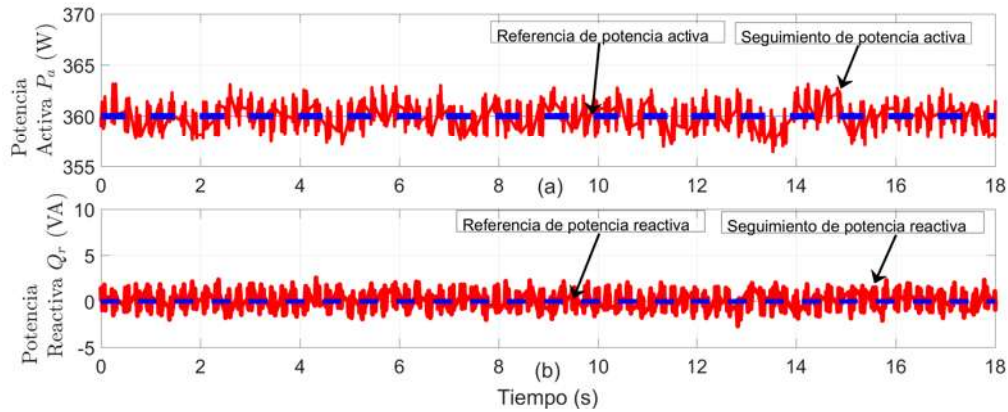


Figura 5.52: En la gráfica (a) se tiene la potencia activa para una referencia de $360W$ y en (b) se tiene la potencia reactiva para un valor de $0VA$.

En la Figura 5.52 se puede observar el seguimiento mediante control óptimo de una referencia de potencia activa con valor de $360W$ y un valor de potencia reactiva de $0VA$. Las formas de onda de la corriente inyectada a hacia la fuente de voltaje trifásica, es decir, i_g se presentan en la Figura 5.53.

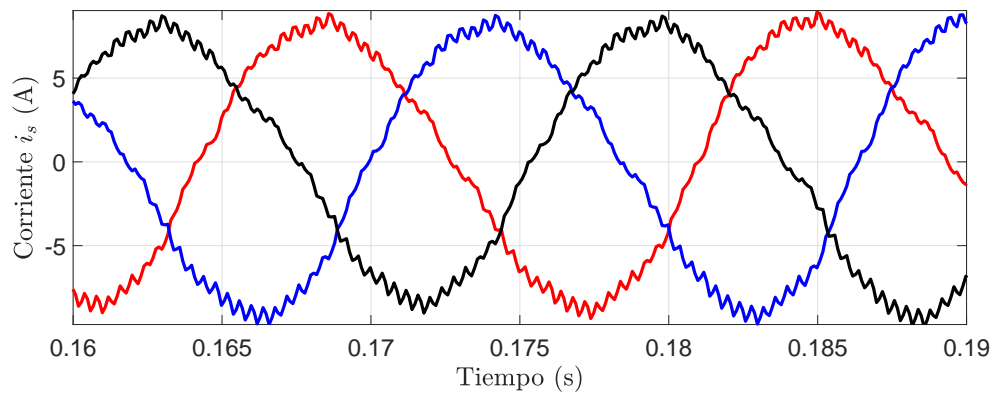


Figura 5.53: Corriente trifásica inyectada en la red.

Para el segundo experimento se dio una referencia de potencia activa decremental a partir de $360W$ con una referencia de potencia reactiva de $0VA$, con el objetivo de observar el seguimiento de la potencia activa y reactiva mediante control óptimo y se

presentan en la Figura 5.54.

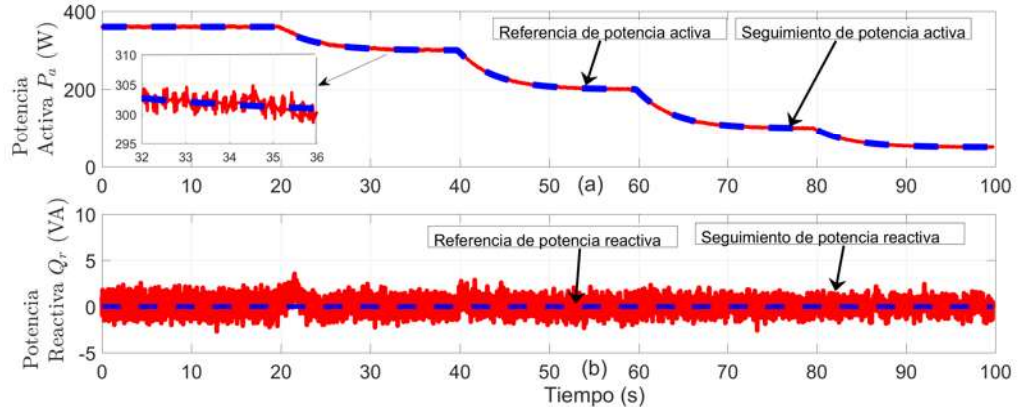


Figura 5.54: En la gráfica (a) corresponde a el seguimiento de una referencia a diferentes valores de P_a y en la gráfica (b) se mantiene la potencia reactiva a un valor promedio de 0 VA.

Es importante mencionar que el filtro LCL fue diseñado para operar a una potencia de $3kW$, y con una frecuencia de conmutación en el inversor de f_{sw2} de $16kHz$. Para el experimento final se incrementó la potencia activa al valor máximo mediante control óptimo, considerando una corriente pico en i_s lo más cercano a $10A$ pero sin superar este valor, la cual es una limitación en los sensores de corriente. El control de la

Tabla 5.8: Parametros de operación del inversor trifásico.

Parametro	Valor	Unidad
P_a	700	Watts
V_{ph}	45	V_{RMS}
V_{Bcd}	150	Volts
F_g	60	Hertz
W_g	120π	Rad/s
F_{sw2}	4096	Hertz

potencia activa y reactiva se puede observar en la Figura 5.55, y se puede notar una

oscilación en la potencia reactiva de $20W$ de pico, pero se puede reducir mediante la sintonización de las matrices Q y R del controlador óptimo.

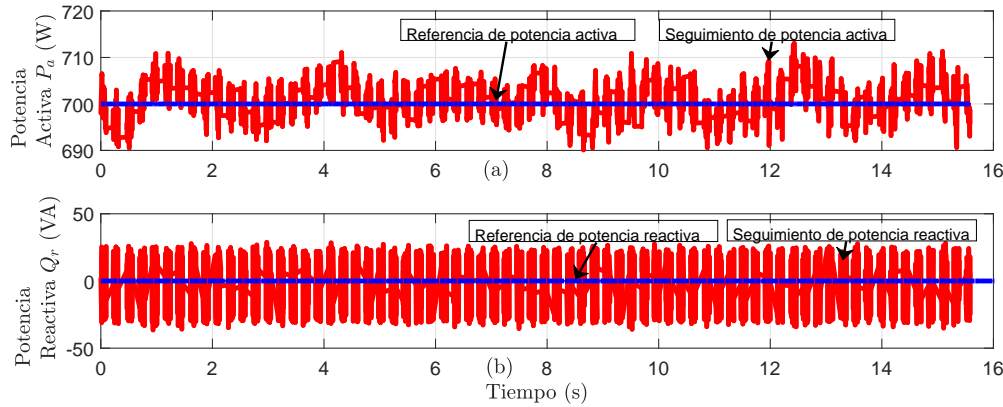


Figura 5.55: Para la gráfica (a) se tiene el máximo nivel de potencia activa de $700W$ inyectada la fuente de voltaje y en (b) se tiene la potencia reactiva cuando la referencia es $0VA$.

5.5. Conclusiones del capítulo

En este capítulo se comprobó en simulación el funcionamiento de un sistema de generación fotovoltaico con una potencia de operación nominal de $3 kW$ conectado a la red eléctrica. Se comprobó la eficiencia de los controladores óptimos diseñados para el convertidor Buck-Boost y el inversor trifásico con filtro LCL, puesto que se demostró el seguimiento de referencia variantes con tiempos de respuesta menores a 1 segundo. Además, se presentaron resultados experimentales del control óptimo para seguimiento de referencias variante aplicado a el convertidor Buck-Boost y en el inversor trifásico por separado. También se obtuvieron resultados del control óptimo operando con el algoritmo P&O, e implementado en un módulo fotovoltaico con una potencia máxima de $110 W$ y una irradiancia variante. Respecto el inversor con control óptimo, cabe destacar que se consiguió inyectar un máximo valor de potencia activa hacia la fuente trifásica de voltaje de $700 W$ y manteniendo la potencia reactiva en un

valor de 0 VA, demostrando la capacidad del control óptimo para regular 2 variables de salida en un mismo instante.

Capítulo 6

Conclusiones

6.1. Conclusiones Generales

En este trabajo se presentó un sistema fotovoltaico de dos etapas conectado a la red eléctrica, en donde se hace uso de un algoritmo buscador de extremos llamado ES con el que se obtiene un máximo global de una función corriente-voltaje, de un arreglo de 3 kW. La operación del algoritmo ES es comparada con el algoritmo P&O a nivel simulación en donde se comprueba la eficacia de este algoritmo, puesto que, tiene la ventaja de encontrar el extremo máximo global de una función con múltiples extremos. Para el convertidor Buck-Boost se logró una representación en espacios de estado por el método de modelos promediados, en el cual se sustituye una señal conmutada por una señal con un rango de 0, 1. El modelado del inversor trifásico se llevó a cabo mediante la sustitución del marco de referencia de ABC a $dq0$ en el cual se tienen valores de corrientes y voltajes, facilitando su representación en espacios de estado. Es importante hacer notar que los modelos obtenidos son la representación de sistemas no lineales, en donde el convertidor CD-CD contiene una perturbación conocida.

Después de obtener los modelos no lineales de los sistemas a controlar, se cambió la estructura a un sistema lineal con coeficientes dependientes del estado con el obje-

tivo de aplicar el SDRE y obtener un controlador en lazo cerrado para seguimiento de trayectorias y de horizonte infinito. A nivel simulación se logró el seguimiento de referencia en el convertidor Buck-Boost, pues se consiguió varios los puntos de operación del sistema a la referencia variante indicada por el algoritmo MPPT. Respecto al inversor trifásico LCL, se regula la potencia activa y reactiva con la ley de control diseñada mediante la sintonización de Q y R , puesto que, se controlaron dos variables de estado simultáneamente haciendo seguimiento de trayectoria como también la regulación a un nivel establecido en el bus de CD con el uso de un controlador PI. A nivel experimental, se logró implementar el control óptimo tanto en el convertidor Buck-Boost y el inversor trifásico con filtro LCL, donde se demostró el funcionamiento del controlador diseñado, así como también el seguimiento de referencias. Uno de los experimentos con más relevancia, fue el uso del MPPT con un controlador óptimo en donde se logró extraer la máxima potencia generada de un módulo fotovoltaico 100 W , conforme la irradiancia variaba en tiempo real. Finalmente se presentaron los resultados del control óptimo de 2 variables en el inversor trifásico con filtro LCL, en donde se logró extraer una máxima potencia de 700 W , así como la regulación a valores menores de 700 W .

6.2. Trabajos futuros

A manera de trabajos futuros, derivados de esta tesis, a continuación se enumeran posibles propuestas de trabajo que pueden ser desarrolladas.

1. Diseñar e implementar un convertidor Buck-Boost con salida no inversora para reducir los niveles de voltaje que soportan los componentes de conmutación.
2. Elevar la potencia de operación a 3 kW en los convertidores CD-CD y CD-CA, manteniendo la regulación de la potencia activa y reactiva, mediante control óptimo robusto.

3. Realizar la conexión entre las dos etapas del sistema fotovoltaico propuesto en esta tesis, incluyendo la regulación del voltaje en el Bus de CD.
4. Implementar de forma experimental el algoritmo ES y realizar pruebas con un arreglo fotovoltaico bajo condiciones de sombreado.

Referencias

- [Hyd, 2015] (2015). A renewable energy option: Photovoltaic solar power. Technical report, HydroQuebec.
- [Agency, 2017] Agency, I. E. (2017). *Key World Energy Statistics 2017*. International Energy Agency, 2017 edición.
- [Ang y Oliva, 2010] Ang, S. y Oliva, A. (2010). *Power-switching converters*. CRC press.
- [Ariyur y Krstic, 2003] Ariyur, K. B. y Krstic, M. (2003). *Real-time optimization by extremum-seeking control*. John Wiley & Sons.
- [Bastidas-Rodriguez *et al.*, 2014] Bastidas-Rodriguez, J. D., Franco, E., Petrone, G., Ramos-Paja, C. A., y Spagnuolo, G. (2014). Maximum power point tracking architectures for photovoltaic systems in mismatching conditions: a review. *IET Power Electronics*, 7(6):1396–1413.
- [Bellia *et al.*, 2014] Bellia, H., Youcef, R., y Fatima, M. (2014). A detailed modeling of photovoltaic module using matlab. *NRIAG Journal of Astronomy and Geophysics*, 3(1):53–61.
- [Brunton *et al.*, 2010] Brunton, S. L., Rowley, C. W., Kulkarni, S. R., y Clarkson, C. (2010). Maximum power point tracking for photovoltaic optimization using

- ripple-based extremum seeking control. *IEEE transactions on power electronics*, 25(10):2531–2540.
- [Cai *et al.*, 2016] Cai, H., Xiang, J., y Wei, W. (2016). Modelling, analysis and control design of a two-stage photovoltaic generation system. *IET Renewable Power Generation*, 10(8):1195–1203.
- [Carmona Rubio y Díaz Corcobado, 2010] Carmona Rubio, G. y Díaz Corcobado, T. (2010). *Instalaciones solares fotovoltaicas. GM*. McGraw-Hill Interamericana de España SL.
- [Chitsazan y Trzynadlowski, 2016] Chitsazan, M. A. y Trzynadlowski, A. (2016). A new approach to lcl filter design for grid-connected pv sources. *American Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 6(4):57–63.
- [Cimen, 2010] Cimen, T. (2010). Systematic and effective design of nonlinear feedback controllers via the state-dependent riccati equation (sdre) method. *Annual Reviews in control*, 34(1):32–51.
- [Dallago *et al.*, 2015] Dallago, E., Liberale, A., Miotti, D., y Venchi, G. (2015). Direct mppt algorithm for pv sources with only voltage measurements. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(12):6742–6750.
- [De Brito *et al.*, 2012] De Brito, M. A. G., Galotto, L., Sampaio, L. P., e Melo, G. d. A., y Canesin, C. A. (2012). Evaluation of the main mppt techniques for photovoltaic applications. *IEEE transactions on industrial electronics*, 60(3):1156–1167.
- [Dumais y Kalyanaraman, 2012] Dumais, A. y Kalyanaraman, S. (2012). Grid-connected solar microinverter reference design. *Microchip application note AN1444*.
- [Femia *et al.*, 2012] Femia, N., Petrone, G., Spagnuolo, G., y Vitelli, M. (2012). *Power electronics and control techniques for maximum energy harvesting in photovoltaic systems*. CRC press.

- [Gielen *et al.*, 2018] Gielen, D., Gorini, R., Wagner, N., Leme, R., Gutierrez, L., y Prakash, G. (2018). Global energy transformation: A roadmap to 2050. Technical report, IRENA.
- [Häberlin, 2012] Häberlin, H. (2012). *Photovoltaics: system design and practice*. John Wiley & Sons.
- [Haessig y Friedland, 2002] Haessig, D. A. y Friedland, B. (2002). State dependent differential riccati equation for nonlinear estimation and control. *IFAC Proceedings Volumes*, 35(1):405–410.
- [Juárez *et al.*, 2018] Juárez, R. T., Fuerte-Esquivel, C. R., Espinosa-Juárez, E., y Sandoval, U. (2018). Steady-state model of grid-connected photovoltaic generation for power flow analysis. *IEEE Transactions on Power Systems*, 33(5):5727–5737.
- [Kahlane *et al.*, 2014] Kahlane, A., Hassaine, L., y Kherchi, M. (2014). Lcl filter design for photovoltaic grid connected systems. *the Journal of Renewable Energies*, pp. 227–232.
- [Kirk, 2012] Kirk, D. E. (2012). *Optimal control theory: an introduction*. Courier Corporation.
- [Kollimalla y Mishra, 2014a] Kollimalla, S. K. y Mishra, M. K. (2014a). A novel adaptive p&o mppt algorithm considering sudden changes in the irradiance. *IEEE Transactions on Energy conversion*, 29(3):602–610.
- [Kollimalla y Mishra, 2014b] Kollimalla, S. K. y Mishra, M. K. (2014b). Variable perturbation size adaptive p&o mppt algorithm for sudden changes in irradiance. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 5(3):718–728.
- [Kolsi *et al.*, 2014] Kolsi, S., Samet, H., y Amar, M. B. (2014). Design analysis of dc-dc converters connected to a photovoltaic generator and controlled by mppt

- for optimal energy transfer throughout a clear day. *Journal of Power and Energy Engineering*, 2(01):27.
- [Lenk, 1998] Lenk, R. (1998). *Practical design of power supplies*. McGraw-Hill.
- [Levron y Shmilovitz, 2012] Levron, Y. y Shmilovitz, D. (2012). Sliding mode control of photovoltaic module integrated buck-boost converters. En *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, pp. LS3a-2. IEEE.
- [Leyva *et al.*, 2012] Leyva, R., Olalla, C., Zazo, H., Cabal, C., Cid-Pastor, A., Quein-nec, I., y Alonso, C. (2012). Mppt based on sinusoidal extremum-seeking control in pv generation. *International Journal of Photoenergy*, 2012.
- [Messenger y Abtahi, 2010] Messenger, R. A. y Abtahi, A. (2010). *Photovoltaic systems engineering*. CRC press.
- [Naidu, 2002] Naidu, D. S. (2002). *Optimal control systems*. CRC press.
- [Ned Mohan y P.Robins, 2009] Ned Mohan, T. M. U. y P.Robins, W. (2009). *Electrónica de Potencia. Convertidores, Aplicaciones y Diseño (Spanish Edition)*. México: Mc Graw Hill.
- [Orellana *et al.*, 2010] Orellana, M., Petibon, S., Estibals, B., y Alonso, C. (2010). Four switch buck-boost converter for photovoltaic dc-dc power applications. En *IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 469-474. IEEE.
- [Ornelas-Tellez *et al.*, 2014a] Ornelas-Tellez, F., Graff, M., Sanchez, E. N., y Alanis, A. Y. (2014a). Pso optimal tracking control for state-dependent coefficient nonlinear systems. En *Advance Trends in Soft Computing*, pp. 403-410. Springer.

- [Ornelas-Tellez *et al.*, 2014b] Ornelas-Tellez, F., Rico, J. J., y Ruiz-Cruz, R. (2014b). Optimal tracking for state-dependent coefficient factorized nonlinear systems. *Asian Journal of Control*, 16(3):890–903.
- [Ornelas-Tellez *et al.*, 2017] Ornelas-Tellez, F., Rico-Melgoza, J. J., Espinosa-Juarez, E., y Sanchez, E. N. (2017). Optimal and robust control in dc microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 9(6):5543–5553.
- [Pastor y Dudrik, 2013] Pastor, M. y Dudrik, J. (2013). Design of output lcl filter for 15-level cascade inverter. *Electronics & Electrical Engineering*, 19(8).
- [Ramos-Paz *et al.*, 2017] Ramos-Paz, S., Ornelas-Tellez, F., y Loukianov, A. G. (2017). Nonlinear optimal tracking control in combination with sliding modes: Application to the pendubot. En *2017 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, pp. 1–6. IEEE.
- [Rashid, 2004] Rashid, M. H. (2004). *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Educación.
- [REN21, 2018] REN21 (2018). Renewables 2018 global status report. Technical report, Renewable Energy Policy Network for the 21st Century.
- [Renzhong *et al.*, 2013] Renzhong, X., Lie, X., Junjun, Z., y Jie, D. (2013). Design and research on the lcl filter in three-phase pv grid-connected inverters. *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, 5(3):322.
- [Repak *et al.*, 2016] Repak, M., Otcenasova, A., Regula, M., y Bodnar, R. (2016). Design of power converter for model of photovoltaic power plant. En *11th International Conference ELEKTRO 2016*, pp. 359–363.
- [Reznik *et al.*, 2014] Reznik, A., Simões, M. G., Al-Durra, A., y Muyeen, S. (2014). Lcl filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(2):1225–1232.

- [Sepúlveda, 2016] Sepúlveda, R. D. (2016). Diseño e implementación de control óptimo: Aplicación a convertidores de potencia. Tesis de máster, Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo.
- [Sepulveda y Ornelas-Tellez, 2015] Sepulveda, R. D. y Ornelas-Tellez, F. (2015). Robust optimal tracking control for a three phase inverter. En *2015 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, pp. 1–6. IEEE.
- [Sera *et al.*, 2013] Sera, D., Mathe, L., Kerekes, T., Spataru, S. V., y Teodorescu, R. (2013). On the perturb-and-observe and incremental conductance mppt methods for pv systems. *IEEE journal of photovoltaics*, 3(3):1070–1078.
- [Singh y Singh, 2012] Singh, B. R. y Singh, O. (2012). Global trends of fossil fuel reserves and climate change in the 21st century. En Khan, S., editor, *Fossil Fuel and the Environment*, capítulo 8. IntechOpen, Rijeka.
- [Sira-Ramirez y Silva-Ortigoza, 2006] Sira-Ramirez, H. J. y Silva-Ortigoza, R. (2006). *Control design techniques in power electronics devices*. Springer Science & Business Media.
- [Tinajero, 2017] Tinajero, M. Z. (2017). Implementación de control óptimo robusto para un inversor trifasico conectado a la red eléctrica. Tesis de máster, Universidad Michoacana de San Nicols de Hidalgo.
- [Wu *et al.*, 2013] Wu, T.-F., Kuo, C.-L., Sun, K.-H., Chen, Y.-K., Chang, Y.-R., y Lee, Y.-D. (2013). Integration and operation of a single-phase bidirectional inverter with two buck/boost mppts for dc-distribution applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(11):5098–5106.
- [Zaions *et al.*, 2017] Zaions, D. F., Balbino, A. J., Baratieri, C. L., y Stankiewicz, A. L. (2017). Comparative analysis of buck and boost converters applied to diffe-

rent maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems. En *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 1–6. IEEE.

[Zhang y Ordóñez, 2011] Zhang, C. y Ordóñez, R. (2011). *Extremum-seeking control and applications: a numerical optimization-based approach*. Springer Science & Business Media.

Apéndice A

Estándar IEEE 519-2014

A continuación se definen los terminos utilizados en este apéndice.

- Punto de acoplamiento común (PCC): punto en un sistema de suministro de energía público, eléctricamente más cercano a una carga particular, a la que otras cargas están, o podrían estar, conectadas. El PCC es un punto ubicado aguas arriba de la instalación considerada.
- Corriente continua de alta tensión (HVDC): es un sistema de transporte de energía eléctrica utilizado en largas distancias.
- Distorsión armónica total (THD): La relación del cuadrado medio de la raíz del contenido armónico, considerando los componentes armónicos hasta el orden 50 y excluyendo específicamente los interarmónicos, expresada como un porcentaje de la fundamental. Se pueden incluir componentes armónicos de orden superior a 50 cuando sea necesario.
- Distorsión total demandada (TDD): La relación del cuadrado medio de la raíz del contenido armónico, considerando los componentes armónicos hasta el orden 50 y excluyendo específicamente los interarmónicos, expresada como un porcentaje de la corriente máxima de demanda. Se pueden incluir componentes

armónicos de orden superior a 50 cuando sea necesario.

Debido a que el manejo de armónicos en un sistema de energía se considera una responsabilidad conjunta que involucra tanto a los usuarios finales como a los propietarios u operadores del sistema, se recomiendan límites en los armónicos tanto para voltajes como para corrientes.

Los valores recomendados en esta cláusula se basan en el hecho de que un cierto nivel de distorsión de voltaje es generalmente aceptable y tanto los propietarios del sistema como los operadores y usuarios deben trabajar cooperativamente para mantener la distorsión de voltaje real por debajo de los niveles objetables. La suposición actual de estos límites recomendados es que al limitar las inyecciones de corriente armónica por parte de los usuarios, la distorsión de voltaje se puede mantener por debajo de los niveles objetables. En el caso de que la limitación de las corrientes armónicas por sí sola no resulte en niveles aceptables de distorsión de voltaje, los propietarios u operadores del sistema deben tomar medidas para modificar las características del sistema para que los niveles de distorsión de voltaje sean aceptables. Los niveles de distorsión de voltaje aceptables forman la base de los límites de voltaje armónico en 5.1.

Los límites recomendados en esta cláusula se aplican solo en el punto de acoplamiento común y no deben aplicarse a equipos individuales ni a ubicaciones dentro de las instalaciones del usuario. En la mayoría de los casos, se puede encontrar que los voltajes y corrientes armónicas en estas ubicaciones son significativamente mayores que los límites recomendados en el PCC debido a la falta de diversidad, cancelación y otros fenómenos que tienden a reducir los efectos combinados de múltiples fuentes armónicas a niveles por debajo de su suma algebraica.

A.1. Límites de tensión armónica recomendados.

Todos los valores deben estar en porcentaje de la tensión de frecuencia de alimentación nominal en el PCC. La Tabla A.1 se aplica a los armónicos de voltaje cuyas frecuencias son múltiplos enteros de la frecuencia de potencia.

Bus voltage at PCC	Armonico Individual (%)	Distorsion Armonica Total THD(%)
$V \leq 1.0kV$	5.0	8.0
$1kV < V \leq 69kV$	3.0	5.0
$69kV < V \leq 161kV$	1.5	2.5
$161kV < V$	1.0	1.5 ^a

Tabla A.1: Límites de distorsión en el voltaje.

^aLos sistemas de alto voltaje pueden tener hasta un 2,0% de THD donde la causa es un terminal HVDC cuyos efectos se habrán atenuado en los puntos de la red donde los usuarios futuros pueden estar conectados.

A.2. Límites de corriente armónica recomendados.

Todos los valores deben estar en porcentaje de la demanda máxima actual, I_L . Este valor actual se establece en el PCC y debe tomarse como la suma de las corrientes correspondientes a la demanda máxima durante cada uno de los doce meses anteriores dividida por 12. La Tabla A.2 se aplica a las corrientes armónicas cuyas frecuencias son múltiplos enteros de la frecuencia de potencia.

Distorsión máxima de la corriente armónica en porcentaje de I_L						
Orden armónico individual (armónicos impares) ^{a,b}						
I_{SC}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	TDD
$< 20^c$	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
$20 < 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
$50 < 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
$100 < 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Tabla A.2: Límites de distorsión de corriente para sistemas de 120 V a 69 kV.

^aIncluso los armónicos están limitados al 25 % de los límites armónicos impares anteriores.

^bLas distorsiones actuales que dan lugar a un desplazamiento en CD, por ejemplo, convertidores de media onda, no están permitidas.

^cTodos los equipos de generación de energía están limitados a estos valores de distorsión de la corriente, independientemente del I_{sc}/I_L real.

Donde

- I_{SC} = Corriente máxima de cortocircuito en PCC
- I_L = Corriente de carga de demanda máxima (componente de frecuencia fundamental) en el PCC en condiciones de funcionamiento de carga normal

Para los componentes de corriente interarmónica con frecuencias que no son múltiplos enteros de la frecuencia de alimentación, los usuarios deben limitar los componentes a niveles suficientemente bajos para no producir efectos indeseables en el sistema de alimentación y el equipo conectado.

Apéndice B

Sensor de voltaje a 600 V

El sensor de voltaje utilizado en este proyecto fue el ACPL-C87B y su hoja de datos se presenta a continuación.

ACPL-C87B, ACPL-C87A, ACPL-C870 Precision Optically Isolated Voltage Sensor



Data Sheet



Lead (Pb) Free
RoHS 6 fully
compliant

RoHS 6 fully compliant options available;
-xxxE denotes a lead-free product



Description

The ACPL-C87B/C87A/C870 voltage sensors are optical isolation amplifiers designed specifically for voltage sensing. Its 2 V input range and high 1 G Ω input impedance, makes it well suited for isolated voltage sensing requirements in electronic power converters applications including motor drives and renewable energy systems. In a typical voltage sensing implementation, a resistive voltage divider is used to scale the DC-link voltage to suit the input range of the voltage sensor. A differential output voltage that is proportional to the input voltage is created on the other side of the optical isolation barrier.

For general applications, the ACPL-C87A ($\pm 1\%$ gain tolerance) and the ACPL-C870 ($\pm 3\%$ gain tolerance) are recommended. For high precision requirements, the ACPL-C87B ($\pm 0.5\%$ gain tolerance) can be used. The ACPL-C87B/C87A/C870 family operates from a single 5 V supply and provides excellent linearity. An active-high shutdown pin is available which reduces the IDD1 current to only 15 μA , making them suitable for battery-powered and other power-sensitive applications.

The high common-mode transient immunity (15 kV/ μs) of the ACPL-C87B/C87A/C870 provides the precision and stability needed to accurately monitor DC-link voltage in high noise environments. Combined with superior optical coupling technology, the ACPL-C87B/C87A/C870 implements sigma-delta ($\Sigma\text{-}\Delta$) modulation, chopper stabilized amplifiers, and differential outputs to provide unequalled isolation-mode noise rejection, low offset, high gain accuracy and stability. This performance is delivered in a compact, auto-insertable Stretched SO-8 (SSO-8) package that meets worldwide regulatory safety standards.

Features

- Advanced Sigma-Delta ($\Sigma\text{-}\Delta$) Modulation Technology
- Unity Gain 1 V/V, $\pm 0.5\%$ High Gain Accuracy (ACPL-C87B)
- 1 G Ω Input Impedance
- 0 to 2 V Nominal Input Range
- 35 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ Low Gain Drift
- 21 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ Offset Voltage Drift
- 0.1% Non-Linearity Max
- Active-High Shutdown Pin
- 100 kHz Wide Bandwidth
- 3 V to 5.5 V Wide Supply Range for Output Side
- 40 $^{\circ}\text{C}$ to +105 $^{\circ}\text{C}$ Operating Temperature Range
- 15 kV/ μs Common-Mode Transient Immunity
- Compact, Auto-Insertable Stretched SO-8 Package
- Safety and Regulatory Approvals:
 - IEC/EN/DIN EN 60747-5-5: 1414 V_{peak} working insulation voltage
 - UL 1577: 5000 V_{rms}/1 min double protection rating
 - CSA: Component Acceptance Notice #5

Applications

- Isolated Voltage Sensing in AC and Servo Motor Drives
- Isolated DC-Bus Voltage Sensing in Solar Inverters, Wind Turbine Inverters
- Isolated Sensor Interfaces
- Signal Isolation in Data Acquisition Systems
- General Purpose Voltage Isolation

CAUTION is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

Functional Diagram

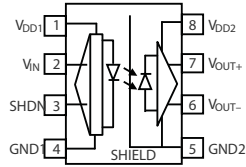


Figure 1.

NOTE: A 0.1 μ F bypass capacitor must be connected between pins 1 and 4 and between pins 5 and 8.

Table 1. Pin Description

Pin No.	Symbol	Description
1	V _{DD1}	Supply voltage for input side (4.5 V to 5.5 V), relative to GND1
2	V _{IN}	Voltage input
3	SHDN	Shutdown pin (Active High)
4	GND1	Input side ground
5	GND2	Output side ground
6	V _{OUT-}	Negative output
7	V _{OUT+}	Positive output
8	V _{DD2}	Supply voltage for output side (3 V to 5.5 V), referenced to GND2

Ordering Information

ACPL-C87B/C87A/C870 is UL recognized with 5000 Vrms/1 minute rating per UL 1577.

Table 2.

Part number	Option	Package	Surface Mount	Tape & Reel	IEC/EN/DIN EN 60747-5-5	Quantity
	(RoHS Compliant)					
ACPL-C87B	-000E	Stetched	X		X	80 per tube
ACPL-C87A	-500E	SO-8	X	X	X	1000 per reel
ACPL-C870						

To order, choose a part number from the part number column and combine with the desired option from the option column to form an order entry.

Example:

ACPL-C87A-500E to order product of Surface Mount package in Tape and Reel packaging with IEC/EN/DIN EN 60747-5-5 Safety Approval and RoHS compliance.

Contact your Avago sales representative or authorized distributor for information.

Definitions

Gain

Gain is defined as the slope of the best-fit line of differential output voltage ($V_{OUT+} - V_{OUT-}$) over the nominal input range, with offset error adjusted out.

Nonlinearity

Nonlinearity is defined as half of the peak-to-peak output deviation from the best-fit gain line, expressed as a percentage of the full-scale differential output voltage.

Common Mode Transient Immunity, CMTI, also known as Common Mode Rejection

CMTI is tested by applying an exponentially rising/falling voltage step on pin 4 (GND1) with respect to pin 5 (GND2). The rise time of the test waveform is set to approximately 50 ns. The amplitude of the step is adjusted until the differential output ($V_{OUT+} - V_{OUT-}$) exhibits more than a 200 mV deviation from the average output voltage for more than 1 μ s. The ACPL-C87x will continue to function if more than 10 kV/ μ s common mode slopes are applied, as long as the breakdown voltage limitations are observed.

Power Supply Rejection, PSR

PSRR is the ratio of differential amplitude of the ripple outputs over power supply ripple voltage, referred to the input, expressed in dB.

Application Information

Application Circuit

The typical application circuit is shown in Figure 19. The ACPL-C87X voltage sensor is often used in photovoltaic (PV) panel voltage measurement and tracking in PV inverters, and DC bus voltage monitoring in motor drivers. The high voltage across rails needs to be scaled down to fit the input range of the iso-amp by choosing R1 and R2 values according to appropriate ratio.

The ACPL-C87X senses the single-ended input signal and produces differential outputs across the galvanic isolation barrier. The differential outputs (V_{out+} , V_{out-}) can be connected to an op-amp to convert to a single-ended signal or directly to two ADCs. The op-amp used in the external post-amplifier circuit should be of sufficiently high precision so that it does not contribute a significant amount of offset or offset drift relative to the contribution from the isolation amplifier. Generally, op-amps with bipolar input stages exhibit better offset performance than op-amps with JFET or MOSFET input stages.

In addition, the op-amp should also have enough bandwidth and slew rate so that it does not adversely affect the response speed of the overall circuit. The post-amplifier circuit includes a pair of capacitors (C4 and C5) that form a single-pole low-pass filter; these capacitors allow the bandwidth of the post-amp to be adjusted independently of the gain and are useful for reducing the output noise from the isolation amplifier.

The gain-setting resistors in the post-amp should have a tolerance of 1% or better to ensure adequate CMRR and adequate gain tolerance for the overall circuit. Resistor networks can be used that have much better ratio tolerances than can be achieved using discrete resistors. A resistor network also reduces the total number of components for the circuit as well as the required board space.

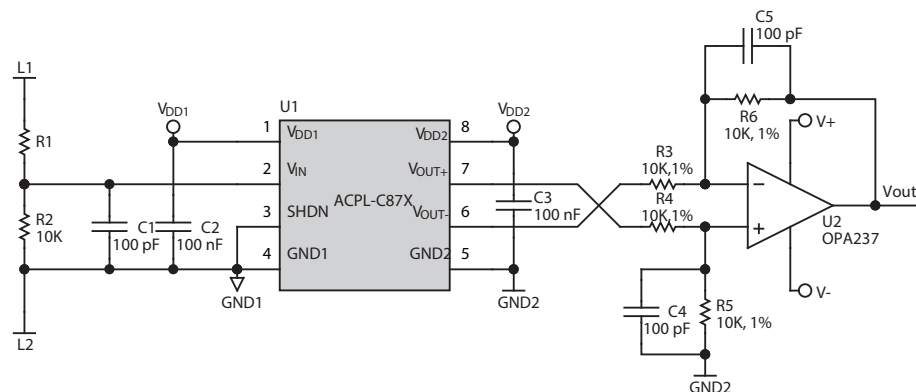


Figure 19. Typical application circuit.

Apéndice C

Sensor de corriente a 10 A

El sensor de corriente utilizado en este proyecto fue el ACPL-C87B y su hoja de datos se presenta a continuación.



Issued by Module Components Div, TAMURA CORPORATION

Hall Effect Current Sensors L18P***D15 Series



Features:

- Open Loop type
- Printed circuit board mounting
- Integrated primary
- Voltage output
- Busbar version from 40A to 60A
- Insulated plastic case according to UL94V0
- UL Recognition

Advantage:

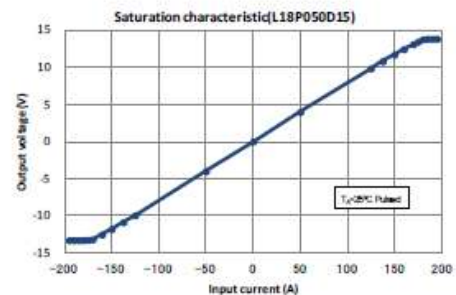
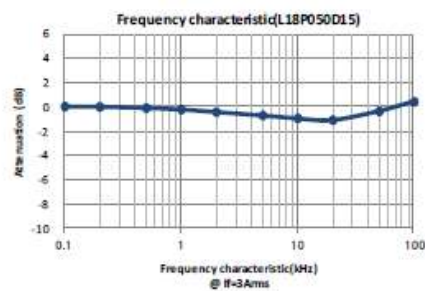
- Excellent accuracy and linearity
- Wide nominal current range
- Low temperature drift
- Wide frequency bandwidth
- No insertion loss
- High Immunity To External Interference
- Optimised response time
- Current overload capability

Specifications

Parameters	Symbol	T _A =25°C, V _{CC} =±15V, R _L =10kΩ									
		L18P003 D15	L18P005 D15	L18P010 D15	L18P015 D15	L18P020 D15	L18P025 D15	L18P030 D15	L18P040 D15	L18P050 D15	L18P060 D15
Primary nominal current	I _r	3A	5A	10A	15A	20A	25A	30A	40A	50A	60A
Saturation current	I _{max}	≥ ± I _r × 3									
Rated output voltage	V _O	4V ± 0.040V (at I _f)						4V ± 0.050V (at I _f)			
Offset voltage ¹	V _{of}	≤ ± 0.040V (at I _f =0A)						≤ ± 0.050V (at I _f =0A)			
Output linearity ² (0A~I _f)	ε _L	≤ ± 1% (at I _f)									
Power supply voltage	V _{CC}	± 15V ± 5%									
Consumption current	I _{CC}	≤ ± 15mA									
Response time ³	t _r	≤ 5μs (at di/dt = I _r / μs)									
Thermal drift of gain ⁴	TcV _O	≤ ± 0.1%/ °C									
Thermal drift of offset	TcV _{of}	≤ ± 1.5mV/ °C									
Hysteresis error (at I _f =0A→I _f →0A)	V _{OH}	≤ 25mV						≤ 40mV			
Insulation voltage	V _d	AC3000V for 1minute (sensing current 0.5mA), primary ↔ secondary									
Insulation resistance	R _{is}	≥ 500MΩ (at DC500V), primary ↔ secondary									
Ambient operation temperature	T _A	-30°C~+80°C									
Ambient storage temperature	T _S	-40°C~+85°C									

¹ After removal of core hysteresis — ² Without offset — ³ Time between 10% input current full scale and 90% of sensor output full scale — ⁴ Without Thermal drift of offset

Electrical Performances

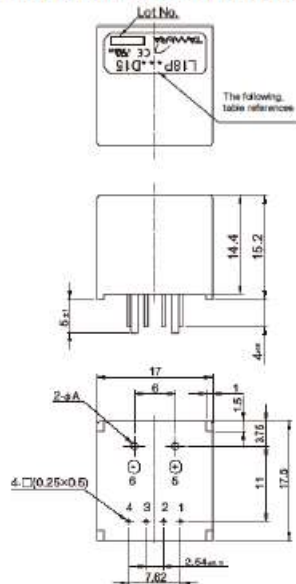




Issued by Module Components Div, TAMURA CORPORATION

Hall Effect Current Sensors L18P***D15 Series

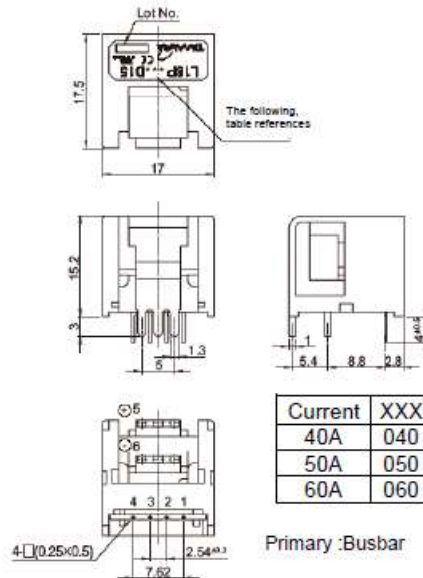
Mechanical dimensions



- Terminal Number:
 1: -V_{CC}(-15V)
 2: GND
 3: +V_{CC}(+15V)
 4: V_{OUT}
 5: Primary input current (+)
 6: Primary input current (-)

Current	XXX	φA
3A	003	φ0.6
5A	005	φ0.8
10A	010	φ1.1
15A	015	φ1.4
20A	020	φ1.6
25A	025	φ1.6
30A	030	φ1.6

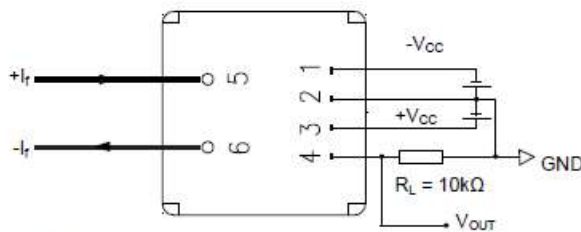
- NOTES
 1. Unit is mm
 2. Tolerance is 0.5mm
 3. Cover is optional parts.



Current	XXX
40A	040
50A	050
60A	060

Primary :Busbar

Electrical connection diagram



UL Standard

UL 508 , CSA C22.2 No.14
 (UL FILE No.E243511)

- For use in Pollution Degree 2 Environment.
- Maximum Surrounding air temperature rating, 80°C.

Package & Weight Information

nominal current	Weight	Pcs/box	Pcs/carton	Pcs/pallet
10A..60A	8g	100	600	12000
3A , 5A	8g	50	1200	28800