

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE LA MIXTECA

División de Estudios de Posgrado

Diseño, implementación y control de un sistema de bombeo de agua vía paneles solares fotovoltaicos

Tesis para obtener el grado de:
**Maestro en Electrónica, Opción: Sistemas Inteligentes
Aplicados**

Presenta:
César Gabriel Pérez Ibarra

Director de Tesis:
Dr. Jesús Linares Flores

Co-Director de Tesis:
Mc. José Antonio Juárez Abad

H. Cd. de Huajuapán de León, Oaxaca. Noviembre 2020

*A mis padres, por su amor, trabajo y sacrificio en todos estos años, gracias a ustedes
e logrado llegar hasta aquí y convertirme en lo que soy.*

Agradecimientos

A mis padres por haberme forjado como la persona que soy en la actualidad; muchos de mis logros se los debo a ustedes entre los que se incluye este. Me formaron con reglas y con algunas libertadas, pero al final de cuentas, me motivaron constantemente para alcanzar mis anhelos.

A mis maestros, por el tiempo y esfuerzo dedicado para aclarar cualquier tipo de duda que me surgiera, agradecerles por la claridad y exactitud con la que enseñan cada clase, discurso y lección, sin su instrucción profesional no habría llegado a este nivel.

Índice general

Agradecimientos	V
Índice general	VII
Lista de figuras	XI
Lista de tablas	XV
Resumen	XVII
1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	3
1.2. Planteamiento del problema	7
1.3. Hipótesis	7
1.4. Objetivos	8
1.4.1. Objetivo general	8
1.4.2. Objetivos específicos	8
1.5. Justificación	8
1.6. Metas	10
1.7. Delimitaciones	11
2. Marco teórico	13
2.1. Convertidor doble elevador de entrada- intercalada salida-flotada	14
2.1.1. Análisis eléctrico del convertidor en modo de conducción continua	14
2.1.2. Modelo del convertidor	17
2.1.3. Modelo del sistema combinado Panel-convertidor doble elevador de entrada-intercalada salida-flotada	18

2.2.	Control por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error exacto	20
2.3.	Inversor multinivel de capacitores flotantes	23
2.3.1.	Modulación por ancho de pulso de portadora desfasada	26
2.4.	Motor de inducción-Bomba centrífuga	27
2.4.1.	Motor de inducción	27
2.4.2.	Bomba centrífuga	28
3.	Diseño del control MPPT basado en pasividad del sistema de bombeo solar	31
3.1.	El sistema combinado panel-IDDB visto como un sistema pasivo	32
3.2.	Diseño del control por retroalimentación de la salida pasiva del error exacto	34
3.3.	Estimación algebraica de parámetros	37
3.3.1.	Estimación del parámetro de impedancia de carga	38
3.3.2.	Estimación del voltaje del panel	39
4.	Equipo de experimentación y resultados experimentales	41
4.1.	Plataforma experimental	41
4.2.	Simulación	45
4.3.	Resultados experimentales	49
4.3.1.	Prueba 1	49
4.3.2.	Prueba 2	53
4.3.3.	Prueba 3	55
4.3.4.	Prueba 4	59
4.4.	Análisis costo-beneficio del sistema de bombeo de agua solar propuesto	64
5.	Conclusiones y trabajo futuro	67
5.1.	Conclusiones	67
5.2.	Trabajo futuro	68
	Bibliografía.	68
A.	Diseño del Inversor multinivel de capacitores flotantes	75
A.1.	Modulación SPWM para inversor trifásico de cinco niveles	76

B. Diseño de convertidor CD/CD tipo IDDB	83
B.1. Implementación del control por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error exacto	85
C. Publicación realizada	91

Índice de figuras

1.1. Sistema bomba centrífuga alimentada vía paneles solares fotovoltaicos.	10
2.1. Sistema de bombeo de agua a través de paneles solares fotovoltaicos.	13
2.2. Circuito eléctrico convertidor doble elevador de entrada-intercalada salida-flotada.	14
2.3. Formas de onda del convertidor IDDB.	15
2.4. Circuito equivalente para el modo de operación 1, S_1 on, S_2 off.	16
2.5. Circuito equivalente para el modo de operación 2, S_1 on, S_2 on.	16
2.6. Circuito equivalente para el modo de operación 3, S_1 off, S_2 on.	17
2.7. Circuito equivalente par el modo de operación 4, S_1 off, S_2 off.	17
2.8. Diagrama eléctrico del sistema Panel-Convertidor CD/CD tipo IDDB.	19
2.9. Inversor trifásico de cinco niveles de capacitores flotantes.	24
2.10. Voltaje generado entre fases de inversor multinivel de cinco niveles.	25
2.11. Modulación PS-PWM para inversor trifásico de cinco niveles.	26
2.12. Esquema de bomba centrífuga.	29
4.1. Diagrama esquemático de la plataforma experimental.	42
4.2. Sistema de bombeo solar instalado en el laboratorio de posgrado de la UTM.	44
4.3. Diagrama eléctrico del circuito empleado en simulación en el software PSIM.	46
4.4. Respuesta de las corrientes de inductores i_1 , i_2 y el valor deseado i_d .	47
4.5. Voltaje de entrada; v_p , V_{mpp} , \hat{v}_{p1} , \hat{v}_{p2} .	47
4.6. Voltaje de salida del convertidor IDDB; v_{c1} , v_{c1d} , v_{c2} , v_{c2d} , v_{out} .	48
4.7. Estimación de resistencia del convertidor IDDB; \hat{R}_1 , \hat{R}_2 .	48

4.8. Respuesta de voltaje y corriente del inversor de cinco niveles de capacitores flotantes.	49
4.9. Prueba 1. Respuesta en el tiempo de las corrientes en los inductores i_1 e i_2	50
4.10. Prueba 1. Respuesta en el tiempo del valor promedio de \hat{v}_p	51
4.11. Prueba 1. Respuesta en el tiempo de las entradas de control u_1 y u_2	51
4.12. Prueba 1. Respuesta en el tiempo de los voltajes v_{c1} , v_{c2} y v_{out}	52
4.13. Prueba 1. Respuesta en el tiempo de la estimación de la impedancia de carga del convertidor \hat{R}	52
4.14. Prueba 2. Respuesta en el tiempo de las corrientes i_1 , i_2 e i_p	53
4.15. Prueba 2. Respuesta en el tiempo del valor promedio de \hat{v}_p	54
4.16. Prueba 2. Respuesta en el tiempo de las entradas de control u_1 y u_2	54
4.17. Prueba 2. Respuesta en el tiempo del voltaje v_{c1} , v_{c2} y v_{out}	55
4.18. Prueba 2. A potencia de panel sin MPPT, B potencia de panel con MPPT.	55
4.19. Prueba 3. Respuesta en el tiempo de las corrientes i_1 e i_2	56
4.20. Prueba 3. Respuesta en el tiempo de la estimación de \hat{v}_{P1} y \hat{v}_{P1}	57
4.21. Prueba 3. Respuesta en el tiempo de la estimación de \hat{R}_1 y \hat{R}_2	57
4.22. Prueba 3. Respuesta en el tiempo del voltaje v_{c1} , v_{c2} y v_{out}	58
4.23. Prueba 3. voltajes y corrientes obtenidos con el medidor HIOKI.	58
4.24. Prueba 3. Medición de THD obtenidos con el medidor HIOKI.	59
4.25. Prueba 4. Respuesta en el tiempo de las corrientes i_1 , i_2 y i_p	60
4.26. Prueba 4. Respuesta en el tiempo de \hat{v}_{p1}	60
4.27. Prueba 4. Respuesta en el tiempo de la entrada de control u_1	61
4.28. Prueba 4. Respuesta en el tiempo del voltaje; v_{c1} , v_{c2} y v_{out}	61
4.29. Prueba 4. Respuesta en el tiempo de la estimación de \hat{R}_1	62
4.30. Prueba 4. A potencia de panel sin MPPT, B potencia de panel con MPPT.	62
4.31. Prueba 4. voltajes y corrientes obtenidos con el medidor HIOKI.	63
4.32. Prueba 4. THD obtenidos con el medidor HIOKI.	64
A.1. Inversor de 5 niveles trifásico de capacitores flotantes.	76
A.2. Diagrama a bloques de la modulación PSPWM desarrollada en ISE XLINX.	77
A.3. Generador de forma de onda triangular y etapa de potencia.	78

A.4. Generador de forma de onda sinusoidal trifásica y diagrama de tiempo.	79
B.1. Convertidor tipo IDDB construido.	86
B.2. Lectura de señales analógicas.	86
B.3. Implementación de estimador algebraico \hat{R}_L en PSIM.	87
B.4. Implementación de estimador algebraico \hat{v}_P en PSIM.	87
B.5. Ley de control u_1 implementada en PSIM.	88
B.6. Ley de control u_2 implementada en PSIM.	88
B.7. Implementación de valores deseados.	89

Índice de tablas

2.1. Estados de conmutación para inversor de cinco niveles	25
4.1. Valores de operación de paneles solares.	42
4.2. Valores nominales de la bomba centrífuga.	43
4.3. Pruebas realizadas.	50
4.4. Inversión total del sistema propuesto.	65
A.1. Componentes empleados para construcción de inversor.	75
A.2. Tabla de verdad para secuencia de tiempos muertos.	80
A.3. Recursos del FPGA en la implementación de la modulación PSPWM. .	81
B.1. Componentes elegidos para el convertidor tipo elevador.	85

Resumen

Este trabajo presenta el sistema de acondicionamiento de potencia para un arreglo de paneles solares fotovoltaicos aislados, utilizado en aplicaciones de bombeo de agua basadas en motores de inducción. El sistema de acondicionamiento de potencia, consta de un convertidor CD/CD doble elevador de entrada-intercalada salida-flotada (IDDBC) alimentado a través de un arreglo de paneles solares fotovoltaicos. El voltaje de salida del convertidor IDDB está conectado a un inversor trifásico de capacitores flotantes de cinco niveles junto con la bomba de agua trifásica. El algoritmo MPPT utilizado en el convertidor IDDB se basa en la técnica de control por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica de error estático exacto para asegurar los valores nominales (Máxima potencia) del conjunto de paneles solares en la entrada del convertidor IDDB. Se calcula el voltaje de alimentación del convertidor IDDB y la impedancia de carga desconocida entre el convertidor IDDB y el inversor multinivel, empleando dos estimadores algebraicos, uno para cada parámetro. Estas estimaciones sirven para establecer los puntos de equilibrio del controlador ESEDPOF para regular el seguimiento del punto de máxima potencia a la entrada del convertidor IDDB. El modulador trifásico PS-PWM para el inversor multinivel está diseñado e implementado en un FPGA Xilinx Spartan-6 XC6SLX16. La configuración experimental y los resultados experimentales están presentes para validar el sistema de bombeo de agua vía paneles solares fotovoltaicos.

Capítulo 1

Introducción

Los avances en la tecnología de fabricación de la celda solar a finales de la década de los 90 del siglo pasado impulsó la integración de sistemas fotovoltaicos en instalaciones comerciales y residenciales [1]. En los últimos años los sistemas solares fotovoltaicos instalados han tenido un mayor crecimiento con respecto a las demás fuentes de energías renovables, debido principalmente a una reducción continua del costo de la electricidad producida por un Panel Solar Fotovoltaico (PSF), además de que se estima que la inversión se puede recuperar durante los primeros dos años de uso. La Agencia Internacional de Energías Renovables (IRENA por sus siglas en inglés International Renewable Energy Agency), reporta que entre 2010 y 2019 el costo de la electricidad producida por sistemas fotovoltaicos ha descendido un 77%, y el total de energía fotovoltaica instalada ha aumentado de 40,277MW a 580,159MW.

La energía solar fotovoltaica posee algunos inconvenientes debido al cambio en las condiciones climáticas. Como consecuencia, la energía fotovoltaica se vuelve intermitente, lo que afecta el rendimiento del sistema. Además, el nivel de voltaje de salida de los paneles solares es relativamente bajo, por lo que es conveniente siempre elevar este nivel. Entre las diversas aplicaciones de los sistemas fotovoltaicos, se encuentran los sistemas de bombeo de agua vía paneles solares fotovoltaicos (bombeo de agua solar), comúnmente utilizados en áreas remotas o aisladas que carecen de energía eléctrica convencional. No obstante, su uso no es exclusivo de estas regiones, su aplicación se extiende a instalaciones domésticas e industriales. Para superar estos inconveniente y mejorar el rendimiento del sistema de bombeo de agua solar, se utilizan convertidores CD/CD del tipo elevador.

El uso de los convertidores CD/CD tipo elevador es muy común en aplicaciones donde se utilizan como interfaz entre el voltaje de salida de un sistema fotovoltaico y un bus de CD para alimentar inversores trifásicos. El controlador del convertidor realiza el seguimiento del punto de máxima potencia y asegura en la entrada del convertidor una cantidad mínima de potencia activa para arrancar la bomba de agua. Este convertidor debe ser eficiente con respecto a la conversión de energía entrada-salida, debe manejar medianas y altas potencias, así como un índice de conversión alto.

Actualmente se utiliza el convertidor doble elevador entrada-intercalada salida-flotada, también llamado Interleaved Double Dual Boost Converter (IDDBC), las principales ventajas de dicho convertidor son una mayor ganancia de voltaje y mayor capacidad de potencia con respecto al convertidor elevador tradicional. Algunas otras ventajas del uso del convertidor IDDB, incluyen: el bajo rizo de corriente que circula por los inductores, así como el rizo de voltaje en el capacitor de salida, se reducen las pérdidas en las etapas de filtrado y las pérdidas por conmutación. Otra propiedad de interés es que los componentes del convertidor se dimensionan a un voltaje más bajo que el voltaje de salida, y la corriente de entrada del convertidor se comparte entre las fases, lo cual es deseable para la disipación de calor [2].

En un sistema de bombeo de agua alimentado por paneles solares fotovoltaicos en el que se emplea un convertidor del tipo CD/CD para la regulación del Máximo Punto de Potencia (MPP), se requiere de un inversor para el accionamiento del motor de inducción. El motor de inducción, es un motor eléctrico de corriente alterna. Este tipo de motor es el más común en aplicaciones de bombeo de agua gracias a que es confiable, robusto y de fácil mantenimiento. El rendimiento del motor de inducción disminuye por el contenido armónico de la red de alimentación y variaciones en la fuente de potencia, afectando su funcionamiento y características de operación.

Con el objetivo de obtener una forma de onda de voltaje y corriente con alta calidad, con un contenido mínimo de armónicos y disminuir las pérdidas por conmutación, surgen los llamados inversores multinivel. La función de un inversor multinivel es sintetizar varios niveles de voltaje de CD en una sola señal, con lo que se presenta gran parecido a una señal sinusoidal conforme el número de niveles aumenta. Algunas ventajas del uso de inversores multinivel en comparación con los inversores tradicionales, incluyen:

menor contenido armónico tanto en voltaje como en corriente, la respuesta dinámica del convertidor es más rápida por tener más niveles de voltaje de salida y requiere un filtro de salida de menor tamaño [3].

No obstante, los inversores multinivel presentan algunos inconvenientes como la complejidad del control que se incrementa con el número niveles que se desee tenga el inversor, pues es necesario tener diferentes fuentes de voltaje de entrada, los cuales se pueden obtener mediante capacitores o varias fuentes de CD. Cuando se emplean capacitores, los voltajes de estos deben permanecer constantes ante cualquier condición de trabajo, pues el objetivo es que cada capacitor actúe como una fuente de CD. A ésta topología se le conoce como inversor multinivel de capacitores flotantes [4].

En este trabajo se presenta el diseño, implementación y control de un sistema de bombeo de agua vía paneles solares fotovoltaicos. Se presenta un esquema de control de tipo adaptable de fácil diseño e implementación, con la finalidad de asegurar el seguimiento del punto de máxima potencia del arreglo fotovoltaico. El esquema de control se aplica a un convertidor doble elevador entrada-intercalada salida-flotada, con la finalidad de transferir la potencia de los paneles solares a un inversor multinivel trifásico para el accionamiento del motor de inducción de la bomba centrífuga.

Dicho esquema de control se basa en la técnica de control por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error estático exacto (ESEDPOFC: por sus siglas en inglés *Exact Static Error Dynamics Passive Output Feedback Control*). Este controlador utiliza estimadores algebraicos en línea para compensar variaciones en el nivel de voltaje de salida de los paneles solares fotovoltaicos, además de cambios de carga en la salida del convertidor elevador.

1.1. Antecedentes

En un generador fotovoltaico la corriente generada es proporcional a la irradiancia solar que incide sobre él de una forma prácticamente lineal, pues al disminuir la irradiancia, la corriente de corto circuito disminuye de manera proporcional, quedando el voltaje casi constante. La temperatura del panel tiene un efecto de ganancia sobre la corriente y una baja significativa sobre el voltaje conforme la temperatura aumenta.

Bajo condiciones de irradiancia constante, el Panel Solar Fotovoltaico (PSF) exhibe una curva característica corriente-voltaje con un punto de operación único, llamado Máximo Punto de Potencia (MPP), donde el panel produce la mayor potencia de salida.

En [5] se hace el análisis de como afectan las condiciones ambientales a lo largo del año en el bombeo solar. Se demostró que sin el uso de un Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPPT por sus siglas en ingles Maximum Power Point Tracker) del panel hay una pérdida de más del 25 % entre el invierno y el verano.

Se han desarrollado distintas técnicas de control para extraer la máxima potencia del panel solar fotovoltaico bajo distintas condiciones de temperatura e irradiancia, como son: Perturbar y Observar (PyO), conductancia incremental, lógica difusa y redes neuronales [6], [7], [8], [9].

Una novedosa técnica de seguimiento del punto de máxima potencia basada en el modelo promedio del sistema Panel-Convertidor elevador es presentada en [10]. El esquema de control ESEDPOFC demuestra ser efectivo para el MPPT, adaptando en línea el valor de resistencia de salida del convertidor a las referencia deseadas del controlador. Además, el convertidor CD/CD alimenta un inversor trifásico para el accionamiento de un motor de inducción y se aplica un controlador de seguimiento de velocidad angular que cumple con ser robusto ante cambios repentinos de par de carga.

El nivel de voltaje de salida del panel solar fotovoltaico generalmente varía de 12V a 50V, en consecuencia, el voltaje es relativamente bajo para el accionamiento de motores de corriente alterna. Para lograr el suministro adecuado, la salida del convertidor CD/CD debe tener una alta ganancia de voltaje además de garantizar un voltaje de salida estable, aún cuando existan cambios en el voltaje de salida del panel solar fotovoltaico y cambios repentinos en la carga de salida del convertidor [11].

Muchas topologías no aisladas han sido investigadas para lograr una tasa alta de conversión y evitar operar a un ciclo de trabajo extremadamente alto. Un claro ejemplo es el Convertidor Elevador del tipo Intercalado (CEI), esto por su enorme potencial para mejorar el rendimiento del convertidor tipo elevador en términos de eficiencia, tamaño, emisión electromagnética y respuesta transitoria [12].

Un tipo de CEI consiste en la conexión de n líneas de entrada del convertidor, donde la corriente de entrada se reparte entre el número de inductores n , manteniendo la potencia para el sistema completo [13], [14]. Las señales de conmutación en el CEI se desfasan en función del número de líneas de entrada del convertidor. Si se tienen n líneas de entrada en el convertidor, el desfase de cada señal es de $\frac{2\pi}{n}$ [14]. Este desfase en las señales de conmutación reduce el rizo de corriente en el inductor y el rizo de voltaje en el capacitor de salida, con respecto a un convertidor tipo elevador convencional. Esto también reduce las pérdidas en las etapas de filtrado, así como las pérdidas por conmutación [12], [15]. A pesar de las ventajas ya mencionadas sobre el CEI, éste tiene la misma ganancia de voltaje que el convertidor elevador tradicional [16].

Una topología con mayor ganancia de voltaje en comparación con el convertidor elevador tradicional, es el convertidor doble elevador entrada-intercalada salida-flotada, también conocido como Interleaved Double Dual Boost (IDDB). Esta topología además de tener una alta ganancia de voltaje a la salida, adquiere las ventajas de un convertidor intercalado, lo que hace posible su uso en aplicaciones de mayor potencia [17], [18].

El análisis, diseño y resultados experimentales del convertidor IDDB se presentan en [19]. El autor analiza los modos de operación para ciclos de trabajo $D < 0.5$ y $D > 0.5$, además, muestra las principales formas de onda de voltaje y corriente del convertidor en todos sus modos de operación. Los resultados experimentales del convertidor diseñado con capacidad de $1kW$, con un voltaje de entrada $v_{in} = 35V$, y un voltaje de salida $v_o = 200V$, hacen notar las ventajas del convertidor propuesto en comparación al convertidor elevador tradicional.

Con la intención de aumentar los límites de potencia del convertidor IDDB, se han desarrollado topologías híbridas de este convertidor, explotando las propiedades de los convertidores intercalados [20], [21] y otras más con inductores acoplados [2], [18]. En [17], se describe el modelo de un convertidor de n fases y se muestran los resultados experimentales de un convertidor IDDB de seis fases con una aplicación en celdas de combustible. El convertidor propuesto tiene una potencia nominal de $2200W$, un voltaje de entrada de $60V$ y $360V$ de salida, la eficiencia de este convertidor tiene un valor nominal de 92.8% . Este convertidor muestra ser eficiente y muestra una excelente alternativa para usarse como interfaz entre un sistema fotovoltaico y un inversor para

el accionamiento de motores.

Para lograr que los convertidores electrónicos de potencia tengan un mejor desempeño, se han desarrollado investigaciones sobre nuevas topologías de convertidores [22], [3]. Una de las topologías emergentes es la del inversor multinivel. En [23], comparan el THD producido por un inversor trifásico de tres niveles con la técnica S-PWM y el inversor multinivel de capacitores flotantes de cinco niveles. Sus resultados muestran que el inversor de tres niveles presenta un mayor contenido armónico que el inversor de cinco niveles. En [24], comparan el rendimiento del motor de inducción trifásico accionado por el inversor multinivel, y el rendimiento del motor de inducción trifásico accionado por un inversor PWM.

Referente a la viabilidad de un sistema de bombeo de agua solar, en [25] y [26] hacen notar que la viabilidad de un sistema de bombeo de agua solar es de suma importancia para instalarlo y obtener el resultado deseado de la manera más económica. Algunos trabajos en relación a esto como en [27], realizan un estudio económico entre un sistema de bombeo de agua solar y bombeo a través de combustible diésel. Este estudio se llevó a cabo en la aldea Pilpanda Kalan, localizada en Pilpanda Tehsil del distrito de Kota en Rasthan, India. Se utilizó una bomba sumergible de la misma capacidad de bombeo que una bomba diésel de 5 hp. Para el estudio económico se consideró: el tiempo de vida de los equipos, el costo de mantenimiento, los días de sol hábiles a lo largo del año y las horas de operación al día. El estudio comparativo demostró que el sistema de bombeo de agua solar es bastante más factible que el bombeo a través de combustible diésel donde el tiempo de recuperación de la inversión es de aproximadamente 4.62 años.

En [28], se presenta el diseño, análisis y la implementación de un sistema de bombeo solar que suplirá la bomba diésel para el bombeo en la agricultura. Este sistema fue instalado y probado en la provincia Nakhon Ratchasima, Tailandia. En efecto, los resultados del análisis mostraron la efectividad del sistema de bombeo solar en comparación con la bomba diésel que normalmente se utiliza. Es decir, desde un punto de vista económico el sistema propuesto supera a el sistema convencional, con un tiempo de recuperación de 5 años. Otra comparación similar pero con una aplicación industrial se consulta en [29].

1.2. Planteamiento del problema

El principal desafío en los sistemas de bombeo de agua solar, es la cantidad de energía extraída del panel solar, pues está comprobado que sin el uso de un convertidor electrónico de potencia que controle el voltaje y corriente del panel solar, sólo se obtiene al rededor del 15% de la potencia nominal del sistema. Además, la potencia varía dependiendo de las condiciones de irradiancia y temperatura que se tengan a lo largo del día. Por ello la importancia de operar en el punto de máxima potencia del arreglo solar fotovoltaico.

Cuando se emplea un convertidor CD/CD acoplado a un inversor, se tienen pérdidas en la resistencia de carga del convertidor. Al prescindir de ésta y acoplar la salida del convertidor directamente al inversor que acciona al motor de inducción, es necesaria la estimación algebraica en línea de la impedancia entre ambos convertidores. Por lo tanto, un control MPPT basado en el modelo combinado del panel y el convertidor IDDB, que además utiliza estimadores algebraicos en línea del parámetro de carga del convertidor, aumenta significativamente el costo computacional y la complejidad del control.

Los sistemas convencionales de bombeo solar, utilizan un motor de CD o CA, en áreas remotas los motores de CD no son adecuados, debido a la limitada disponibilidad en los mercados locales, además, requieren mayor mantenimiento, lo que disminuye la viabilidad del sistema. Al emplear un motor de CA es necesario el uso de un inversor, éste debe garantizar a su salida una señal sinusoidal con bajo contenido armónico tanto en corriente como en voltaje. Para accionar un motor de inducción trifásico a 220V mediante un inversor se requiere de un bus en CD de 330V.

El inversores trifásicos de cinco niveles de capacitores flotantes, añade complejidad al hardware y al software del sistema. Es necesaria la precarga y balanceo de los capacitores flotantes y un total de 24 señales PWM.

1.3. Hipótesis

- Es posible la regulación de corriente y voltaje del arreglo fotovoltaico, siguiendo el punto de máxima potencia por medio del control basado en pasividad y un

estimador algebraico en línea de la impedancia de carga del convertidor elevador.

- Se puede prescindir de la resistencia de carga del convertidor elevador del tipo IDDB, cuando éste se acopla al inversor que acciona al motor de inducción (bomba centrífuga trifásica), siempre que se realice la estimación algebraica en línea para la impedancia entre ambos convertidores.

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivo general

Diseñar e implementar un sistema de bombeo de agua solar, a través de una bomba centrífuga trifásica de 1 HP, accionada por un inversor de cinco niveles de capacitores flotantes, acoplado a un convertidor CD/CD elevador del tipo IDDB, el sistema de alimentación principal usa un arreglo de Paneles Solares Fotovoltaicos (PSF's).

1.4.2. Objetivos específicos

- Diseñar y construir el convertidor CD/CD elevador del tipo IDDB y un inversor trifásico de cinco niveles.
- Diseñar e instalar el sistema hidráulico de la bomba centrífuga.
- Implementar en un FPGA Xilinx Spartan-6 XC6SLX16 la técnica de modulación PS-PWM para el inversor multinivel trifásico de cinco niveles.
- Diseñar una ley de control aplicada al convertidor elevador CD/CD del tipo IDDB que obtenga la máxima potencia del arreglo de PSF.
- Implementar el control MPPT y los estimadores algebraicos en línea, en un procesador digital de señales (DSP) *C2000Delfino™ TMS320F28335*.

1.5. Justificación

Una manera de disminuir la contaminación y combatir el cambio climático es el uso de fuentes de energías renovables (energías limpias), no contaminantes, de bajo

impacto ambiental. De entre todos los recursos de energía renovable, la energía solar es la más eficiente y sostenible. Las principales ventajas de la energía solar fotovoltaica son: la intermitencia solar, es una fuente de energía renovable, inagotable, ampliamente disponible y totalmente gratuita.

Los sistemas de bombeo de agua solar demuestran ser económicamente rentables, dado que los costos de inversión inicial son altos, la rentabilidad reside en el mantenimiento mínimo y costos de operación casi nulos. Debido a que la energía que genera el PSF varía por los factores de temperatura e irradiancia solar, es conveniente operar en el punto de máxima potencia, esto se logra implementando un convertidor de potencia controlado para funcionar como MPPT.

La alternativa a los motores de CD en los sistemas convencionales, son los motores de inducción (motor de CA), lograr que éstos operen con una mayor eficiencia tendrá un impacto en la vida útil del motor y en los componentes del sistema.

El uso de un inversor multinivel presenta un contenido armónico menor que el obtenido con un inversor convencional de potencia equivalente, además de reducir la corriente parásita que circula por el motor, alargando su vida útil. La topología de inversor de capacitores flotantes es una opción viable para implementar un inversor multinivel en los sistemas de bombeo de agua solar, ya que sólo requiere de una fuente de CD en su alimentación principal, de esa manera no se incrementa el número de paneles solares requeridos.

Los dispositivos FPGA exceden la potencia de cómputo de los Procesadores Digitales de Señales (DSP) rompiendo el paradigma de ejecución secuencial, logrando más en cada ciclo de reloj gracias a la capacidad de paralelismo, lo que llevó a la ejecución de los controladores en forma casi instantánea. Otra clara ventaja por la que se ha popularizado para el control de inversores multinivel, es el número considerable de entradas y salidas digitales que posee, por otro lado, el diseño e implementación se realiza de una manera personalizada, por lo que se tiene un control directo de los tiempos de ejecución.

La Figura 1.1 describe el sistema de bombeo solar propuesto; el convertidor CD/CD del tipo IDDB tiene la tarea de regular la corriente y voltaje del arreglo de los paneles

solares al MPP, al mismo tiempo, transferir la potencia al bus de CD que alimenta al inversor trifásico multinivel de capacitores flotantes. Con el propósito de aumentar la eficiencia del sistema, se prescinde de la resistencia de carga a la salida del convertidor CD/CD de manera que el motor de inducción sea el único consumidor de la energía extraída del arreglo fotovoltaico.

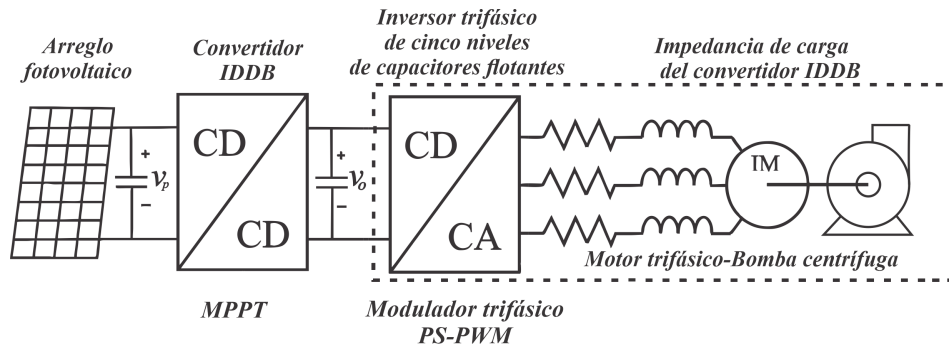


Figura 1.1: Sistema bomba centrífuga alimentada vía paneles solares fotovoltaicos.

El seguimiento del punto de máxima potencia se basa en la técnica de retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error estático exacto. Dado que los valores de referencia del controlador dependen del valor de resistencia del convertidor y éste se considera como desconocido, además, tiene variaciones en su valor nominal, ya sea por efecto de la temperatura o simplemente por el acoplamiento a la carga dinámica (inversor-motor de inducción) se emplea un estimador algebraico en línea para la impedancia entre ambos convertidores y el motor de la bomba. Adicionalmente, se estima el voltaje de salida del arreglo de paneles solares fotovoltaicos.

1.6. Metas

- Diseñar y construir un sistema de bombeo de agua solar, el cual deberá contar con una bomba centrífuga trifásica de 1 HP, la cual será accionada mediante un inversor trifásico de cinco niveles alimentado por un convertidor elevador CD/CD del tipo IDDB, teniendo en la entrada de potencia un arreglo de PSF's.
- Realizar simulaciones del sistema panel-convertidor CD/CD del tipo IDDB aplicando la ley de control propuesta para el MPPT.
- Realizar simulaciones del inversor trifásico multinivel de capacitores flotantes con

la técnica de modulación PS-PWM .

- Desarrollar el algoritmo de modulación PS-PWM para el control del inversor multinivel de cinco niveles en una tarjeta FPGA.
- Desarrollar el algoritmo con la ley de control propuesta para el MPPT y los estimadores algebraicos en línea en un dispositivo DSP.
- Redactar un artículo referente al sistema propuesto.

1.7. Delimitaciones

- La bomba centrífuga trifásica será de 220 V / 745 W / 60 Hz con velocidad máxima de 3450 rpm, con la capacidad de bombeo máxima de 500 l/min y una altura manométrica máxima de 13.2 mts.
- Se empleará el control basado en la retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error estático exacto, con estimadores algebraicos en línea del parámetro de carga del convertidor elevador y el voltaje de salida del arreglo solar fotovoltaico, la tarea del control es el seguimiento del punto de máxima potencia del arreglo de PSF's.

Capítulo 2

Marco teórico

La demanda de sistemas de bombeo de agua solar está siendo favorecida por el aumento en la calidad y eficiencia de las instalaciones, así como por la amortización del sistema a corto plazo [30]. La solución mas eficiente y económica para bombear un determinado volumen de agua a una determinada altura, es un sistema de bombeo en el que se conecta un generador fotovoltaico a un sistema motor-bomba mediante un dispositivo de acondicionamiento de potencia entre ambos (ver Figura 2.1) [31].

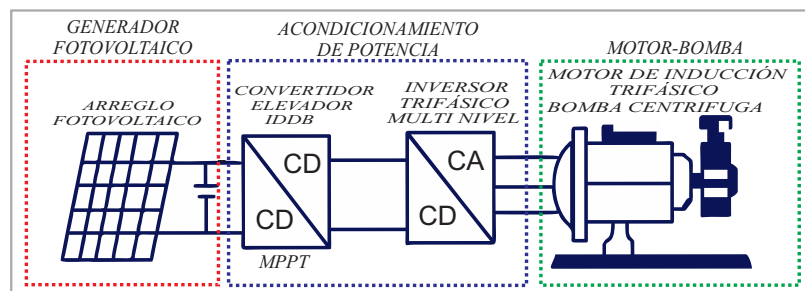


Figura 2.1: Sistema de bombeo de agua a través de paneles solares fotovoltaicos.

Este capítulo está dedicado a aquellos conceptos relacionados con el desarrollo del trabajo de tesis. En aras de un mejor entendimiento, sólo se exponen las ideas principales omitiendo detalles. En primer lugar, se presenta la teoría del convertidor doble elevador de entrada-intercalada salida-flotada, además del modelo promedio del convertidor IDDB y el sistema combinado Panel-IDDB. En segundo lugar, se detalla la técnica de control empleada en este trabajo para el seguimiento del máximo punto de potencia, dicho esquema de control se basa en la técnica de control por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error estático exacto. Por ultimo, se presentan los conceptos que se consideran relevantes sobre el inversor trifásico de cinco niveles de capacitores flotantes y el sistema motor de inducción-bomba centrífuga.

2.1. Convertidor doble elevador de entrada- intercalada salida-flotada

El nivel de voltaje de salida de la mayoría de las fuentes de energía eléctrica renovables es relativamente bajo, por lo que es conveniente siempre elevar este nivel, para ello se utilizan convertidores CD/CD tipo elevador [32]. Este convertidor debe ser eficiente con respecto a la conversión de energía entrada-salida, debe manejar medianas y altas potencias, así como un índice de conversión alto [33].

El convertidor doble elevador de entrada-intercalada salida-flotada, se basa en la conexión de dos convertidores elevadores, un convertidor elevador no flotado (Módulo 1) y un convertidor elevador flotado (Módulo 2) [34]. Este convertidor ofrece una ganancia de voltaje mayor a la de un convertidor elevador clásico, a causa de la conexión en serie de ambos módulos en la salida. Además, se asegura la conexión en paralelo de la entrada de ambos convertidores y el desfase entre sus señales de control. El circuito eléctrico del convertidor se muestra en la Figura 2.2.

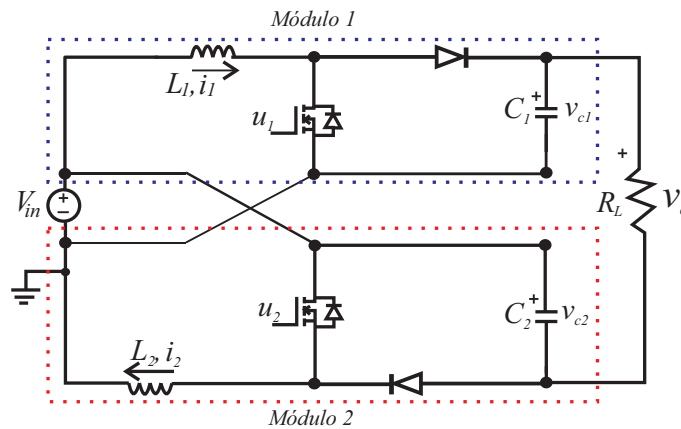


Figura 2.2: Circuito eléctrico convertidor doble elevador de entrada-intercalada salida-flotada.

2.1.1. Análisis eléctrico del convertidor en modo de conducción continua

Para el análisis del convertidor no se contemplan las pérdidas de energía y como ambos convertidores son del tipo elevador se asume que el voltaje en ambos capacitores

siempre será mayor al de la fuente de alimentación. El convertidor se analiza en modo de conducción continuo, además, se asume que la corriente en la carga esta libre de rizo. También se considera que ambos convertidores tienen un ciclo de trabajo idéntico, es decir $D_1 = D_2 = D$ teniendo un desfase entre los mismos de 180° . Las formas de onda para un ciclo de trabajo $D < 0.5$ se muestran en la Figura 2.3, de donde se aprecian los valores variantes en el tiempo de cada una de las variables del convertidor, así como también se muestra su valor promedio.

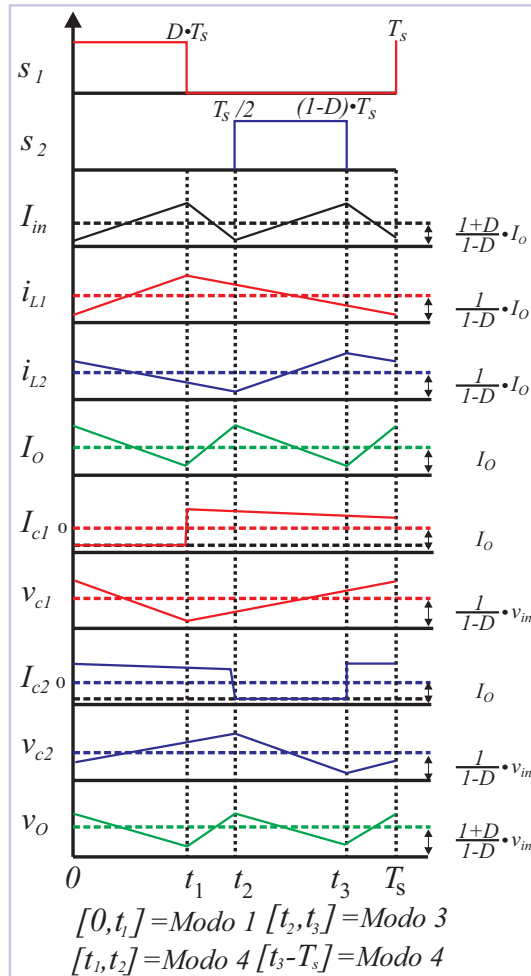


Figura 2.3: Formas de onda del convertidor IDDB.

Circuito equivalente para el modo de operación 1: S_1 on, S_2 off

En la Figura 2.4 se observa el circuito equivalente cuando S_1 se encuentra encendido y S_2 se encuentra apagado. El diodo D_1 se encuentra polarizado inversamente, el inductor L_1 está siendo cargado por la fuente de alimentación V_{in} mientras que el inductor L_2 se descarga. El voltaje en el inductor L_2 es $(-v_{c2} + V_{in})$ estando el diodo

D_2 en polarización directa cerrando el circuito. El capacitor C_1 se está descargando y la fuente de alimentación está en serie en ambas salidas de los capacitores, durante todo el tiempo el voltaje en la carga de salida es $(v_{c1} + v_{c2} - V_{in})$.

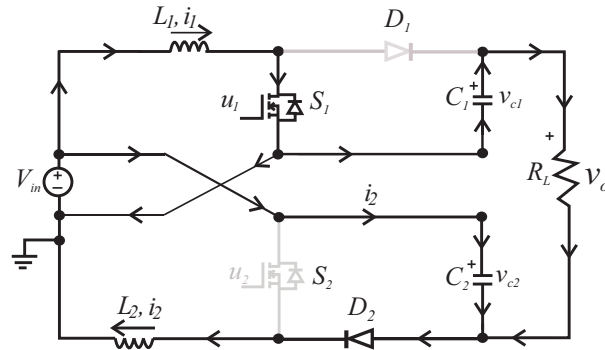


Figura 2.4: Circuito equivalente para el modo de operación 1, S_1 on, S_2 off.

Circuito equivalente para el modo de operación 2: S_1 on, S_2 on

En la Figura 2.5 se observa el circuito equivalente cuando ambos interruptores se encuentran encendidos. La corriente a través de los inductores se incrementa y el voltaje en L_1 y L_2 es V_{in} , ambos diodos se encuentran en polarización inversa. La fuente de alimentación está en serie con ambas salidas de los capacitores, en tanto que el voltaje en la carga de salida es $(v_{c1} + v_{c2} - V_{in})$.

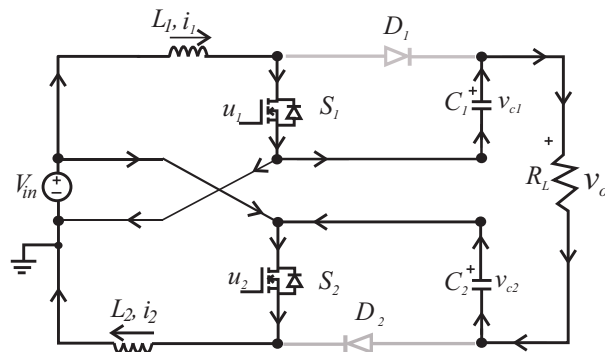


Figura 2.5: Circuito equivalente para el modo de operación 2, S_1 on, S_2 on.

Circuito equivalente para el modo de operación 3 S_1 off, S_2 on

La Figura 2.6 representa el circuito equivalente cuando S_1 se encuentra apagado y S_2 se encuentra encendido. El diodo D_2 se encuentra polarizado inversamente, el inductor L_2 está siendo cargado por la fuente de alimentación V_{in} mientras el inductor

L_1 se descarga. El voltaje en el inductor L_1 es $(-v_{c1} + V_{in})$. El capacitor C_1 se carga y la fuente de alimentación está en serie con ambas salidas de los capacitores, en ese tiempo el voltaje en la carga de salida es $(v_{c1} + v_{c2} - V_{in})$.

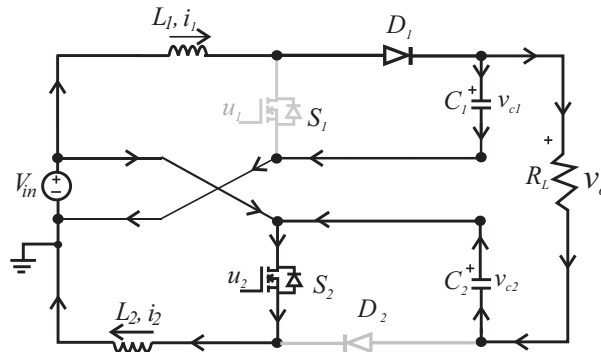


Figura 2.6: Circuito equivalente para el modo de operación 3, S_1 off, S_2 on.

Circuito equivalente para el modo de operación 4: S_1 off, S_2 off

En la Figura 2.7 se observa el circuito equivalente cuando ambos interruptores se encuentra apagados. La corriente en los inductores L_1 y L_2 se decrementa. El voltaje en el inductor L_1 es $(-v_{c1} + V_{in})$ mientras que el voltaje en el inductor L_2 es $(-v_{c2} + V_{in})$. Al mismo tiempo que el voltaje en los capacitores se incrementa y la fuente de alimentación está en serie con ambas salidas v_{c1} y v_{c2} . Mientras que el voltaje en la carga de salida siempre es $(v_{c1} + v_{c2} - V_{in})$.

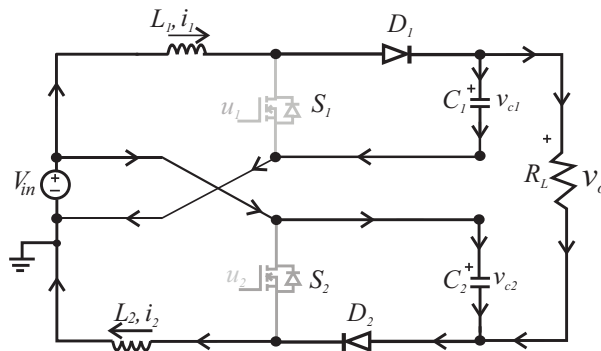


Figura 2.7: Circuito equivalente par el modo de operación 4, S_1 off, S_2 off.

2.1.2. Modelo del convertidor

Cada módulo del convertidor opera en el modo de conducción continua y los voltajes en los capacitores de salida están dados por:

$$v_{c1} = v_{c2} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (2.1)$$

como se ve en la descripción de cada modo de operación, ambos capacitores están en serie con la fuente de voltaje V_{in} , por lo tanto el voltaje en la carga R_L esta dado por:

$$v_o = v_{c1} + v_{c2} - V_{in} \quad (2.2)$$

Basados en el análisis anterior y a través de las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff, se obtiene el modelo promedio para el convertidor doble elevador entrada-intercalada salida-flotada.

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = -(1-u_1)v_{c1} + V_{in} \quad (2.3)$$

$$C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = (1-u_1)i_1 - \frac{v_{c1}}{R_L} - \frac{v_{c2}}{R_L} + \frac{V_{in}}{R_L} \quad (2.4)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = -(1-u_2)v_{c2} + V_{in} \quad (2.5)$$

$$C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = (1-u_2)i_2 - \frac{v_{c1}}{R_L} - \frac{v_{c2}}{R_L} + \frac{V_{in}}{R_L} \quad (2.6)$$

Las ecuaciones 2.3 y 2.4 corresponden al módulo 1 del convertidor, así como las ecuaciones 2.5 y 2.6 corresponden al módulo 2. De las ecuaciones anteriores, i_1 y i_2 representan las corrientes que circulan por los inductores L_1 y L_2 respectivamente, los voltajes en los capacitores C_1 y C_2 son representados por v_{c1} y v_{c2} , mientras que u_1 y u_2 representan las entradas de control acotadas en el intervalo cerrado $[0, 1]$, la fuente de alimentación principal V_{in} y la resistencia de carga R_L es la misma en ambos módulos.

2.1.3. Modelo del sistema combinado Panel-convertidor doble elevador de entrada-intercalada salida-flotada

Considerando una combinación en cascada de un conjunto de paneles solares fotovoltaicos y un convertidor doble elevador de entrada-intercalada salida-flotada, la descripción del modelo dinámico del IDDB analizada por [34]. Como el motor de inducción es una carga variable conectada al voltaje de salida del convertidor IDDB, por lo tanto, se tiene el circuito eléctrico del sistema como se muestra en la Figura 2.8. Con base en las consideraciones anteriores, el circuito eléctrico mostrado en la Figura 2.8 y aplicando las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff se obtiene el modelo promedio del sistema combinado Panel-IDDBC como sigue.

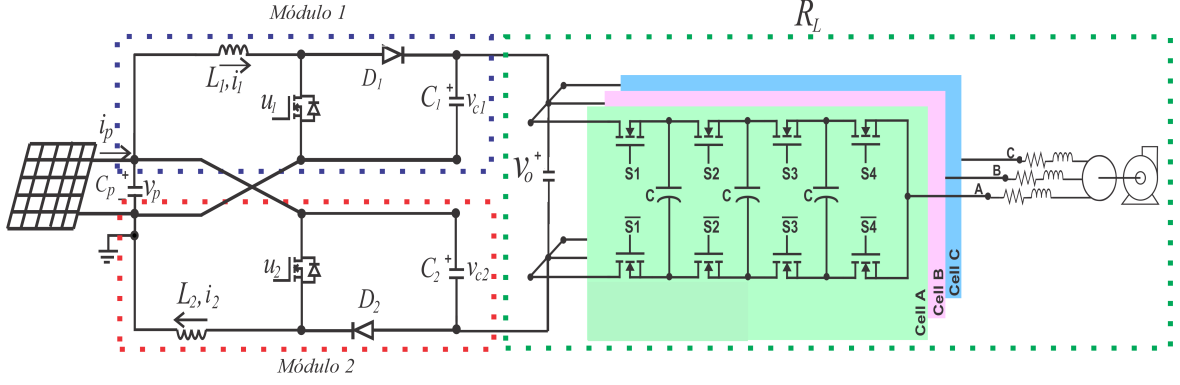


Figura 2.8: Diagrama eléctrico del sistema Panel-Convertidor CD/CD tipo IDDB.

$$C_p \frac{dv_p}{dt} = i_p - i_1 - i_2 \quad (2.7)$$

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = -(1 - u_1)v_{c1} + v_p \quad (2.8)$$

$$C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = (1 - u_1)i_1 - \frac{v_{c1}}{R_L} - \frac{v_{c2}}{R_L} + \frac{v_p}{R_L} \quad (2.9)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = -(1 - u_2)v_{c2} + v_p \quad (2.10)$$

$$C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = (1 - u_2)i_2 - \frac{v_{c1}}{R_L} - \frac{v_{c2}}{R_L} + \frac{v_p}{R_L} \quad (2.11)$$

Las ecuaciones (2.7)-(2.11) representan el modelo promedio del circuito mostrado en la Figura 2.8, i_1 e i_2 son las corrientes de entrada de los inductores L_1 y L_2 , respectivamente. v_p representa la variable de voltaje e i_p la variable de corriente del conjunto de paneles solares fotovoltaicos. C_p es la capacitancia que garantiza la funcionalidad del conjunto de paneles solares fotovoltaicos como fuente de voltaje en CD. v_{c1} y v_{c2} son las variables de voltaje de salida de los condensadores C_1 y C_2 , respectivamente. Las entradas de control promedio u_1 y u_2 acotadas en el intervalo cerrado $[0, 1]$, mientras, R_L es la impedancia de carga de salida y V_o es el voltaje de la carga de salida.

En la siguiente sección se describe el diseño del control por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error exacto para convertidores electrónicos de potencia en forma general. Se elige este esquema de control por su simplicidad en el diseño e implementación.

2.2. Control por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error exacto

La pasividad proporciona una generalización natural del hecho de que la estabilidad de un sistema de retroalimentación depende de la cantidad de ganancia y el cambio de fase inyectado en el lazo [35].

Explotando la estructura del manejo de la energía de la dinámica del error, que se puede colocar en la forma Hamiltoniana generalizada, e identificando la salida pasiva asociada con la dinámica del error de estabilización, se puede obtener un controlador de retroalimentación lineal, invariante en el tiempo, que genera el punto de equilibrio deseado semi-globalmente asintóticamente estable para el circuito en lazo cerrado, siempre que se satisface la condición de disipación [36].

Considerando el modelo general de un convertidor CD/CD normalizado en la forma canónica General Hamiltoniana (ver [37]):

$$\dot{x} = \mathcal{J}(u_{av}) \frac{\partial H}{\partial x} - \mathcal{R} \frac{\partial H}{\partial x} + bu_{av} + \varepsilon \quad (2.12)$$

donde $H(x)$ es la energía total almacenada dada por la forma cuadrática $H(x) = \frac{1}{2}x^T x$, el termino $\partial H/\partial x = x$. La matriz $\mathcal{J}(u_{av})$ es antisimétrica, la matriz \mathcal{R} es simétrica y positiva semi-definida, b es un vector constante y ε es un vector constante que contiene a la fuente de alimentación principal del convertidor. Algunas propiedades fundamentales del modelo común en todos los convertidores no-lineales:

- La matriz $\mathcal{J}(u_{av})$, cumple con ser antisimétrica dependiente de las entradas de control promedio u_{av} . Entonces $\mathcal{J}(u_{av})$ satisface para cualquier \bar{u} la siguiente aproximación lineal exacta:

$$\mathcal{J}(u_{av}) = \mathcal{J}(\bar{u}) + \left. \frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}} \right|_{u_{av}=\bar{u}} (u_{av} - \bar{u}) \quad (2.13)$$

debido a que la matriz $\mathcal{J}(u_{av})$ depende de u_{av} entonces la matriz $\partial \mathcal{J}(u_{av})/\partial u_{av}$ es una matriz antisimétrica constante.

- Bajo las condiciones de equilibrio, el sistema de ecuaciones se expresa de la forma:

$$0 = \mathcal{J}(\bar{u}) \left. \frac{\partial H}{\partial x} \right|_{x=\bar{x}} - \mathcal{R} \left. \frac{\partial H}{\partial x} \right|_{x=\bar{x}} + b\bar{u} + \varepsilon \quad (2.14)$$

$$0 = \mathcal{J}(\bar{u})\bar{x} - \mathcal{R}\bar{x} + b\bar{u} + \varepsilon$$

donde \bar{x} es un estado de equilibrio promedio constante correspondiente a la entrada de control promedio constante \bar{u} que satisface $\bar{u} \in [0, 1]$.

Definiendo el error de estabilización $e = x - \bar{x}$, $e_u = u_{av} - \bar{u}$. Teniendo en cuenta que:

$$e = x - \bar{x} = \frac{\partial H(x)}{\partial x} - \frac{\partial H(\bar{x})}{\partial \bar{x}} = \frac{\partial H(e)}{\partial e} \quad (2.15)$$

por lo tanto $\dot{e} = \dot{x}$. Se tiene la siguiente proposición:

Proposición 1 *La dinámica de error de estabilización satisface, sin aproximaciones, la siguiente dinámica*

$$\dot{e} = \mathcal{J}(u_{av}) \frac{\partial H(e)}{\partial e} - \mathcal{R} \frac{\partial H(e)}{\partial e} + be_u + \frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial (u_{av})} \left. \frac{\partial H}{\partial x} \right|_{x=\bar{x}} e_u \quad (2.16)$$

simplificando la ecuación (2.16)

$$\dot{e} = \mathcal{J}(u_{av})e - \mathcal{R}e + \left[b + \frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}} \bar{x} \right] e_u \quad (2.17)$$

La prueba se realiza mediante cálculo directo, sumando y restando las cantidades relacionadas con el equilibrio requerido,

$$\dot{e} = \mathcal{J}(u_{av}) \frac{\partial H(e)}{\partial e} - \mathcal{R} \frac{\partial H(e)}{\partial e} + be_u + \varepsilon + \mathcal{J}(u_{av}) \left. \frac{\partial H}{\partial x} \right|_{x=\bar{x}} - \mathcal{R} \left. \frac{\partial H}{\partial x} \right|_{x=\bar{x}} + b\bar{u} \quad (2.18)$$

usando las relaciones de equilibrio dadas en la ecuación (2.14), se tiene que la dinámica del error satisface:

$$\dot{e} = \mathcal{J}(u_{av}) \frac{\partial H(e)}{\partial e} - \mathcal{R} \frac{\partial H(e)}{\partial e} + be_u + [\mathcal{J}(u_{av}) - \mathcal{J}(\bar{u})] \left. \frac{\partial H}{\partial x} \right|_{x=\bar{x}} \quad (2.19)$$

sustituyendo la aproximación lineal obtenida en la ecuación (2.13) en la ecuación 2.19, se obtiene la expresión:

$$\dot{e} = \mathcal{J} \frac{\partial H(e)}{\partial e} - \mathcal{R} \frac{\partial H(e)}{\partial e} + be_u + \frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}} \left. \frac{\partial H}{\partial x} \right|_{x=\bar{x}} e_u \quad (2.20)$$

simplificando la ecuación (2.20),

$$\dot{e} = \mathcal{J}(u_{av})e - \mathcal{R}e + \left[b + \frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}} \bar{x} \right] e_u \quad (2.21)$$

Las observaciones mas importantes que se tienen de la dinámica del error son:

- El término $\mathcal{J}(u_{av})e = \mathcal{J}(u_{av})\frac{\partial H(e)}{\partial e}$ es el único término no-lineal en la dinámica del error. Este termino pasa a ser conservativo, i.e., para toda u_{av}

$$e^T \mathcal{J}(u_{av})e = \frac{\partial H(e)}{\partial e^T} \mathcal{J}(u_{av}) \frac{\partial H(e)}{\partial e} = 0, \quad \forall e \quad (2.22)$$

El término conservativo no contribuye en las propiedades de estabilidad del sistema en lazo cerrado para la entrada incremental $e_u = u - \bar{u}$

- El termino $-\mathcal{R}e + be_u + \frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}} \bar{x}e_u$, representa la dinámica del error restante, la cual coincide con la parte de linealización aproximada de la dinámica que es independiente de la matriz $\mathcal{J}(u_{av})$. En otras palabras, note que la linealización aproximada de la dinámica no-lineal,

$$\dot{x} = \mathcal{J}(u_{av})\frac{\partial H}{\partial x} - \mathcal{R}\frac{\partial H}{\partial x} + bu_{av} + \varepsilon \quad (2.23)$$

alrededor del punto de equilibrio $x = \bar{x}$, $u_{av} = \bar{u}$, esta dada por:

$$\dot{x}_\delta = \mathcal{J}(\bar{u})x_\delta - \mathcal{R}x_\delta + bu_\delta + \frac{\mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}} \bar{x}u_\delta \quad (2.24)$$

La ecuación (2.24) tiene los mismos tres términos en el lado derecho que la ecuación derivada de la dinámica del error exacto. Para esto, la validación de la equivalencia de $x_\delta = x - \bar{x}$ con e y $u_\delta = u_{av}$ con e_u . Se tiene el siguiente teorema.

Teorema 1 *Un controlador de retroalimentación incremental lineal, deducido sobre la base de la estabilización a cero del modelo promedio de linealización tangente del convertidor alrededor de un punto de equilibrio deseado, también estabiliza el sistema no lineal al equilibrio deseado a partir de cualquier condición inicial permisible. En otras palabras, la ley de control de retroalimentación linealizada, obtenida del modelo linealizado tangente, hace que el punto de equilibrio del convertidor no lineal sea semi-globalmente asintóticamente estable [36].*

La prueba, se basa en el desarrollo previo. Se propone la ley de control de realimentación incremental promedio,

$$e_u = u_\delta = -k^T e = -k^T x_\delta \quad (2.25)$$

se estabiliza localmente el sistema no-lineal gracias a la propiedad de ubicación de polos de la linealización aproximada del modelo promedio. Con k^T como un vector fila de

ganancias retroalimentando los errores de estabilización del estado. La dinámica del sistema en lazo cerrado es dada por:

$$\begin{aligned}\dot{e} &= \mathcal{J}(u_{av})e - \mathcal{R}e - \left[b + \frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}} \bar{x} \right] k^T e \\ \dot{e} &= \mathcal{J}(u_{av})e - \left[\mathcal{R} + \left(b + \frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}} \right) k^T \right] e\end{aligned}\tag{2.26}$$

Por simplicidad,

$$\mathcal{M} = \left[\mathcal{R} \left(b + \frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}} \right) k^T \right]\tag{2.27}$$

La matriz \mathcal{M} tiene todos sus valores propios en la parte derecha del plano complejo. Note que \mathcal{M} no es simétrica o antisimétrica, sin embargo, puede ser escrita como:

$$\mathcal{M} = \mathcal{J}_M + \mathcal{R}_M\tag{2.28}$$

De la ecuación (2.28), \mathcal{J}_M es antisimétrica y \mathcal{R}_M es simétrica y definida positiva. El sistema en lazo cerrado es dado de la forma:

$$\dot{e} = [\mathcal{J}(u_{av}) - \mathcal{J}_M] e - [\mathcal{R} + \mathcal{R}_M] e\tag{2.29}$$

Es fácil identificar la estabilidad semi-global del sistema en lazo cerrado por la antisimetría de la matriz $\mathcal{J}(u_{av}) - \mathcal{J}_M$ para toda u_{av} , y la naturaleza positiva definida de la matriz $\mathcal{R} + \mathcal{R}_M$.

A partir de desarrollos lógico-matemáticos se prueba la estabilidad de los convertidores promedio no-lineales utilizando la retroalimentación de la salida incremental pasiva. Esta retroalimentación lineal simple también estabiliza semi-globalmente los modelos promedio de convertidores no-lineales.

En la siguiente sección se presentan los conceptos importantes del inversor multinivel de capacitores flotantes, así como la técnica de modulación que se elige para el control del inversor el lazo abierto.

2.3. Inversor multinivel de capacitores flotantes

Para el accionamiento del motor de inducción a través de paneles solares fotovoltaicos, es necesario el uso de un inversor. Los inversores son circuitos que a partir de un voltaje de entrada en CD se obtiene un voltaje simétrico de salida en CA, con una magnitud y frecuencia deseada. Este inversor debe ser eficiente con respecto a la

conversión de energía entrada-salida, así como generar una señal casi sinusoidal con un bajo contenido armónico tanto en corriente como en voltaje.

La función principal del inversor multinivel es mejorar la forma de onda generada, con el uso de diferentes niveles de voltaje continuo. De manera que, la señal de salida en CA es formada por escalones. Conforme aumente el número de niveles (escalones) se obtiene una sinusoidal con mayor precisión y una menor distorsión armónica.

El inversor multinivel con capacitores flotantes fue presentado por Meynard y Foch en 1992 [38]. Este tipo de inversor emplea una estructura escalonada de capacitores en serie que actúan como fuentes de CD, lo que divide el voltaje común en partes iguales. Esta topología requiere de un gran número de capacitores, de manera que el número de capacitores requeridos por un inversor de m -niveles es dado por $\frac{1}{2}(m-1)(m-2)$, el número de capacitores se reduce en $(m-1)$, sólo si el capacitor soporta el voltaje de la fuente de CD. La Figura 2.9 muestra la configuración típica de un inversor trifásico de 5 niveles de capacitores flotantes.

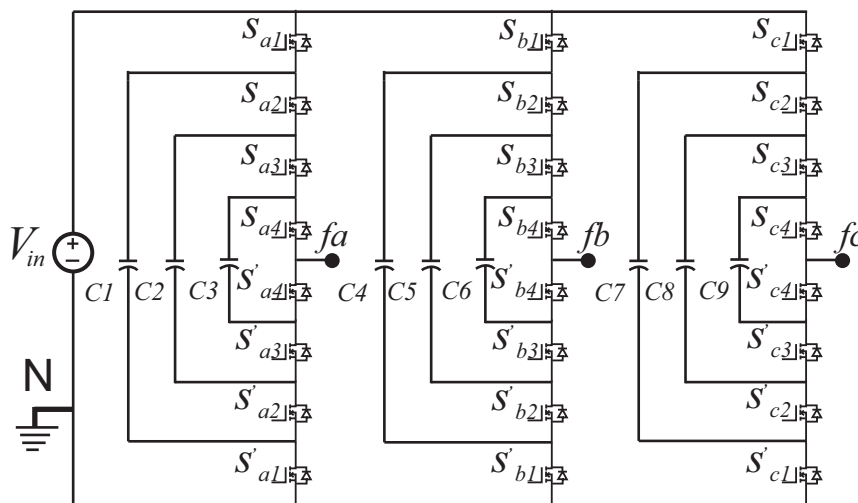


Figura 2.9: Inversor trifásico de cinco niveles de capacitores flotantes.

El inversor multinivel de capacitores flotantes, muestra grandes ventajas en comparación con el inversor tradicional de una misma potencia. Cada rama del inversor funciona a una baja frecuencia de conmutación, esto favorece el uso de dispositivos de baja velocidad, por lo tanto se tienen menos pérdidas por conmutación. Los estados de conmutación para una rama del inversor se muestran en la Tabla 2.3. Es necesario

Tabla 2.1: Estados de conmutación para inversor de cinco niveles

	$\frac{V_{cd}}{2}$	$\frac{V_{cd}}{4}$	$\frac{V_{cd}}{4}$	$\frac{V_{cd}}{4}$	0	0	0	0	0	0	$-\frac{V_{cd}}{4}$	$-\frac{V_{cd}}{4}$	$-\frac{V_{cd}}{4}$	$-\frac{V_{cd}}{2}$
S1	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0
S2	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0
S3	1	1	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0
S4	0	0	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0
S5	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	1
S6	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1
S7	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1
S8	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1

el uso de todos los estados redundantes para mantener el voltaje promedio en cada capacitor, esta condición implica que la sobrecarga o subcarga en un estado se elimina o recupera en el estado redundante [39].

La función principal de los convertidores multinivel es mejorar el voltaje alterno generado con el uso de diferentes niveles de voltaje continuo. De manera que, la señal de salida de CA es formada por escalones, la señal que genera el inversor de cinco niveles se observa en la Figura 2.10. Conforme aumente el número de niveles (escalones) se obtiene un voltaje casi sinusoidal con menor contenido armónico.

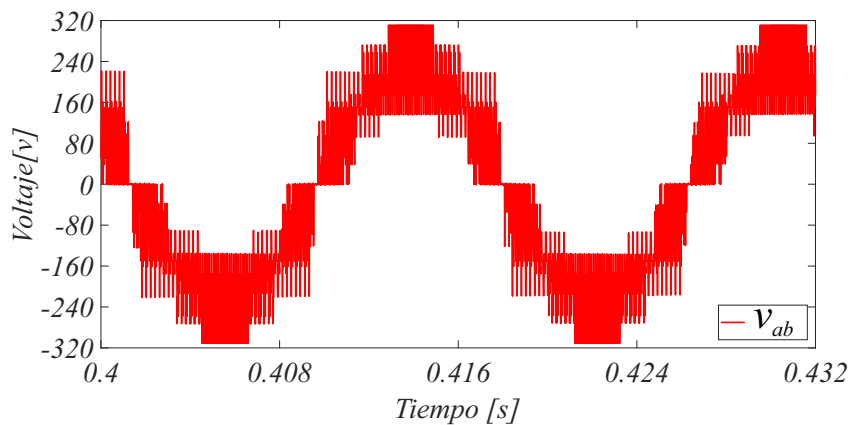


Figura 2.10: Voltaje generado entre fases de inversor multinivel de cinco niveles.

La necesidad de un sistema de control para la precarga de los capacitores, es su principal desventaja. La técnica de modulación por ancho de pulso de portadora desfasada

(PSPWM: por sus siglas en inglés Phase-Shifted Pulse-Width Modulation) proporciona naturalmente el balance de carga y voltaje de los capacitores flotados, sin la necesidad de controles adicionales.

2.3.1. Modulación por ancho de pulso de portadora desfasada

La modulación se basa en el uso de señales triangulares llamadas portadoras, con una frecuencia F_t mucho mayor que la señal moduladora. El número de portadoras a emplear esta dado por $(m - 1)$, y el desfase entre ellas esta dada por $(2\pi/m - 1)$, en ambos casos m es el número de niveles del inversor. La señal de modulación es sinusoidal con una frecuencia y amplitud deseada, esta es comparada con cada una de las señales portadoras resultando en los estados de conmutación del inversor. La activación del interruptor se logra cuando la señal de modulación es mayor a la señal portadora, estas son comparadas en cada instante. La Figura 2.11 muestra las señales portadoras y moduladoras para un inversor trifásico de cinco niveles.

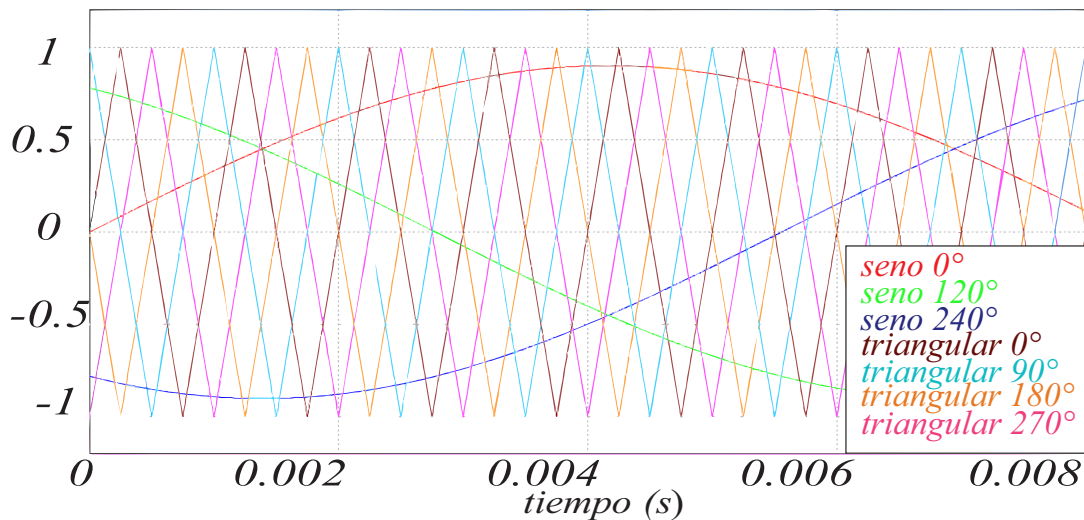


Figura 2.11: Modulación PS-PWM para inversor trifásico de cinco niveles.

Los dispositivos de conmutación operan a una frecuencia F_t , mientras que el voltaje generado del inversor conmuta a una frecuencia de $(m - 1)F_t$. En consecuencia, el espectro de los armónicos se desplaza a una frecuencia más alta, simplificando el diseño del filtro, además, se tienen menos pérdidas por conmutación en los interruptores y la eficiencia del inversor aumenta por lo que se tiene un mayor aprovechamiento de la energía.

En la siguiente sección se presentan los conceptos básicos acerca del sistema motor de inducción-bomba centrífuga. Así como, una descripción del funcionamiento de estos equipos.

2.4. Motor de inducción-Bomba centrífuga

Los motores de corriente alterna son, en general, más eficientes y relativamente más baratos en comparación a un motor de CD de la misma potencia. Los motores de inducción poseen pares de arranque bajos, siendo adecuados para bombas de bajo par de arranque, como las bombas centrífugas. Las bombas centrífugas son útiles cuando se requiere mayor caudal. Este tipo de bomba presenta un alto rendimiento en alturas relativamente bajas, además, de simplicidad, bajo costo, robustez y tolerancia a pequeños pares de arranque.

2.4.1. Motor de inducción

El motor de inducción se alimenta por corriente alterna que puede ser monofásica o trifásica, un motor de inducción está constituido por un estator y un rotor. El rotor se encuentra montado en cojinetes permitiendo el giro de este a través del estator. El núcleo del estator está constituido por finas láminas de acero orientado a reducir la histéresis y pérdidas por corrientes parásitas [40].

Los tipos de rotores más utilizados en los motores de inducción son los rotores con devanados y los rotores tipo jaula de ardilla. En un motor trifásico, el rotor devanado está distribuido uniformemente en las ranuras, las terminales están conectadas a 3 anillos colectores rotatorios y las escobillas estacionarias permiten conectar resistores externos en serie al devanado del rotor. Bajo condiciones de funcionamiento normal las tres escobillas permanecen en corto circuito, los resistores externos se utilizan principalmente durante el arranque.

El rotor de jaula de ardilla se compone de barras de cobre esmaltado, las cuales están insertadas en las ranuras por uno de sus extremos, en el otro extremo se encuentra soldado a dos anillos de cobre para poner en cortocircuito todas las barras entre si.

El funcionamiento de un motor de inducción trifásico se basa en la aplicación de la ley de Faraday y la fuerza de Lorentz en un conductor. La ley de Faraday de inducción electromecánica establece que: si el flujo que vincula un lado (o vuelta) varía como una función de tiempo, se induce un voltaje entre sus terminales. Además, el valor del voltaje inducido es proporcional a la velocidad de cambio de flujo.

Cuando un conductor que transporta corriente se coloca en un campo magnético, el cual se somete a una fuerza electromagnética o fuerza de Lorentz, donde la magnitud de la fuerza depende de la orientación del conductor con respecto a la dirección del campo magnético, esta fuerza es mayor cuando el conductor es perpendicular al campo y cero cuando es paralelo a él. El campo magnético en un motor de inducción trifásico es producido cuando la corriente de cada una de las tres fases circula a través de las bobinas [41].

2.4.2. Bomba centrífuga

A continuación se hace referencia a algunos conocimientos y definiciones para comprender el funcionamiento y como está constituida la bomba centrífuga [42].

Terminología básica

- a) **Altura geométrica.** Es la altura vertical comprendida desde el nivel del líquido a elevar hasta un punto más alto.
- b) **Altura de aspiración.** Es la distancia desde el nivel del líquido hasta el eje de la bomba.
- c) **Altura de impulsión.** Es la distancia desde el eje de la bomba hasta el punto de máxima elevación.
- d) **Altura manométrica.** Es la suma de la geométrica más las pérdidas de carga.
- e) **Caudal.** Es el volumen del líquido elevado por unidad de tiempo.
- f) **Pérdidas de carga.** Son las pérdidas por rozamiento del líquido con las paredes de la tubería y sus accesorios.

g) **Potencia hidráulica.** Es la potencia precisada por la bomba exclusivamente para bombear el fluido.

Funcionamiento

Las bombas centrífugas son consideradas máquinas hidráulicas, las cuales transforman un trabajo mecánico en hidráulico. La bomba centrífuga consiste en un rodete montado sobre una carcasa o voluta. El líquido que entra por la tubería de aspiración hacia el centro del rodete es acelerado por la velocidad comunicada por el eje del motor, la energía cinética del fluido se transforma en energía potencial, en parte, en presión, logrando así su desplazamiento y elevación hacia la tubería de impulsión. En la Figura 2.12 se muestra un esquema de la bomba centrífuga y sus componentes principales.

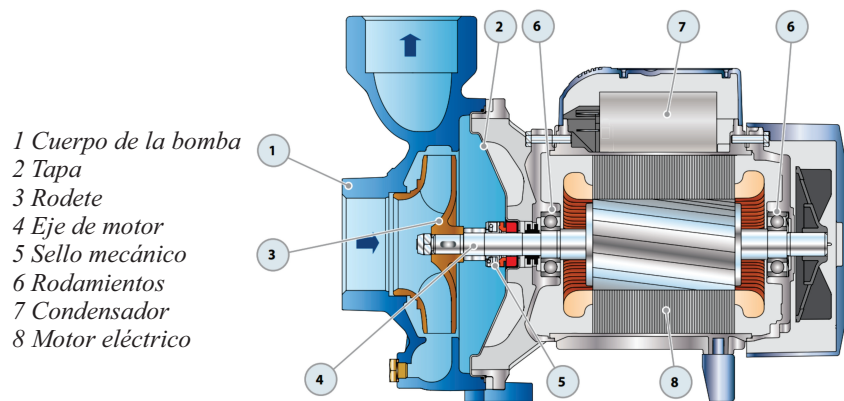


Figura 2.12: Esquema de bomba centrífuga.

Tubería de aspiración e impulsión

Se refiere al conjunto de elementos por los que se abastece de fluido al rodete, y los elementos siguientes al difusor por donde el fluido se distribuye. Es decir el conjunto de tuberías y accesorios (llaves de paso, empalmes, válvulas, dispositivos de medición, etc.). Un aspecto importante para el diseño del sistema de tubería es la velocidad que alcanza el fluido, viene determinada por el caudal y el diámetro de la sección interna. Así, para un caudal determinado del fluido, imponiendo la velocidad máxima del mismo se determina de forma inmediata el diámetro mínimo de conducción.

Rodete o impulsor

El rodete es la parte móvil de la bomba, está conformado por un conjunto de álabes que giran dentro de una carcasa circular. El rodete va unido al eje de un motor que le proporciona el movimiento, el líquido que entra en el centro del rodete es acelerado proyectándolo hacia el difusor, la velocidad comunicada por el rodete al líquido se transforma en presión, de esta manera se logra el desplazamiento del líquido.

Difusor o voluta

El difusor es un dispositivo que capta el líquido lanzado por el rodete para enviarlo a la tubería de impulsión. Se encuentra fijo a la salida en forma de caracol alrededor del rodete, de manera que la separación entre el difusor y el rodete es mínima en la parte superior, y va aumentando hasta que el líquido se encuentra a la abertura de impulsión. El difusor es también un transformador de energía, ya que frena la velocidad del fluido, de modo que parte de la energía dinámica se transforma en energía de presión.

Capítulo 3

Diseño del control MPPT basado en pasividad del sistema de bombeo solar

En este capítulo se presenta un esquema de control de tipo adaptable de fácil diseño e implementación para el seguimiento del máximo punto de potencia del panel solar fotovoltaico por medio de un Convertidor CD/CD tipo IDDB. Dicho esquema de control se basa en la técnica de control por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error estático exacto (ESEDPOFC: por sus siglas en inglés *Exact Static Error Dynamics Passive Output Feedback Control*). Por otro lado, debido a que no se conoce el valor de impedancia de la carga del convertidor CD/CD, se diseña un estimador algebraico en línea para estimar el valor de este parámetro, el cual se adapta en línea a las variables de referencia deseadas del controlador, de igual manera, se realiza la estimación del voltaje de salida del panel solar fotovoltaico. La metodología para el diseño de los estimadores algebraicos se presenta en los trabajos publicados en [43], [44] y [45].

3.1. El sistema combinado panel-IDDB visto como un sistema pasivo

Usando la notación matricial del sistema no-lineal (2.7)-(2.11), éste se representa como un sistema *pasivo – disipativo* (ver [36]), de la siguiente manera:

$$A\dot{x} = \mathcal{J}(u_i)x - \mathcal{R}x + \varepsilon \quad (3.1)$$

donde: $x = (v_p, i_1, v_{c1}, i_2, v_{c2}) \in R^n$, $A = \text{diag}(C_p, L_1, C_1, L_2, C_2)$ es una matriz simétrica constante definida positiva, $\mathcal{J}(u_i) = -\mathcal{J}^T(u_i) \in R^{n \times n}$ es una matriz antisimétrica, para toda u_i con $i = 1, 2$ de la forma:

$$\mathcal{J}(u_i) = \mathcal{J}_0 + \sum_{i=1}^m \mathcal{J}_i u_i \quad (3.2)$$

las matrices \mathcal{J}_0 y \mathcal{J}_i , para toda i , cumplen con ser constantes y antisimétricas. El vector $\mathcal{J}(u_i)x$ representa el campo conservativo dependiente de las entradas del sistema. \mathcal{R} es una matriz constante semi-definida positiva y el campo disipativo del sistema es representado por el vector $\mathcal{R}x$. Finalmente ε incorpora el vector de la fuente de alimentación, el cual consiste en la corriente derivada del arreglo fotovoltaico. Las propiedades de las matrices y los vectores que se describen a continuación se satisfacen cuando la entrada de control $u_i \in [0; 1]$. $\mathcal{J}(u_i)$, $\mathcal{R}(x)$ y ε son dadas de la siguiente manera:

$$\mathcal{J}(u_{av}) = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -(1-u_1) & 0 & 0 \\ 0 & (1-u_1) & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -(1-u_2) \\ 0 & 0 & 0 & (1-u_2) & 0 \end{pmatrix}, \quad (3.3)$$

$$\mathcal{R} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{\hat{R}_L} & 0 & \frac{1}{\hat{R}_L} & 0 & \frac{1}{\hat{R}_L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{\hat{R}_L} & 0 & \frac{1}{\hat{R}_L} & 0 & \frac{1}{\hat{R}_L} \end{pmatrix}, \quad \varepsilon = \begin{pmatrix} i_p \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Para verificar que el sistema sea pasivo, primero se debe demostrar que es disipativo. Por lo tanto hacemos uso de las siguientes definiciones.

Definición 1 [46] *Un sistema de espacio de estado (3.1) se dice que es disipativo con respecto a la tasa de suministro si existe una función $H(x) : R^n \rightarrow R_+$, llamada función de almacenamiento, de modo que para toda $x_0 \in R^n$, toda $t_1 \geq t_0$ y toda función de entrada u*

$$H(x(t_1)) - H(x(t_0)) \leq \int_{t_0}^{t_1} s(u(t), y(t)) dt \quad (3.4)$$

donde $x(t_0) = x_0$, y $x(t_1)$ es el estado de (3.1) en un tiempo t_1 resultando de la condición inicial x_0 y la función de entrada $u(\cdot)$. si (3.4) se mantiene con igualdad para todo x_0 , $t_1 \geq t_0$, y toda $u(\cdot)$, luego si (3.1) no tiene pérdidas con respecto a s . Si $H(x)$ es diferenciable con respecto al tiempo para toda $x_0 \in R^n$ y $u \in R$, la desigualdad (3.1) es equivalente a la siguiente ecuación

$$\dot{H}(x) \leq s(u(t), y(t)) \quad (3.5)$$

Definición 2 [46] *Un sistema de espacio de estado (3.1) con $u \in U = R^m$, y $y \in Y = R^m$, se dice que es pasivo si es disipativo con respecto a la tasa de suministro $s(u, y) = uy$.*

Por lo tanto, mediante la energía total almacenada del sistema pasivo (3.1), la cual es dada como sigue:

$$H(x) = \frac{1}{2} x^T A x = \frac{1}{2} [C_p v_{cp}^2 + L_1 i_1^2 + C_1 v_{c1}^2 + L_2 i_2^2 + C_2 v_{c2}^2] \quad (3.6)$$

donde la derivada de la energía total almacenada, está dada por:

$$\frac{dH(x)}{dt} = C_p \frac{dv_p}{dt} v_p + L_1 \frac{di_1}{dt} i_1 + C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} v_{c1} + L_2 \frac{di_2}{dt} i_2 + C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} v_{c2} \quad (3.7)$$

sustituyendo la dinámica del sistema (2.7)-(2.11) dentro de (3.7), se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{dH(x)}{dt} = v_p i_p - \frac{1}{\hat{R}_L} (v_{c1}^2 + v_{c2}^2 + 2v_{c1} v_{c2} - v_p v_{c1} - v_p v_{c2}) \leq v_p i_p = uy \quad (3.8)$$

Donde u y y representan la entrada y salida del sistema, respectivamente. De ahí, por la definición **Definición 1 y 2**, se dice que el sistema combinado panel-IDDBC es disipativo con respecto a la tasa de suministro. La desigualdad sostiene que esto se llama desigualdad de disipación. Expresa el echo de que la energía almacenada $H(x(t_1))$

de (3.1) en cualquier tiempo futuro t_1 es como máximo igual a la suma de la energía almacenada $H(x(t_0))$ en el tiempo presente t_0 y la energía total suministrada externamente $\int_{t_0}^{t_1} s(u(t), y(t)) dt$ durante el intervalo $[t_0, t_1]$. Por lo tanto, no puede haber creación interna de energía; solo es posible la disipación interna de energía. Entonces se dice que el sistema combinado panel-IDDBC es un sistema *pasivo – disipativo*.

3.2. Diseño del control por retroalimentación de la salida pasiva del error exacto

En esta sección, se describe cómo funciona el algoritmo MPPT propuesto. Este algoritmo se basa en la técnica del controlador ESEDPOF, se utilizan los parámetros nominales de I_{mpp} y V_{mpp} del arreglo fotovoltaico para calcular sus referencias deseadas. Con este enfoque basado en un modelo dinámico [10], se logra la máxima extracción de energía del arreglo fotovoltaico bajo distintas condiciones de irradiancia solar y temperatura.

A partir de la representación pasiva (3.1), se calcula la dinámica de referencia deseada, que satisface la dinámica en lazo abierto:

$$A\dot{x}^* = \mathcal{J}(u_i^*)x^* - \mathcal{R}x^* + \varepsilon^* \quad (3.9)$$

de la ecuación (3.9), u_i^* representa el valor nominal deseado de la entrada de control correspondiente al vector de estado deseado x^* . Los valores de referencia deseados $x^* = (v_p^*, i_1^*, v_{c1}^*, i_2^*, v_{c2}^*)$, u_i^* , y ε^* se calculan en términos de V_{mpp} e I_{mpp} , del modelo promedio autónomo (3.9), se considera una relación de equilibrio la siguiente dinámica de referencia deseada:

$$A\dot{x}^* = \mathcal{J}(u_i^*)x^* - \mathcal{R}x^* + \varepsilon^* = 0 \in R^{5 \times 1} \quad (3.10)$$

Basados en la expresión anterior (3.10), se obtienen los valores deseados de cada una de las variables de estado del sistema y la entrada de control promedio del sistema combinado;

$$\begin{aligned} v_{c1}^* &= v_{c2}^* = v_c^*, i_p^* = I_{mpp}, v_p^* = V_{mpp}, i_{1,2}^* = \frac{I_{mpp}}{2} \\ v_c^* &= \frac{V_{mpp}}{4} + \frac{\sqrt{\frac{V_{mpp}^2}{4} + \hat{R}_L P_{\max}}}{2}, u_{1,2}^* = 1 - \frac{V_{mpp}}{v_c^*} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Los valores nominales de voltaje V_{mpp} y corriente I_{mpp} se obtienen de la hoja de datos técnica del panel solar fotovoltaico. La potencia máxima del panel se define como $P_{m\acute{a}x} = I_{mpp}V_{mpp}$. Por otra parte, v_c^* es la referencia deseada de ambos capacitores de salida. $u_{1,2}^*$ son los puntos de equilibrio de las entradas de control promedio, $i_{1,2}^*$ son las referencias de corriente deseadas en los inductores. \hat{R}_L es el valor de la impedancia de salida del convertidor calculada mediante un estimador algebraico en línea. Se debe tener en cuenta en (3.11), que después de un tiempo pequeño, δ , el parámetro estimado \hat{R}_L alcanza el valor desconocido de R_L en poco tiempo.

Definiendo el error de regulación como $e = x - x^*$, el error de la entrada de control $e_{ui} = u_i - u_i^*$, y el error de la entrada de la fuente de alimentación $e_\varepsilon = \varepsilon - \varepsilon^*$. En consecuencia, se obtiene la dinámica del error del sistema combinado de la diferencia entre (3.1) y (3.9). Esta se escribe como:

$$A\dot{e} = (\mathcal{J}(u_i) - \mathcal{J}(u_i^*))x^* + (\mathcal{J}(u_i) - \mathcal{R})e + e_\varepsilon \quad (3.12)$$

se hace una aproximación lineal por series de Taylor al termino no lineal, $\mathcal{J}(u_i) - \mathcal{J}(u_i^*)$ respecto a la entrada de control promedio u_i en (3.12), donde se obtiene la siguiente expresión:

$$\mathcal{J}(u_i) - \mathcal{J}(u_i^*) = \frac{\partial \mathcal{J}(u_i)}{\partial u_i} e_u = \sum_{i=1}^m \frac{\partial \mathcal{J}(u_i)}{\partial u_i} e_{ui} \quad (3.13)$$

sustituyendo (3.13) dentro de (3.12), la dinámica del error para el sistema combinado panel-IDDBC esta dada de la forma:

$$A\dot{e} = \underbrace{\left(\frac{\partial \mathcal{J}(u_i)}{\partial u_1} x^* \right)}_{\tilde{\mathbf{B}}_1} e_{u1} + \underbrace{\left(\frac{\partial \mathcal{J}(u_i)}{\partial u_2} x^* \right)}_{\tilde{\mathbf{B}}_2} e_{u2} + (\mathcal{J}(u_{av}) - \mathcal{R})e + e_\varepsilon \quad (3.14)$$

Con el fin de diseñar el algoritmo MPPT basado en la técnica de control ESEDPOF, que logre la estabilidad asintótica en la potencia máxima deseada establecida por la carga de salida del convertidor, se propone la siguiente función candidata de Lyapunov:

$$V(e) = \frac{1}{2} e^T A e > 0, \quad \forall e \neq 0 \quad (3.15)$$

por la simetría de la matriz A , para toda u_i , se tiene la derivada respecto al tiempo de

la función candidata de Lyapunov:

$$\dot{V}(e) = e^T A e \leq 0 \quad (3.16)$$

$$\dot{V}(e) = e^T [\bar{\mathbf{B}}_1 e_{u1} + \bar{\mathbf{B}}_2 e_{u2} + (\mathcal{J}(u_i) - \mathcal{R})e + e_\varepsilon]$$

el vector de error $e = x - x^*$ es semi-globalmente asintóticamente exponencialmente estable a cero cuando se utiliza la retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error estático exacto [47], puede estar completamente desacoplada de la forma

$$e_{ui} = -\gamma_i \bar{\mathbf{B}}_i^T e, \quad \gamma_i > 0, i = 1, 2 \quad (3.17)$$

Considerando la corriente de salida del panel $i_p(t) \approx i_{L1}(t) + i_{L2}(t)$, e $i_p^*(t) \approx i_{L1}^*(t) + i_{L2}^*(t)$, se tiene e_ε de la forma:

$$e_\varepsilon = N e, \quad N = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

usando la propiedad $e^T \mathcal{J}(u_i) e = 0$, y sustituyendo (3.17)-(3.18) dentro de (3.16). Se tiene la derivada respecto al tiempo de la función candidata de Lyapunov como sigue:

$$\dot{V}(e) = -e^T \underbrace{[\gamma \bar{\mathbf{B}}_1 \bar{\mathbf{B}}_1^T + \gamma \bar{\mathbf{B}}_2 \bar{\mathbf{B}}_2^T + \mathcal{R} - N]}_{\tilde{\mathcal{R}} \geq 0} e \quad (3.19)$$

$$\dot{V}(e) = -e^T \tilde{\mathcal{R}} e \leq 0$$

de la ecuación (3.19), $\tilde{\mathcal{R}}$ esta dada de la siguiente manera:

$$\tilde{\mathcal{R}} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & \gamma_1 (v_{c1}^*)^2 & -\gamma_1 i_1^* v_{c1}^* & 0 & 0 \\ -\frac{1}{R_L} & -\gamma_1 i_1^* v_{c1}^* & \frac{1}{R_L} + \gamma_1 (i_1^*)^2 & 0 & \frac{1}{R_L} \\ 0 & 0 & 0 & \gamma_2 (v_{c2}^*)^2 & -\gamma_2 i_2^* v_{c2}^* \\ -\frac{1}{R_L} & 0 & \frac{1}{R_L} & -\gamma_2 i_2^* v_{c2}^* & \frac{1}{R_L} + \gamma_2 (i_2^*)^2 \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

Usando el Criterio de Sysvester, se verifica que $\tilde{\mathcal{R}}$ es una matriz positiva semi-definida. Por lo tanto, (3.19) es una función negativa semi-definida, en consecuencia el punto de equilibrio de (3.14) bajo la ley de control (3.17) es estable. Considerando la estabilidad asintótica del sistema autónomo (3.14), aplicando el principio de invarianza de Lassalle,

se concluye que la convergencia del error es asintóticamente estable hacia el punto de equilibrio único, el cual es el origen del espacio de error.

Teniendo en cuenta que $e_{ui} = u_i - u_i^*$, $i = 1, 2$, en términos de voltaje y corriente del arreglo fotovoltaico, las leyes de control ESEDPOF dadas en (3.17), garantizan el MPPT a la entrada del convertidor IDDB. Así, se tiene lo siguiente:

$$u_1 = u_1^* - \gamma_1 v_{c1}^* (i_1 - i_1^*) + \gamma_1 i_1^* (v_{c1} - v_{c1}^*), \gamma_1 > 0 \quad (3.21)$$

$$u_2 = u_2^* - \gamma_2 v_{c2}^* (i_2 - i_2^*) + \gamma_2 i_2^* (v_{c2} - v_{c2}^*), \gamma_2 > 0 \quad (3.22)$$

donde u_i^* son los términos de prealimentación calculados en (3.11). Los valores de γ_i deben elegirse de tal manera que u_i se mantenga entre $[0, 1]$. Por lo tanto estos valores se seleccionan de la forma $0 < \gamma_i < 1$.

3.3. Estimación algebraica de parámetros

Una de las virtudes que posee la identificación algebraica y por lo cual ha sido muy usada en los últimos años, es la posibilidad de poder implementarse en tiempo real para la obtención de parámetros desconocidos. La estimación de parámetros algebraicos en sistemas no-lineales se basa en el álgebra diferencial, por [48] y [49] se conoce que, un sistema no-lineal es observable si y sólo si, para cualquier variable de estado del sistema, esta queda en función de la entrada de control y de la salida de interés a regular.

Para el caso del sistema Panel-Convertidor CD/CD tipo IDDB, se hace la retroalimentación de las variables de estado $(i_1, i_2, v_{c1}, v_{c2})$, lo cual nos permite realizar la estimación del parámetro de impedancia \hat{R}_L y el valor del voltaje del capacitor \hat{v}_p . Los valores deseados de voltaje $\bar{v}_{C1,2}$ y las entradas de control $\bar{u}_{1,2}$ de (3.21)-(3.22) dependen del valor de la impedancia de la carga. Tal y como se muestra en [10], dicho valor de resistencia tiene variaciones en su valor nominal, ya sea por efecto de la temperatura o simplemente por si el convertidor está acoplado a una carga dinámica, como lo es un motor de CA.

Con tal de brindar la robustez necesaria al controlador, se realiza la estimación de la impedancia del convertidor, la cual se adapta en línea a la referencia deseada para localizar el MPPT en la entrada del convertidor alimentado por el arreglo de los paneles solares fotovoltaicos.

3.3.1. Estimación del parámetro de impedancia de carga

Dado que el convertidor de potencia IDDB está compuesto por dos módulos de convertidor elevador, y consideramos que cada módulo tiene su carga debido a los parámetros intrínsecos de los dispositivos convertidores de potencia IDDB, se hace la estimación de la impedancia para cada módulo. Las variables estimadas \hat{R}_{L1} y \hat{R}_{L2} son variables endógenas, esto implica que el valor que entrega cada uno de los estimadores será la impedancia que existe en cada módulo del convertidor CD/CD IDDB acoplado al inversor. En consecuencia, es necesaria la estimación y retroalimentación de ambas variables a pesar de tener una misma carga, esto por el reparto de potencia que existe en ambas ramas del convertidor. Para el cálculo en línea del parámetro de impedancia $\hat{R}_{L1,2}$, se emplean la ecuaciones eléctricas de los capacitores de salida del convertidor a partir de las ecuaciones dadas en (2.4) y (2.6),

$$C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = (1 - u_{av1})i_1 - \frac{v_{c1}}{\hat{R}_{L1}} - \frac{v_{c2}}{\hat{R}_{L1}} + \frac{\hat{v}_{p1}}{\hat{R}_{L1}} \quad (3.23)$$

$$C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = (1 - u_{av2})i_2 - \frac{v_{c2}}{\hat{R}_{L2}} - \frac{v_{c1}}{\hat{R}_{L2}} + \frac{\hat{v}_{p2}}{\hat{R}_{L2}} \quad (3.24)$$

Ambas ecuaciones (3.23) y (3.24), se multiplican por $(-t)^n$, donde t es la variable de tiempo y n es el grado de la derivada de más alto orden

$$-C_1 t \frac{dv_{c1}}{dt} = -t(1 - u_{av1})i_1 + t \frac{v_{c1}}{\hat{R}_{L1}} + t \frac{v_{c2}}{\hat{R}_{L1}} - t \frac{\hat{v}_{p1}}{\hat{R}_{L1}} \quad (3.25)$$

$$-C_2 t \frac{dv_{c2}}{dt} = -t(1 - u_{av2})i_2 + t \frac{v_{c2}}{\hat{R}_{L2}} + t \frac{v_{c1}}{\hat{R}_{L2}} - t \frac{\hat{v}_{p2}}{\hat{R}_{L2}} \quad (3.26)$$

se integran ambos lados de las ecuaciones respecto a t para eliminar tanto derivadas de las variables como condiciones iniciales del sistema

$$\begin{aligned} -C_1 \int_{t_0}^{t_1} \sigma \frac{dv_{c1}(\sigma)}{d\sigma} &= - \int_{t_0}^{t_1} \sigma (1 - u_{av1}(\sigma)) i_1(\sigma) d\sigma \\ &+ \frac{1}{\hat{R}_{L1}} \left[\int_{t_0}^{t_1} \sigma v_{c1}(\sigma) d\sigma + \int_{t_0}^{t_1} \sigma v_{c2}(\sigma) d\sigma - \int_{t_0}^{t_1} \sigma \hat{v}_{p1} d\sigma \right] \end{aligned} \quad (3.27)$$

$$\begin{aligned} -C_2 \int_{t_0}^{t_1} \sigma \frac{dv_{c2}(\sigma)}{d\sigma} &= - \int_{t_0}^{t_1} \sigma (1 - u_{av2}(\sigma)) i_2(\sigma) d\sigma \\ &+ \frac{1}{\hat{R}_{L1}} \left[\int_{t_0}^{t_1} \sigma v_{c1} d\sigma + \int_{t_0}^{t_1} \sigma v_{c2}(\sigma) d\sigma - \int_{t_0}^{t_1} \sigma \hat{v}_{p2} d\sigma \right] \end{aligned} \quad (3.28)$$

de las ecuaciones (3.27) y (3.28), se despeja a R_{L1} y R_{L2} respectivamente

$$\hat{R}_{L1,2} = \frac{z_1 + z_2 + z_3}{z_4 - z_5} \quad (3.29)$$

donde :

$$\begin{aligned} z_1 &= \int_{t_0}^{t_1} \sigma v_{c1,2}(\sigma) d\sigma, & z_2 &= \int_{t_0}^{t_1} \sigma v_{c2,1}(\sigma) d\sigma, & z_3 &= \int_{t_0}^{t_1} \sigma \hat{v}_{p1,2}(\sigma) d\sigma \\ z_4 &= \int_{t_0}^{t_1} \sigma (1 - u_{av1,2}(\sigma)) i_{1,2}(\sigma) d\sigma, & z_5 &= C_{1,2} \left[\sigma v_{c1,2}(\sigma) - \int_{t_0}^{t_1} v_{c1,2}(t) d\sigma \right] \end{aligned} \quad (3.30)$$

Se observa en las ecuaciones (3.30) y (3.29) que la estimación del valor nominal de la resistencia del convertidor desconocida $\hat{R}_{L1,2}$, se expresa en términos de las variables de estado \hat{v}_p , i_1 , i_2 , v_{c1} , v_{c2} , las variables de estado son medidas a aceptación del valor de la fuente de alimentación \hat{v}_p , este valor se obtiene mediante otro estimador algebraico en línea. Sin embargo, cuando $t = 0$, el numerador y denominador son cero, para evitar la indeterminación, se evalúa 3.29 en el tiempo $t_0 + \epsilon$ con $\epsilon > 0$, de manera que la estimación se obtiene como sigue.

$$\hat{R}_{L1,2} = \begin{cases} \text{arbitrario} & t \in [t_0, t_0 + \epsilon) \\ \frac{z_1 + z_2 + z_3}{z_4 - z_5} & t > t_0 + \epsilon \end{cases} \quad (3.31)$$

3.3.2. Estimación del voltaje del panel

Utilizamos dos estimadores algebraicos para calcular la tensión de salida del arreglo de paneles solares fotovoltaicos para cada una de las entradas de control promedio. Las variables estimadas \hat{v}_{p1} y \hat{v}_{p2} son consideradas variables endógenas, esto implica que el estimador considera las caídas de tensión en el convertidor. En consecuencia, se necesita la estimación y retroalimentación de ambas variables a pesar de tener una sola fuente de alimentación principal para lograr el reparto de potencia en ambas ramas del convertidor. Para la estimación en línea del voltaje del panel solar fotovoltaico $\hat{v}_{p1,2}$, se aplica el procedimiento para diseñar el estimador de $\hat{R}_{L1,2}$ a las ecuaciones eléctricas de los inductores del convertidor:

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = -(1 - u_{av1})v_{c1} + \hat{v}_{p1} \quad (3.32)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = -(1 - u_{av2})v_{c2} + \hat{v}_{p2} \quad (3.33)$$

Las ecuaciones (3.32) y (3.33) se integran por $(-t)^n$ donde t es la variable de tiempo y n es el grado de la derivada de más alto orden

$$-L_1 t \frac{di_1}{dt} = t(1 - u_{av1})v_{c1} - t\hat{v}_{p1} \quad (3.34)$$

$$-L_2 t \frac{di_2}{dt} = t(1 - u_{av2})v_{c2} - t\hat{v}_{p2} \quad (3.35)$$

ahora se integra ambos lados de las ecuaciones respecto a t para eliminar tanto derivadas de las variables como condiciones iniciales del sistema

$$-L_1 \int_{t_0}^{t_1} \sigma \frac{di_1(\sigma)}{d\sigma} = \int_{t_0}^{t_1} \sigma(1 - u_{av1}(\sigma))v_{c1}(\sigma)d\sigma - \int_{t_0}^{t_1} \sigma\hat{v}_{p1}(\sigma)d\sigma \quad (3.36)$$

$$-L_2 \int_{t_0}^{t_1} \sigma \frac{di_2(\sigma)}{d\sigma} = \int_{t_0}^{t_1} \sigma(1 - u_{av2}(\sigma))v_{c2}(\sigma)d\sigma - \int_{t_0}^{t_1} \sigma\hat{v}_{p2}(\sigma)d\sigma \quad (3.37)$$

a partir de las ecuaciones (3.36) y (3.37), se despeja a \hat{v}_{p1} y \hat{v}_{p2} respectivamente

$$\hat{v}_{p1,2} = \frac{z_6 + z_8}{z_7} \quad (3.38)$$

donde :

$$\begin{aligned} z_6 &= \int_{t_0}^{t_1} [\sigma(1 - u_{av1,2}(\sigma))v_{c1,2}(\sigma)] d\sigma, & z_7 &= \int_{t_0}^{t_1} \sigma(\sigma) d\sigma \\ z_8 &= L_1 \left[\sigma i_{1,2}(\sigma) - \int_{t_0}^{t_1} i_{1,2}(\sigma) d\sigma \right] \end{aligned} \quad (3.39)$$

Se observa en las ecuaciones (3.38) y (3.39) que la estimación del parámetro $\hat{v}_{p1,2}$, se expresa en términos de las variables de estado i_1 , i_2 , v_{c1} , v_{c2} las cuales son medidas. Sin embargo, cuando $t = 0$, el numerador y denominador son cero, para evitar la indeterminación, se evalúa (3.38) en el tiempo $t_0 + \epsilon$ con $\epsilon > 0$, de manera que la estimación se obtiene como sigue.

$$\hat{v}_{p1,2} = \begin{cases} \text{arbitrario} & t \in [t_0, t_0 + \epsilon) \\ \frac{z_6 + z_8}{z_7} & t > t_0 + \epsilon \end{cases} \quad (3.40)$$

Capítulo 4

Equipo de experimentación y resultados experimentales

4.1. Plataforma experimental

Para verificar el funcionamiento de la configuración propuesta, así como el desempeño del algoritmo MPPT, se desarrolló la plataforma experimental en el laboratorio, como se muestra en la Figura 4.1 y 4.2, y consta de tres subsistemas.

1. El primer subsistema consta de un arreglo fotovoltaico de cuatro paneles en conexión en serie como fuente de alimentación principal del convertidor IDDB. El algoritmo MPPT basado en el control ESEDPOF se programó en una DSP TMS320F28335 de la firma Texas Instruments.
2. El segundo subsistema está compuesto por un inversor trifásico de cinco niveles de capacitores flotantes para el control de un motor de inducción acoplado a una bomba centrífuga. Se desarrolló la modulación PS-PWM y se implementó en una tarjeta de desarrollo FPGA Xilinx Spartan-6 XC6SLX16 para el control del inversor multinivel.
3. El tercer subsistema es el sistema hidráulico. El agua se bombea a una cisterna con capacidad de 1100 *l* a una altura de 11.2 *m* sobre la bomba. Además, se instalaron sensores de nivel de agua para la automatización del llenado.

El diagrama a bloques del hardware y software de la plataforma descrita anteriormente se muestra en la Figura 4.1.

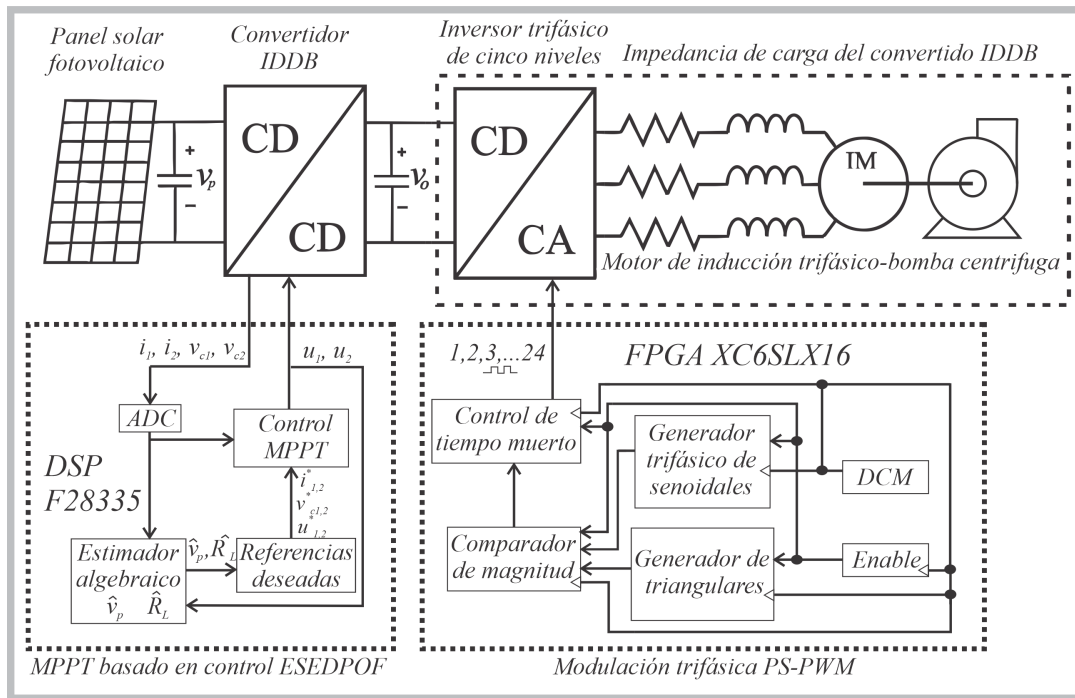


Figura 4.1: Diagrama esquemático de la plataforma experimental.

La instalación de los paneles solares se realizó con una orientación hacia el sur y con una inclinación de 17° , correspondiente a la latitud del estado de Oaxaca. De manera que, la incidencia de la luz solar sobre ellos sea mayor. Otro aspecto que se tomó en cuenta, es que no existan elementos que se interpongan a la recepción de irradiancia solar en los paneles fotovoltaicos. Se emplearon tres paneles fotovoltaicos con capacidad de $260W$ de la marca Green Energy y un cuarto panel con capacidad de $320W$ de la marca SERAPHIN. La Tabla 4.1 contiene las características eléctricas de los paneles solares proporcionados por el fabricante.

Tabla 4.1: Valores de operación de paneles solares.

	Panel 260W	Panel 330W
Voltaje mpp	30.96 v	37 v
Corriente mpp	8.4 A	8.65 A
Corriente de corto circuito	8.98A	8.96A
Voltaje de circuito abierto	38.1v	38.8v
Irradiancia estándar	$1000W/m^2$	$1000W/m^2$
Temperatura estándar	$25^\circ C$	$25^\circ C$

Se eligió la bomba centrífuga trifásica hf-05 de la marca Pedrollo, las características de interés de la bomba centrífuga se muestran en la tabla 4.2. Para la estructura hidráulica se consideraron las recomendaciones del fabricante de la bomba. Para la tubería de impulsión se utilizó tubo de PVC cédula-40 con un diámetro de 2", la altura a bombear es de 11.2 m con una distancia lineal de 16.2 m hasta una cisterna con capacidad de 1100 l. Para la tubería de aspiración se utilizaron 7 m de manguera de succión con diámetro de 2", la toma de agua se hace desde una cisterna con capacidad de 5000 l. Se instalaron 5 flotadores interruptores en la cisterna, cada uno envía una señal al DSP con lo que se tiene un control del nivel de agua.

Tabla 4.2: Valores nominales de la bomba centrífuga.

Descripción	Valor
Potencia	0.75Kw
voltaje nominal	220v
Corriente nominal	4A
Altura manométrica	5m – 13.7m
Caudal	50 l/min. - 500 l/min.

La Figura 4.2 muestra la conexión de los subsistemas para el bombeo solar como se muestra en la Figura 4.1. Los paneles solares, el sistema hidráulico, la bomba centrífuga y los convertidores electrónicos de potencia se muestran por separado, debido a que su localización no permite incluirlos en una misma fotografía.

Se implementó en la DSP un control de activación con ayuda de los flotadores interruptores, este control toma la decisión de activar o desactivar la alimentación principal, la modulación del inversor y el control MPPT, dependiendo del nivel de agua que se desea tenga la cisterna.

La secuencia de activación es la siguiente: si se detecta el nivel mínimo de agua, se activa la modulación del inversor. Un segundo después, se activa el interruptor principal, mientras que los interruptores del convertidor IDDB se encuentran abiertos, en consecuencia, el sistema opera en lazo abierto. A los dos segundos de activado el interruptor principal, se activa el control MPPT. Cuando el agua llega al nivel máximo deseado, se desactiva el interruptor principal, el control MPPT y la modulación del inversor. Si



Figura 4.2: Sistema de bombeo solar instalado en el laboratorio de posgrado de la UTM.

el agua alcanza el nivel mínimo deseado, se repite la secuencia de activación.

En la siguiente sección se presenta la simulación del control propuesto en el capítulo 3. La simulación se realiza en el software PSIM, ésto con el objetivo de obtener una aproximación del comportamiento del sistema y el desempeño del control para el

seguimiento del máximo punto de potencia, se procede a realizar la simulación y se presentan los resultados.

4.2. Simulación

El objetivo de control es operar el voltaje y la corriente en el punto de máxima potencia a la entrada del convertidor IDDB. Para calcular el valor de referencia del voltaje V_{MPP} del arreglo de los cuatro paneles fotovoltaicos se hace la suma de los voltajes V_{MPP} de cada panel. Mientras que el valor de referencia de I_{MPP} es obtenido de la hoja de datos dado por el fabricante.

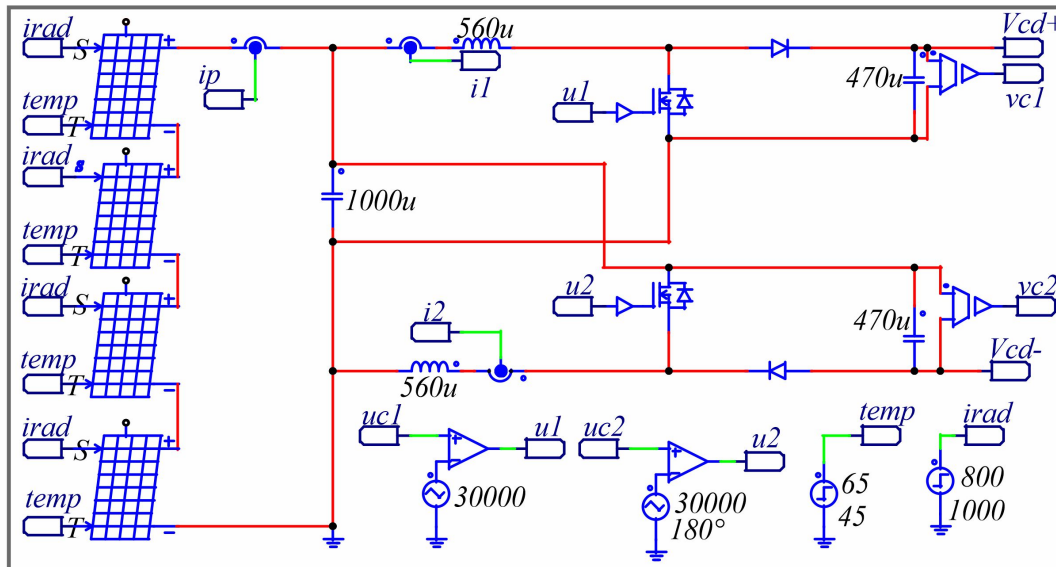
La simulación se realiza durante dos segundos, donde en el primer segundo se asigna un valor de irradiancia de $1000W/m^2$ y una temperatura de panel de $65^{\circ}C$. Transcurrido el primer segundo, se hace un cambio en los valores de irradiancia y temperatura con los valores de $800W/m^2$ y $45^{\circ}C$ respectivamente.

Al inicio de la simulación se establece a \hat{R} a un valor inicial de 160Ω , debido a que la impedancia estimada aún no obtiene su valor real, posteriormente a los 0.1 segs. se realiza el cambio del valor inicial por el estimado. El voltaje del capacitor en paralelo con el arreglo fotovoltaico se le asigna un valor inicial de $120v$. El inversor multinivel opera con un índice de modulación de 0.95.

En la Figura 4.3 se muestra el circuito eléctrico empleado para la simulación del sistema panel-convertidor IDDB-inversor trifásico de cinco niveles de capacitores flotantes. En la conmutación de los interruptores del convertidor IDDB existe un desfase de 180° . El voltaje del panel será 4 veces mayor, debido a que se hace la conexión en serie de los cuatro paneles. Se elimina la resistencia de carga del convertidor IDDB, y se conecta como la fuente de alimentación principal del inversor trifásico de cinco niveles que presenta una carga resistiva en conexión delta a su salida.

Los valores de los componentes empleados para la simulación son: $L_1 = L_2 = 560 \mu H$, $C_1 = C_2 = 470 \mu F$, el valor de los nueve capacitores que funcionan como fuente de voltaje en el inversor $C_{inv} = 82 \mu F$, la carga resistiva trifásica es de 100Ω , la frecuencia de conmutación del convertidor IDDB es de $30 kHz$, mientras que la frecuencia de las

Convertidor doble elevador entrada-intercalada salida-flotada



Inversor trifasico de cinco niveles de capacitores flotantes

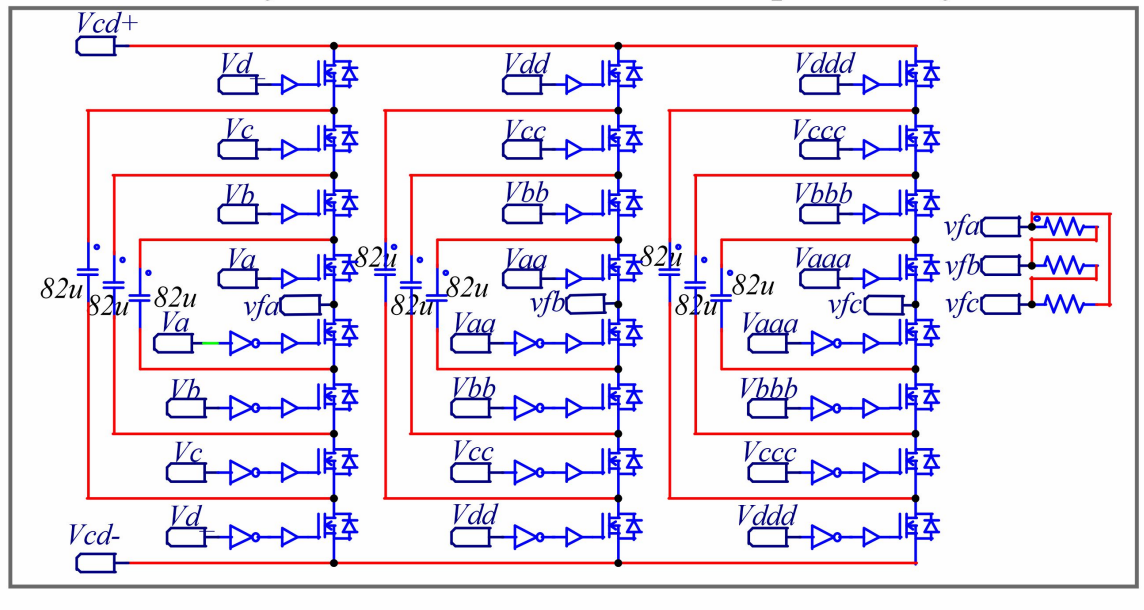


Figura 4.3: Diagrama eléctrico del circuito empleado en simulación en el software PSIM.

señales portadoras del inversor se establecen a una frecuencia de 3500 Hz , con 3 señales moduladoras a 60 Hz y un desfase entre ellas de 120° .

En la Figura 4.4 se muestran las respuestas de las corrientes i_1 e i_2 , así como la referencia de corriente deseada i_d la cual se fijó a un valor de $\frac{I_{mpp}}{2}$. En la misma Figura 4.4, cabe señalar que el reparto de corriente en ambos inductores se hace de manera equitativa, y se mantiene un valor muy cercano al de referencia deseado, aún cuando existen cambios en el nivel de irradiancia y temperatura.

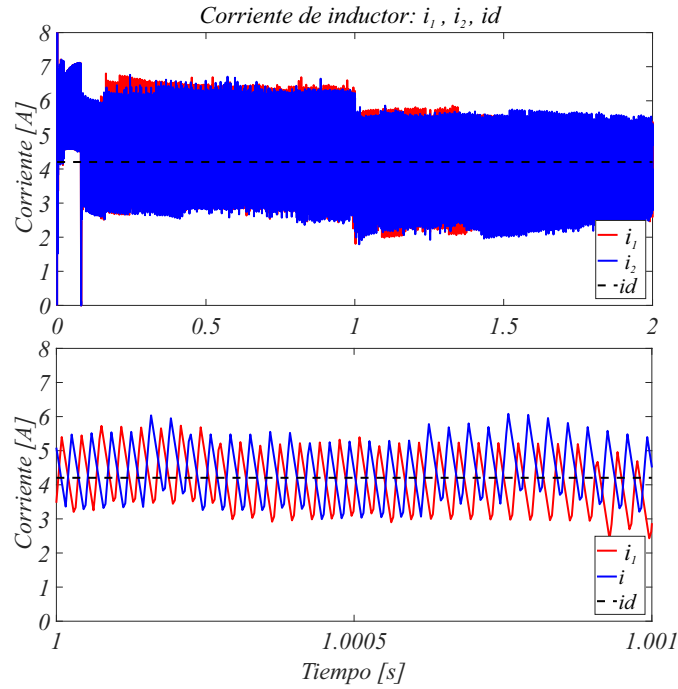


Figura 4.4: Respuesta de las corrientes de inductores i_1 , i_2 y el valor deseado i_d .

La Figura 4.5 muestra la respuesta de voltaje en el capacitor de entrada v_p , las respuestas de voltajes estimados \hat{v}_{p1} , \hat{v}_{p2} , así como la referencia del voltaje deseado v_{mpp} . Se observa a los 0.2 segundos que los valores estimados de v_{p1} , v_{p2} son muy parecidos al valor medido de voltaje en el capacitor de entrada v_p . También, se aprecia como el control MPPT se adapta al cambio de irradiancia y temperatura, y mantiene en valor de v_p muy cercano al deseado.

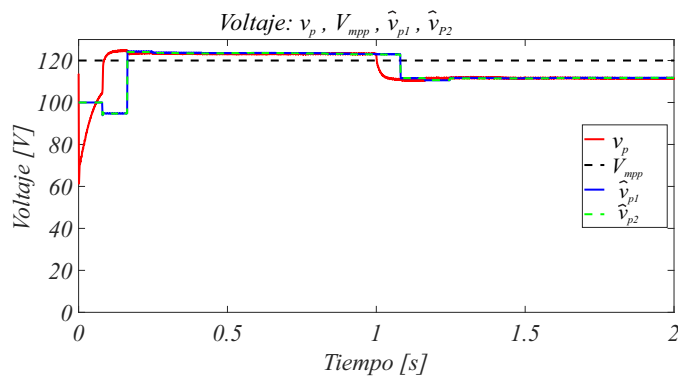


Figura 4.5: Voltaje de entrada; v_p , V_{mpp} , \hat{v}_{p1} , \hat{v}_{p2} .

A través de las Figuras 4.4 y 4.5 se muestra la efectividad del control por retroalimentación de la salida pasiva del error exacto para el seguimiento del máximo punto de potencia a la entrada del IDDB, donde se observa que las variables de corriente y

voltaje del arreglo de paneles fotovoltaicos operan en un valor muy cercano al nominal I_{mpp} y V_{mpp} , aún cuando existen cambios en la irradiancia y temperatura del panel solar fotovoltaico.

Las respuestas de los voltajes de salida del convertidor IDDB se muestran en la Figura 4.6. Los voltajes v_{c1}, v_{c2} son iguales en todo momento y muy cercanos al valor de referencia deseado. Se observa del análisis realizado en el capítulo anterior que el valor del voltaje de salida v_{out} , es mayor a los voltajes en cada uno de los capacitores v_{c1}, v_{c2} , como se sabe del convertidor IDDB que el voltaje de salida es aproximadamente igual a $v_{out} = v_{c1} + v_{c2} - v_p$.

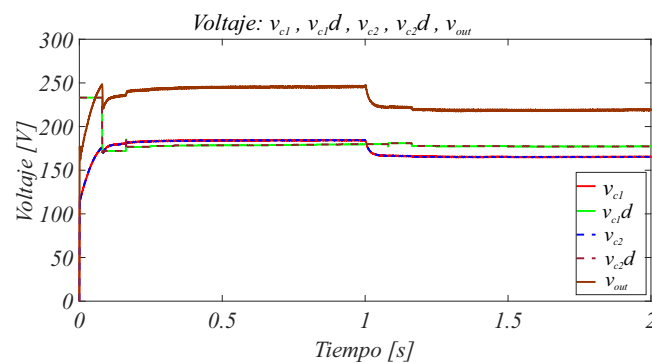


Figura 4.6: Voltaje de salida del convertidor IDDB; $v_{c1}, v_{c1d}, v_{c2}, v_{c2d}, v_{out}$.

En la Figura 4.7 se muestran los valores estimados \hat{R}_1, \hat{R}_2 , los cuales corresponden al valor de impedancia que existe entre el convertidor IDDB y el inversor trifásico. A los 0.1 segundos el valor de cada una de las impedancias presentan ligeras variaciones debido a los cambios en el voltaje de entrada v_p , a los cambios en los voltajes de salida v_{c1}, v_{c2} y a las variaciones en las corrientes que fluyen por los inductores i_1 e i_2 .

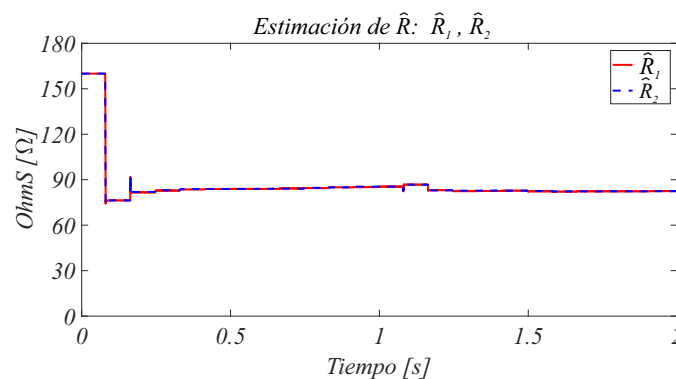


Figura 4.7: Estimación de resistencia del convertidor IDDB; \hat{R}_1, \hat{R}_2 .

En la Figura 4.8 se muestran los voltajes y corrientes generados por el inversor trifásico de cinco niveles. Nótese que a pesar de que no se realiza la precarga de los capacitores flotados del inversor, se observa como la técnica de modulación PS-PWM realiza y mantiene el balance en el voltaje de los capacitores de forma natural.

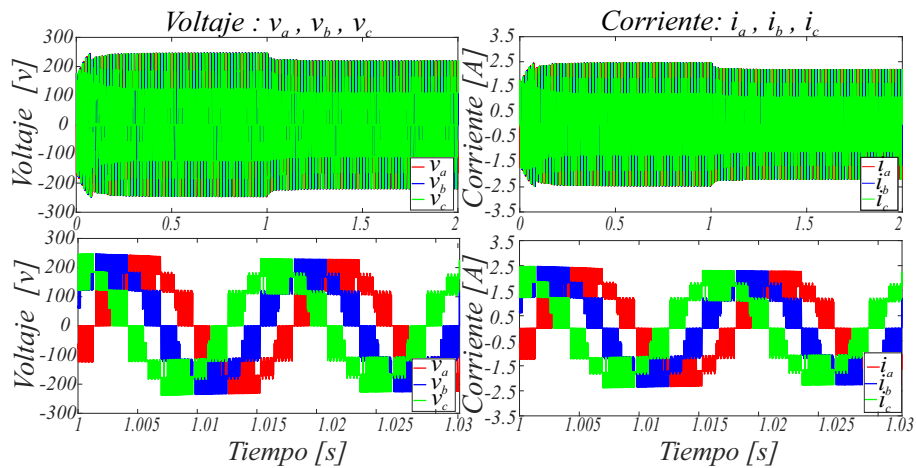


Figura 4.8: Respuesta de voltaje y corriente del inversor de cinco niveles de capacitores flotantes.

De los resultados obtenidos en la simulación se concluye que el modelo obtenido en (2.7)-(2.11) es válido, y el control propuesto en (3.17) tiene un buen desempeño.

En la siguiente sección se presentan los resultados obtenidos de las pruebas experimentales llevadas a cabo para probar el desempeño del control.

4.3. Resultados experimentales

Las pruebas se realizan en la plataforma mostrada en la Figura (4.2), los experimentos se llevaron a cabo el día 24 de febrero del 2020, en la tabla 4.3 se muestra la hora en que se realizaron, la irradiancia y temperatura del arreglo fotovoltaico, y el tiempo que tarda el sistema en bombear 950l de agua.

4.3.1. Prueba 1

Los resultados se obtienen mediante la interfaz de PSIM DSP osciloscopio que nos permite visualizar y almacenar un máximo de ocho variables, debido a ésta limitante, para esta prueba se elige monitorear las variables: $i_1, i_2, v_{c1}, v_{c2}, u_1, u_2$ y los valores promedios de $\hat{R}L$ y \hat{v}_p .

Tabla 4.3: Pruebas realizadas.

Prueba	Hora	Irradiancia	Temperatura	Tiempo de llenado
Prueba 1	09:00	670W/m ²	34.4°C	593s
Prueba 2	11:00	1042W/m ²	43.8°C	258s
Prueba 3	12:00	1383W/m ²	49.3°C	231s
Prueba 4	13:00	1167W/m ²	48.6°C	246s

En el intervalo [0s – 35s] el interruptor principal se mantiene abierto, a los 35 segundos éste se cierra pero no se activa el control MPPT de manera que el sistema opera en lazo abierto, posteriormente, a los 37 segundos se activa el control MPPT y permanece hasta los 627 segundos cuando es desactivado al mismo tiempo que el interruptor principal y finalizando así la prueba.

En la Figura 4.9 se muestra las respuesta de las corrientes i_1 e i_2 en los inductores L_1 , L_2 respectivamente. En el intervalo [35s – 37s] la corriente promedio en los inductores es de 2.33A, a los 37 segundos la bomba comienza a elevar el agua y la corriente en ambos inductores se incrementa hasta 3.6A, la corriente desciende gradualmente hasta tomar un valor promedio de 3.25A a los 54 segundos, y ésta se mantiene hasta finalizar la prueba. Cabe señalar que el reparto de corriente en ambos inductores se hace de manera equitativa, además, se tiene un rizo de corriente menor a 0.4A.

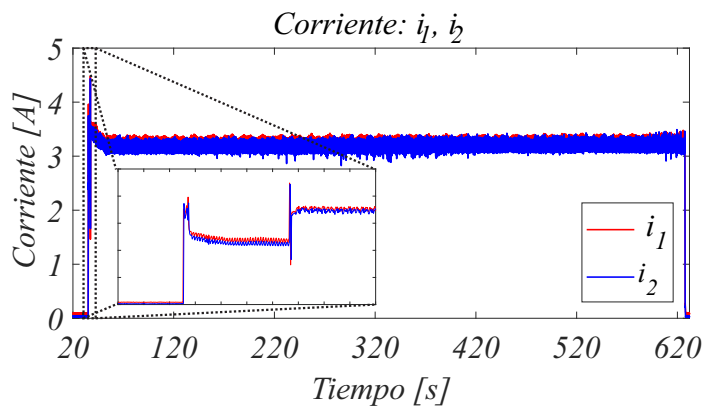


Figura 4.9: Prueba 1. Respuesta en el tiempo de las corrientes en los inductores i_1 e i_2 .

En la Figura 4.10 se muestra la respuesta del voltaje estimado (valor promedio) del arreglo fotovoltaico, se observa que en el intervalo [37s – 54s] durante el arranque del

motor, el voltaje del panel alcanza un valor máximo de $103V$ disminuyendo gradualmente a $92V$, a los 300 segundos se observa un incremento gradual hasta finalizar la prueba con un voltaje de $96V$.

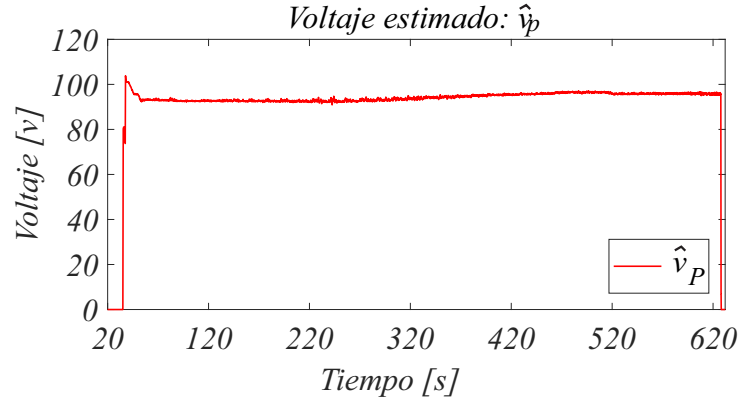


Figura 4.10: Prueba 1. Respuesta en el tiempo del valor promedio de \hat{v}_p .

En la Figura 4.11 se muestra las respuesta de las entradas de control u_1, u_2 , ambas con una ganancia de $\gamma = 0.0002$, con la que se asegura que el convertidor IDDB extrae del arreglo fotovoltaico la potencia necesaria para el accionamiento de la bomba centrífuga, aún cuando se presenta una baja irradiancia. También, se observa que los valores de u_1 y u_2 no son iguales, esto implica que una rama del convertidor requiere de un ciclo de trabajo mayor para lograr la tarea el reparto de potencia.

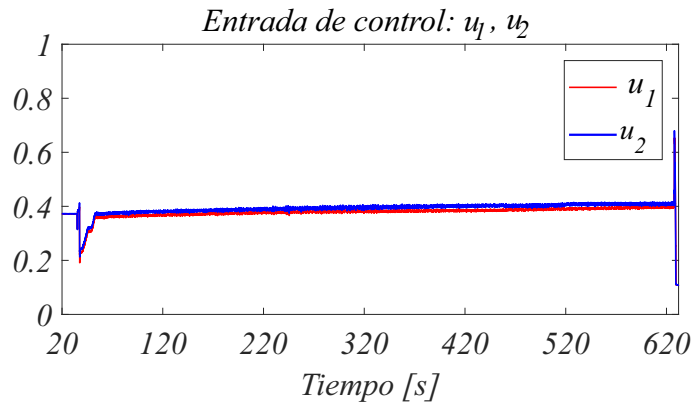


Figura 4.11: Prueba 1. Respuesta en el tiempo de las entradas de control u_1 y u_2 .

En la Figura 4.12 se muestra la respuesta de los voltajes en los capacitores de salida v_{c1} y v_{c2} , así como también el voltaje de salida del convertidor calculado mediante la ecuación $v_{out} = v_{c1} + v_{c2} - \hat{v}_p$. El voltaje de los capacitores en el intervalo $[35s - 37s]$ tiene un valor de $131V$, siendo este el voltaje del panel. Después de activado el control

de MPPT, el voltaje en los capacitores aumenta a 150V, mientras el voltaje de salida tiene un valor promedio de 200V, estos se mantiene hasta el segundo 300, donde los voltajes de los capacitores y el de salida presenta un incremento gradual hasta finalizar la prueba con un voltaje de 160V y 220V, respectivamente. Este incremento se debe a cambios en el valor estimado de \hat{R}_L y al incremento del voltaje \hat{v}_p

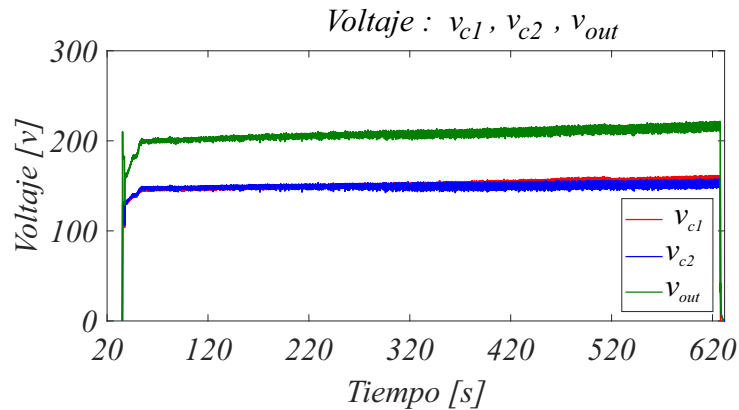


Figura 4.12: Prueba 1. Respuesta en el tiempo de los voltajes v_{c1} , v_{c2} y v_{out} .

En la Figura 4.13 se muestra la respuesta de la impedancia estimada (valor promedio) entre el convertidor IDDB y el motor de inducción, se observa que durante el intervalo [37s – 54s] cuando la bomba comienza a elevar el agua, la impedancia obtiene sus valores mas bajos [53Ω – 95Ω], por lo tanto la demanda de corriente es mayor. Después de los 54 segundos la impedancia se eleva gradualmente debido al calentamiento de los semiconductores y el motor de la bomba, finalizando con un valor de 115Ω.

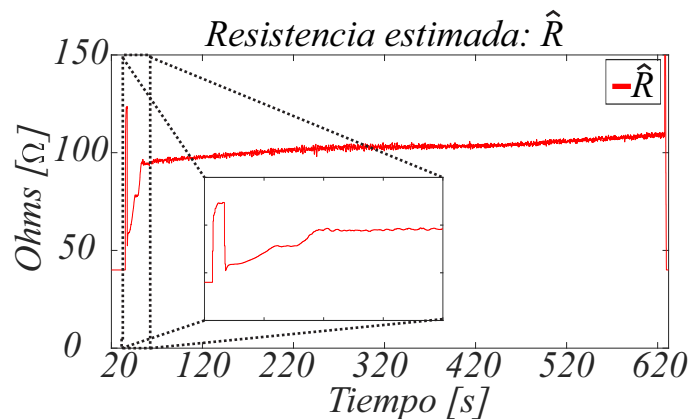


Figura 4.13: Prueba 1. Respuesta en el tiempo de la estimación de la impedancia de carga del convertidor \hat{R} .

4.3.2. Prueba 2

En esta prueba se elige monitorear las variables: i_1 , i_2 , i_p , v_{c1} , v_{c2} , u_1 , u_2 y el valor promedio de \hat{v}_p . En el intervalo $[0s - 35s]$ el interruptor principal se mantiene abierto, a los 35 segundos éste se cierra pero no se activa el control MPPT de manera que el sistema opera en lazo abierto, posteriormente, a los 37 segundos se activa el control MPPT y permanece hasta los 293 segundos cuando es desactivado al mismo tiempo que el interruptor principal y finalizando así la prueba.

En la Figura 4.14 se muestra la respuesta de las corrientes i_1 , i_2 e i_p , en el intervalo $[35s - 37s]$ la corriente promedio i_p es de $3.8A$, después del segundo 37 la corriente i_p alcanza un valor promedio de $8.27A$ con un rizo de corriente de $3A$ y se mantiene hasta finalizar la prueba, este valor es muy cercano al valor IMPP. Por otro lado, las corrientes en ambos inductores mantienen un valor promedio de $3.45A$ con un rizo de corriente de $0.4A$.

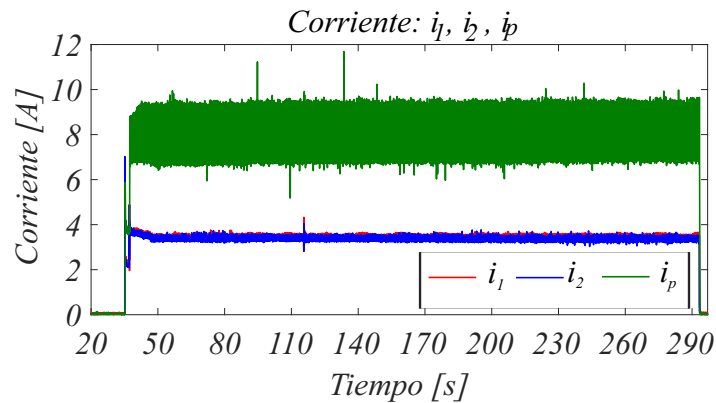


Figura 4.14: Prueba 2. Respuesta en el tiempo de las corrientes i_1 , i_2 e i_p .

En la Figura 4.15 se muestra el voltaje estimado (valor promedio) del arreglo fotovoltaico, se observa que el voltaje alcanza un valor máximo de $112V$ a los 37 segundos, éste disminuye gradualmente a $101V$ y se mantiene hasta los 115 segundos cuando ocurre una perturbación exógena desconocida provocando que el voltaje del panel descienda hasta $85V$, el control MPPT se adapta y a los 119 segundos el voltaje v_p mantiene un valor promedio de $99V$ hasta finalizar la prueba.

En la Figura 4.16 se muestra la respuesta de las entradas de control u_1 , u_2 , ambas con una ganancia de $\gamma = 0.0002$, con la que se asegura que el convertidor IDDB extrae del

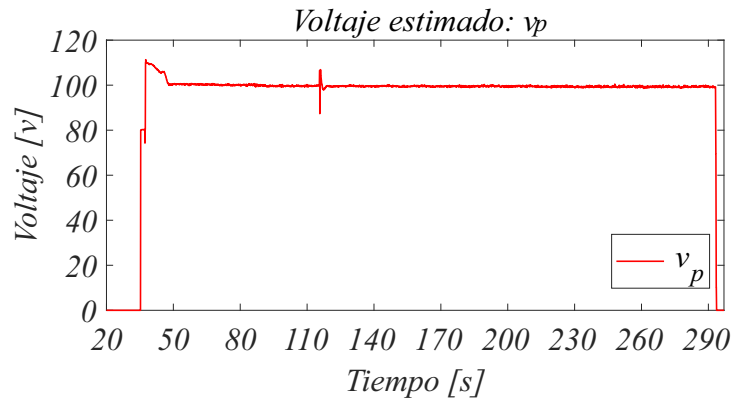


Figura 4.15: Prueba 2. Respuesta en el tiempo del valor promedio de \hat{v}_p .

arreglo fotovoltaico la potencia necesaria para el accionamiento de la bomba centrífuga, aún cuando se presentan perturbaciones exógenas desconocidas. Además, logra el reparto equitativo de potencias entre ambos módulos del convertidor IDDB.

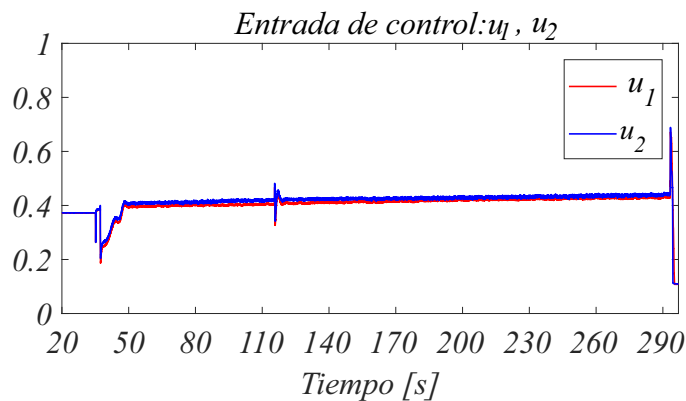


Figura 4.16: Prueba 2. Respuesta en el tiempo de las entradas de control u_1 y u_2 .

En la Figura 4.17 se muestra la respuesta de los voltajes en los capacitores de salida v_{c1} y v_{c2} , así como también el voltaje de salida del convertidor calculado mediante la ecuación $v_{out} = v_{c1} + v_{c2} - \hat{v}_p$. Después de activado el control de MPPT, el voltaje en los capacitores aumenta a $170V$, mientras el voltaje de salida tiene un valor promedio de $240V$, los voltajes de los capacitores y el de salida presenta un incremento gradual hasta finalizar la prueba con un voltaje de $180V$ y $290V$ respectivamente.

En la Figura 4.18 se muestra la curva característica I-V del arreglo fotovoltaico, la Figura 4.18 muestra el punto A, el cual corresponde al consumo de potencia del sistema sin control de MPPT. También, en la Figura 4.18 se muestra el punto B correspondiente al consumo de potencia del sistema con control de MPPT. El sistema tiene un mejor

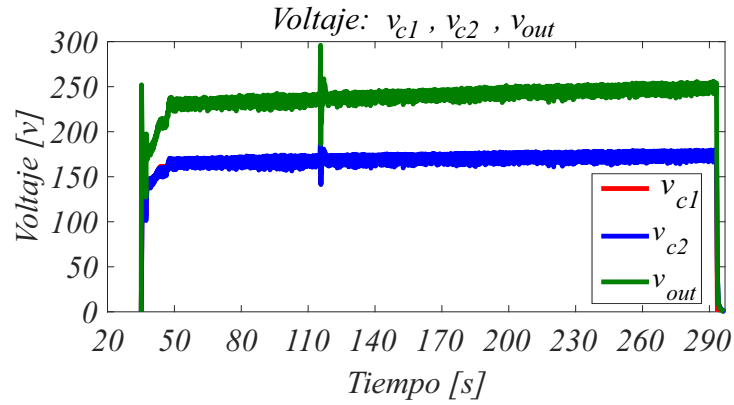


Figura 4.17: Prueba 2. Respuesta en el tiempo del voltaje v_{c1} , v_{c2} y v_{out} .

aprovechamiento de la potencia disponible en el punto B, lo que hace evidente los beneficios del control MPPT. La eficiencia del sistema se obtiene con la relación entre la potencia a la entrada del convertidor IDDB ($P_{panel} = V_p i_p$) y la potencia activa medida por el HIOKI, de ahí que la eficiencia del sistema durante en esta prueba es del 92.35 %.

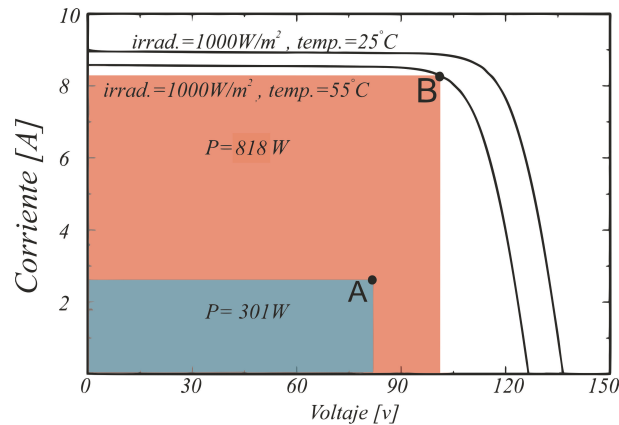


Figura 4.18: Prueba 2. A potencia de panel sin MPPT, B potencia de panel con MPPT.

4.3.3. Prueba 3

En esta prueba se elige monitorear las variables: i_1 , i_1 , v_{c1} , v_{c2} , \hat{v}_{p1} , \hat{v}_{p2} , \hat{R}_1 , \hat{R}_2 . Además, se usa el medidor de potencia HIOKI *Power quality analyzer* 3197 para las mediciones de voltaje, corriente, potencia y THD del inversor multinivel.

En el intervalo $[0s - 35s]$ el interruptor principal se mantiene abierto, a los 35 segundos éste se cierra pero no se activa el control MPPT, de manera que el sistema opera en lazo abierto, posteriormente, a los 37 segundos se activa el control MPPT y permanece hasta

los 261 segundos cuando es desactivado al mismo tiempo que el interruptor principal y finalizando así la prueba.

En la Figura 4.19 se muestra la respuesta de las corrientes i_1 e i_2 en los inductores L_1 , L_2 , en el intervalo $[35s - 37s]$ la corriente promedio en los inductores es de $2.33A$, a los 37 segundos se activa el control del MPPT y la corriente en ambos inductores se incrementan hasta $3.56A$ hasta finalizar la prueba. Cabe señalar que el reparto de corriente en ambos inductores se hace de manera equitativa, además, se tiene un rizo de corriente menor a $0.4A$

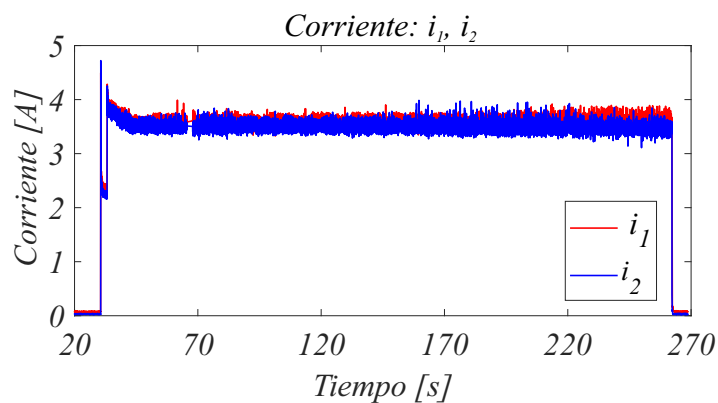


Figura 4.19: Prueba 3. Respuesta en el tiempo de las corrientes i_1 e i_2 .

En la Figura 4.20 se muestra la estimación de \hat{v}_{p1} y \hat{v}_{p2} . En el intervalo $[37s - 47s]$, tiempo en el que la bomba requiere mayor potencia, el control MPPT sitúa el voltaje de panel en $115V$ valor muy cercano al VMPP. Cuando el motor opera a su potencia nominal, los voltajes v_{p1} y v_{p2} se mantienen en un valor promedio de $100V$ y $102V$ respectivamente. La variación en los valores estimados se debe a cuestiones no modeladas como la red snubber y el diodo propio del convertidor, así como las pérdidas en los inductores y los interruptores. En consecuencia, es necesaria la estimación y retroalimentación de ambos valores para lograr que el reparto de potencia sea equitativo.

En la figura 4.21 se muestra la estimación de \hat{R}_1 y \hat{R}_2 . El valor de estos parámetros variantes en el tiempo se adaptan en línea a las variables de referencia dadas en (3.11), con esto se consigue un reparto equitativo de corrientes en los inductores y que ambos capacitores de salida tengan un mismo voltaje, es decir un reparto de potencia equilibrado. Además, la estimación de este parámetro hace posible la eliminación de la

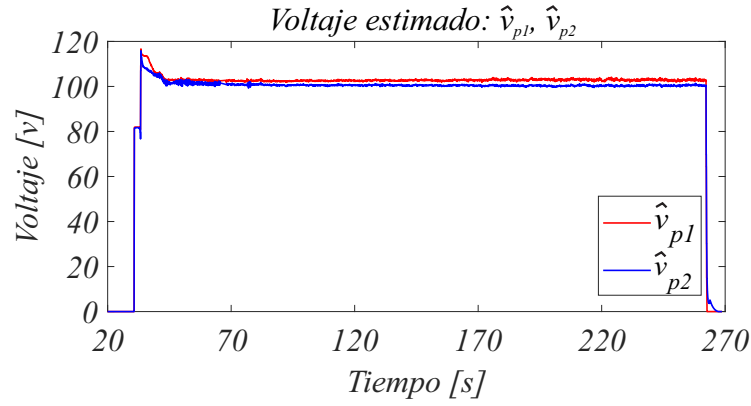


Figura 4.20: Prueba 3. Respuesta en el tiempo de la estimación de \hat{v}_{p1} y \hat{v}_{p2} .

resistencia de carga del convertidor, al mismo tiempo, hace robusto al control basado en pasividad ante cambios de carga.

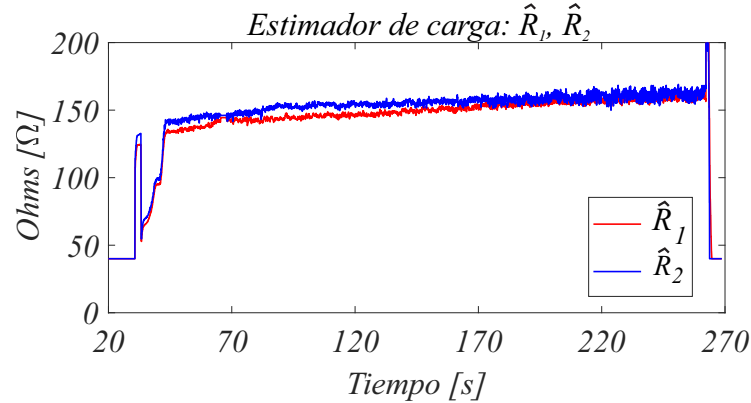


Figura 4.21: Prueba 3. Respuesta en el tiempo de la estimación de \hat{R}_1 y \hat{R}_2 .

En la Figura 4.22 se muestra la respuesta de los voltajes en los capacitores de salida v_{c1} y v_{c2} , así como también el voltaje de salida del convertidor calculado mediante la ecuación $v_{out} = v_{c1} + v_{c2} - \hat{v}_p$. El voltaje de los capacitores en el intervalo $[35s - 37s]$ tiene un valor de $130V$, siendo este el voltaje del panel. Después de activado el control de MPPT, el voltaje en los capacitores aumenta a $190V$, mientras el voltaje de salida tiene un valor promedio de $280V$, los voltajes de los capacitores y el de salida, presenta un incremento gradual hasta finalizar la prueba con un voltaje de $200V$ y $300V$ respectivamente. Este incremento se debe a cambios en el valor estimado de \hat{R}_1 y \hat{R}_2 .

En la figura 4.23 se muestran los voltajes rms y corrientes rms del inversor multinivel durante la prueba, así como también el voltaje y corriente pico-pico en los intervalos $[20s - 20.31s]$ y $[256s - 256.31s]$, se puede observar que: la señal generada presenta un

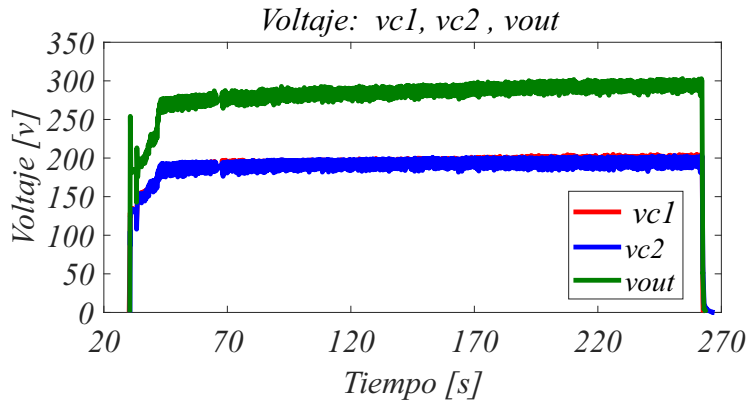


Figura 4.22: Prueba 3. Respuesta en el tiempo del voltaje v_{c1} , v_{c2} y v_{out} .

gran parecido a la señal sinusoidal deseada tanto en corriente como en voltaje desde el segundo 20.08 y se mantiene hasta finalizar la prueba. También en la Figura 4.23 se aprecia el pico de corriente que demanda el motor para el arranque, posteriormente la corriente se establece en el valor nominal del motor.

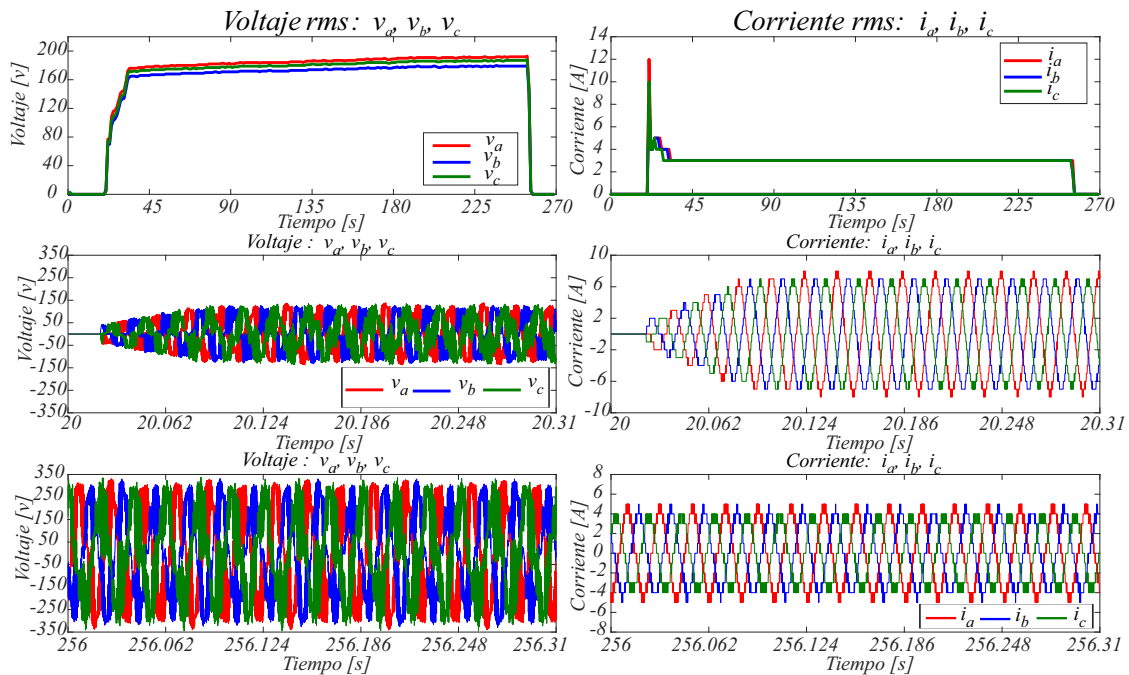


Figura 4.23: Prueba 3. voltajes y corrientes obtenidos con el medidor HIOKI.

En la figura 4.24 se aprecia la gran ventaja de emplear un inversor multinivel, sin la necesidad de un control en lazo cerrado o filtros en la salida del convertidor, se obtiene un THD menor al 6.2% tanto en corriente como en voltaje, valor muy cercano al establecido por la norma IEEE519

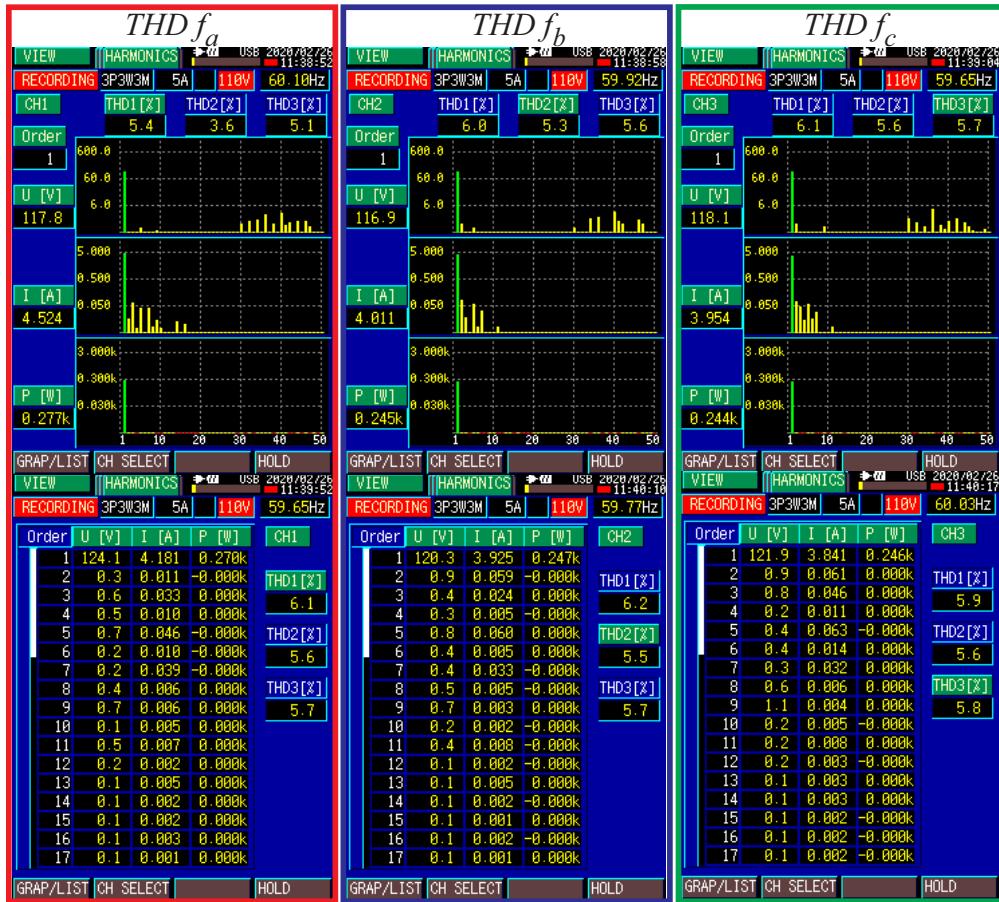


Figura 4.24: Prueba 3. Medición de THD obtenidos con el medidor HIOKI.

4.3.4. Prueba 4

En esta prueba se elige monitorear las variables: i_1 , i_2 , i_m , v_{c1} , v_{c2} , u_1 y los valores promedios de \hat{R}_1 y \hat{v}_{p1} . Además, se usa el medidor de potencia HIOKI *Power quality analyzer* 3197 para las mediciones de voltaje, corriente, potencia y THD del inversor multinivel.

En el intervalo $[0s - 35s]$ el interruptor principal se mantiene abierto, a los 35 segundos éste se cierra pero no se activa el control MPPT de manera que el sistema opera en lazo abierto, posteriormente, a los 37 segundos se activa el control MPPT y permanece hasta los 281 segundos cuando es desactivado al mismo tiempo que el interruptor principal y finaliza la prueba.

En la Figura 4.25 se muestra la respuesta de las corrientes i_1 , i_2 en los inductores L_1 , L_2 , así como la corriente de panel i_p , en el intervalo $[35s - 37s]$ la corriente promedio en los inductores es de 2.25A, a los 37 segundos la corriente en ambos inductores se

incrementan hasta $3.8A$, esta se mantiene hasta finalizar la prueba, además, la corriente promedio i_p se mantiene en $8.37A$, este valor es muy cercano al IMPP deseado. Cabe señalar que el reparto de corriente en ambos inductores se hace de manera equitativa, además, se tiene un rizo de corriente menor a $0.4A$.

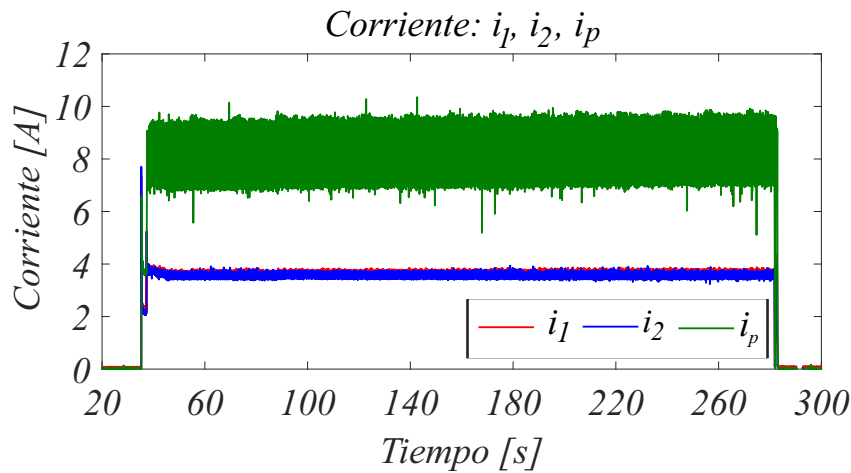


Figura 4.25: Prueba 4. Respuesta en el tiempo de las corrientes i_1 , i_2 y i_p .

En la Figura 4.26 se muestra el voltaje estimado (valor promedio) del arreglo fotovoltaico, se observa que el control MPPT en el intervalo $[37s - 47s]$ sitúa el voltaje del panel en un valor de $117V$ y disminuye hasta $105V$, éste se mantiene hasta finalizar la prueba.

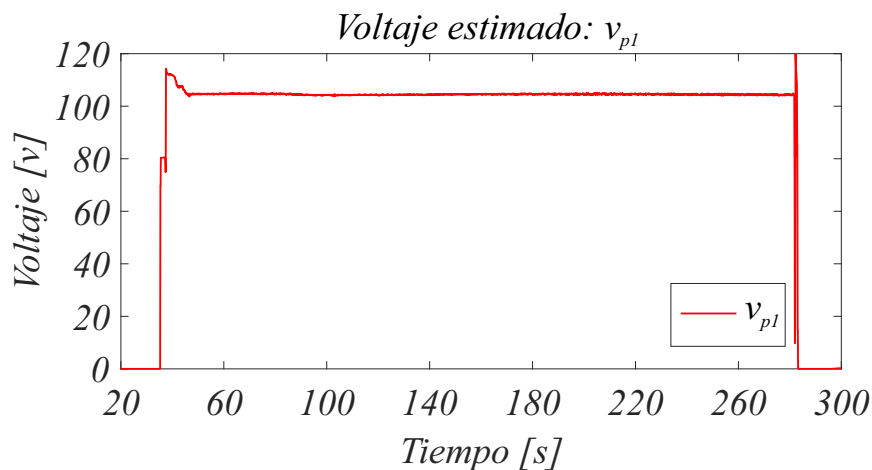


Figura 4.26: Prueba 4. Respuesta en el tiempo de \hat{v}_{pl}

En la Figura 4.27 se muestra la respuesta de la entrada de control u_1 , con una ganancia de $\gamma = 0.0002$, con la que se asegura que el convertidor IDDB extrae del arreglo fotovoltaico la potencia necesaria para el accionamiento de la bomba centrífuga.

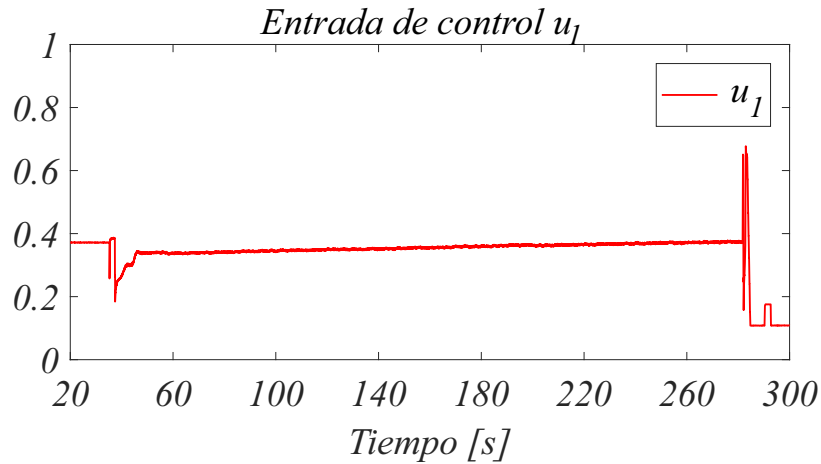


Figura 4.27: Prueba 4. Respuesta en el tiempo de la entrada de control u_1 .

En la Figura 4.28 se muestra la respuesta de los voltajes en los capacitores de salida v_{c1} y v_{c2} , así como también el voltaje de salida del convertidor calculado mediante la ecuación $v_{out} = v_{c1} + v_{c2} - \hat{v}_p$. Después de activado el control de MPPT, el voltaje en los capacitores aumenta a 165V y el voltaje de salida tiene un valor promedio de 225V, los voltajes de los capacitores y el de salida presenta un incremento gradual hasta finalizar la prueba con un voltaje de 180V y 240V respectivamente.

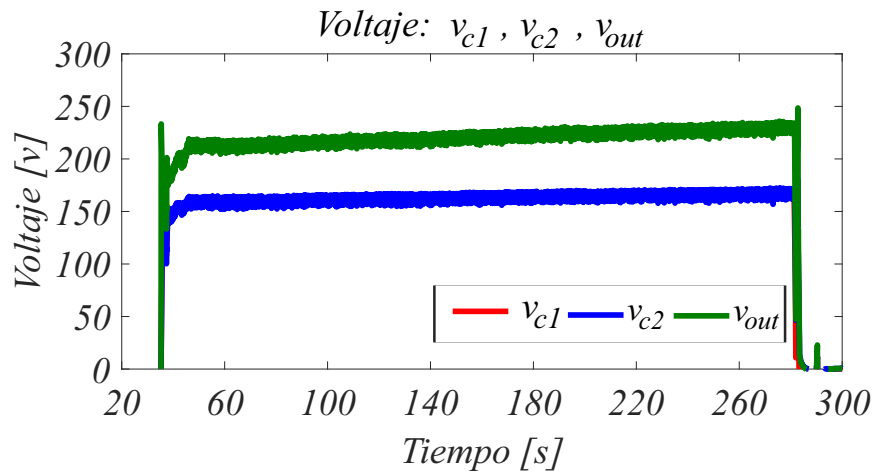


Figura 4.28: Prueba 4. Respuesta en el tiempo del voltaje; v_{c1} , v_{c2} y v_{out} .

En la Figura 4.29 se muestra el valor promedio estimado de la impedancia entre el convertidor IDDB y el motor de inducción, se observa que durante el intervalo $[37s-54s]$ cuando la bomba comienza a elevar el agua, la impedancia obtiene sus valores mas bajos $[53\Omega - 86\Omega]$, por lo tanto la demanda de corriente es mayor. Después del segundo 54 la impedancia se eleva gradualmente debido al calentamiento de los semiconductores y

el motor de la bomba.

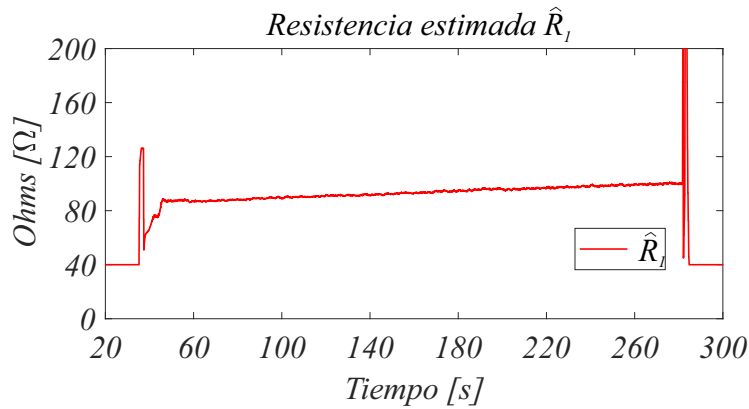


Figura 4.29: Prueba 4. Respuesta en el tiempo de la estimación de \hat{R}_1

En la Figura 4.30 se muestra la curva característica I-V del arreglo fotovoltaico, la Figura 4.30 muestra el punto A, el cual corresponde al consumo de potencia del sistema sin control de MPPT. También, en la Figura 4.30 se muestra el punto B correspondiente al consumo de potencia del sistema con control de MPPT. El sistema tiene un mejor aprovechamiento de la potencia disponible en el punto B, lo que hace evidente los beneficios del control MPPT. La eficiencia del sistema se obtiene con la relación entre la potencia a la entrada del convertidor IDDB ($P_{panel} = V_p i_p$) y la potencia activa medida por el HIOKI, de ahí que la eficiencia del sistema durante en esta prueba es del 90.2%.

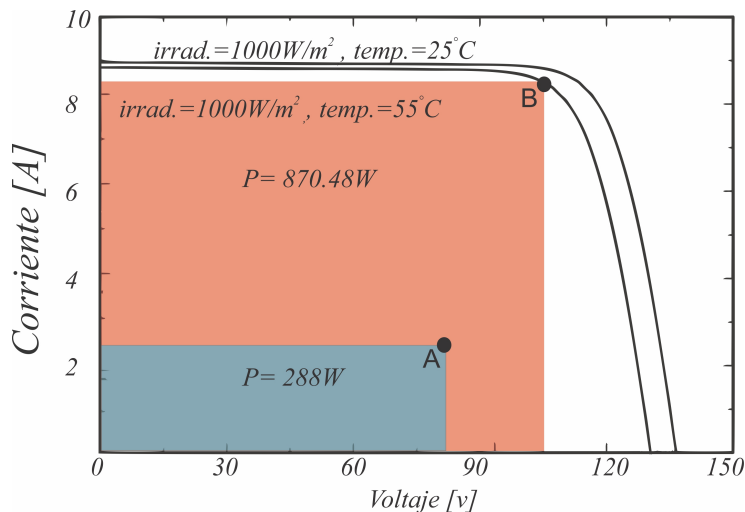


Figura 4.30: Prueba 4. A potencia de panel sin MPPT, B potencia de panel con MPPT.

En la figura 4.31 se muestran los voltajes rms y corrientes rms del inversor multinivel durante la prueba, así como también el voltaje y corriente pico-pico en los intervalos

[20.186s – 20.31s] y [256s – 256.31], se puede observar que: la señal generada presenta un gran parecido a la señal sinusoidal deseada tanto el corriente como en voltaje desde el segundo 20.248 y se mantiene hasta finalizar la prueba. También en la Figura 4.31 se aprecia el pico de corriente que demanda el motor para el arranque, posteriormente la corriente se establece en el valor nominal del motor.

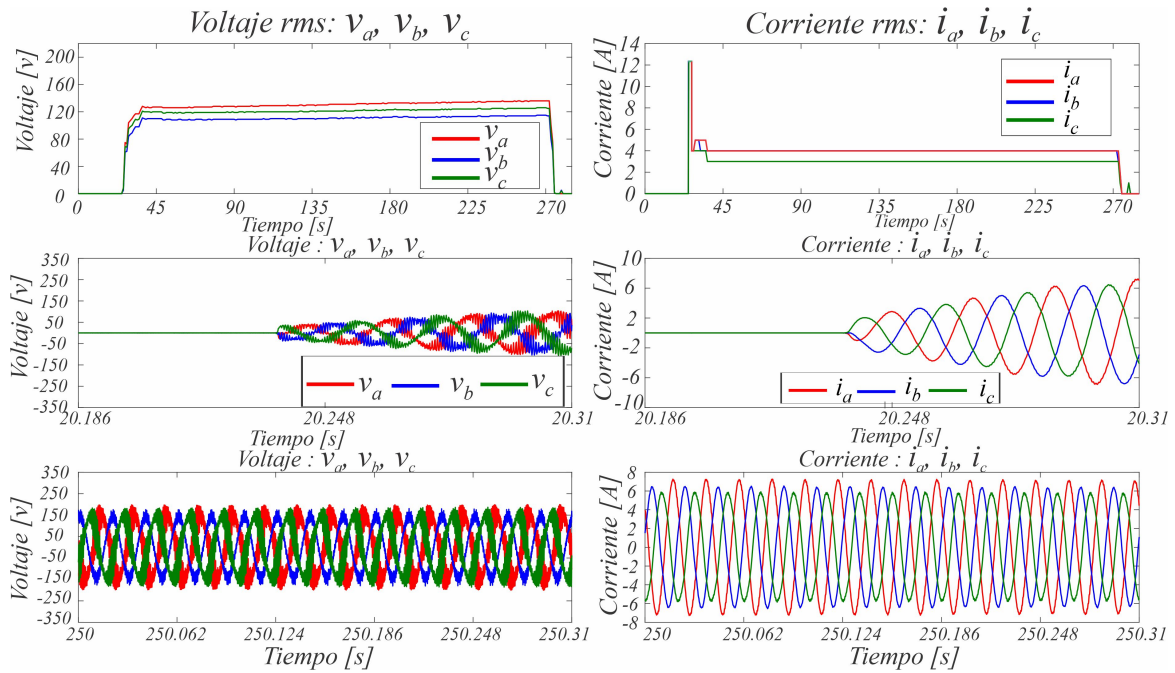


Figura 4.31: Prueba 4. voltajes y corrientes obtenidos con el medidor HIOKI.

En la figura 4.32 se aprecia una mejora en el porcentaje del contenido armónico tanto en voltaje como en corriente en comparación con la prueba 3. Con el resultado obtenido en la prueba 4, es evidente la mejora en la señal generada por el inversor multinivel gracias al aumento en la frecuencia de conmutación del inversor. Sin la necesidad de un control en lazo cerrado o filtros en la salida del convertidor se obtiene un THD menor al 2.4% tanto en corriente como en voltaje, el valor de THD se encuentra dentro de lo establecido por la norma IEEE519.



Figura 4.32: Prueba 4. THD obtenidos con el medidor HIOKI.

4.4. Análisis costo-beneficio del sistema de bombeo de agua solar propuesto

A continuación se realiza el análisis del costo-beneficio del sistema propuesto en el presente trabajo, de esta manera nos permite saber la viabilidad del proyecto, así como, el periodo de recuperación de la inversión realizada para la realización del proyecto. En la Tabla 4.4 se muestran los componentes empleados para el sistema propuesto, así como la inversión total.

En éste análisis se deben contemplar variables como: inversión inicial (43067.17 MXN: ver Tabla 4.4), costo por kWh (2.802 MXN), kWh generados al día (5.5). Por los resultados obtenidos experimentalmente, se sabe que el sistema propuesto es capaz de operar en sus valores nominales al menos durante cinco horas diarias. La fórmula

Artículo	Unidades	Precio unitario USD	Total USD
Mosfet STW28N60MZ	26	4.08	105.56
Inductor MCAP115018	2	4.16	8.32
Octocoplador	26	0.9	23.5
DPU01M-15	30	3.59	107.7
Mur 1540	6	1.31	7.86
HX-15P	3	17.25	51.75
Resistencia Snubber	2	0.508	1.016
Capacitor Snubber	2	0.834	1.668
Capacitor $470\mu F$ 350V	2	5.73	11.46
Capacitor $1000\mu F$ 350V	3	7.8	23.4
Inductor PA2670NL	1	4.6	4.6
SCW08B-12	1	20.77	20.77
Rele G2RL-14-E	1	5.55	5.55
ISO 124p	2	20.43	40.86
sensor de nivel	6	2	12
PCB sensores	2	0.4	0.8
PCB inversor	3	1.6	4.8
PCB IDDB	1	2.4	2.4
CD/CD buck	2	1.8	3.6
Bomba Pedrollo HF-05B	1	354.63	354.63
Panel 320W	1	204.16	204.16
panel 260W	3	178.64	534.72
Instalación hidráulica y eléctrica	1	506.83	506.83
FPGA XILINX XC6SLX16	1	16.12	16.12
DSP TMS320F28335	1	149	149
Total			2204.074 USD
Total			43067.17 MXN

Tabla 4.4: Inversión total del sistema propuesto.

empleada para determinar el periodo de recuperación es la siguiente:

$$\textit{Periodo de recuperación} = \frac{\textit{Inversion inicial}}{\textit{KWh} * \textit{dias del mes} * \textit{precio por KW} * \textit{Meses del año}} \quad (4.1)$$

Con lo anterior se obtiene el periodo de recuperación

$$\textit{Periodo de recuperación} = \frac{43067.17}{5.5 * 2.802 * 30 * 12} = 7.762 \quad (4.2)$$

El periodo de recuperación de la inversión total es de 7.762 años, menor al tiempo de vida útil del arreglo fotovoltaico de 25 años. Por lo tanto se concluye que el sistema propuesto es viable para ser instalado.

Capítulo 5

Conclusiones y trabajo futuro

5.1. Conclusiones

- Se presenta una implementación experimental de un algoritmo MPPT adaptativo basado en el controlador ESEDPOF con estimadores algebraicos para impulsar una bomba de agua con motor de inducción alimentado vía paneles solares fotovoltaicos.
- Se ha demostrado que el uso de convertidores IDDB puede mejorar el rendimiento de la tarea MPPT con alta eficiencia durante todo el cambio en la carga de salida. Además, el MPPT basado en el controlador ESEDPOF y el estimador algebraico se han realizado, lo que resultó sin oscilaciones en el MPP y robusto cuando está sujeto a variaciones repentinas de carga.
- Sin el uso de un control para el seguimiento del punto de máxima potencia, sólo es posible obtener un 30 % de la potencia disponible del arreglo fotovoltaico. Por el contrario, con el control de MPPT propuesto se logra obtener la potencia necesaria para operar el motor de la bomba en su valor nominal, situando la corriente y voltaje en valores muy cercanos al de I_{mpp} y V_{mpp} respectivamente.
- Al emplear estimadores algebraicos del parámetro de carga \hat{R} , es posible omitir la resistencia de carga del convertidor IDDB, cuando éste se acopla a un inversor para el accionamiento de un motor de inducción.
- Se demuestra la efectividad del controlador ESEDPOF para realizar de manera

simultanea la tarea de reparto de potencia entre ambos módulos del convertidor IDDB y el el seguimiento del máximo punto de potencia.

- El rendimiento del inversor multinivel en términos de calidad de energía y distorsiones armónicas se demostró y analizó con el medidor de potencia HIOKI, lo que resultó en el cumplimiento del estándar IEEE-519.
- El uso de un inverso trifásico multinivel de capacitores flotantes en el sistema de bombeo solar impacta directamente en la eficiencia del sistema. Ya que este presenta bajas pérdidas por conmutación en los dispositivos semiconductores, así como un mejor aprovechamiento de la energía disponible, aún sin la necesidad de un control en lazo cerrado.
- En relación con el bombeo de agua, considerando las 5 horas en que la bomba opera en su valor nominal se tiene un promedio de $230l/min$, lo que equivale a $69m^3$ al día. De acuerdo a datos de la Organización de las Naciones Unidas para la Alimentación y la Agricultura, sólo se requieren entre 50 y 100 litros al día para satisfacer las necesidades básicas. De modo que, el sistema propuesto es capaz de bombear el agua suficiente para 690 personas al día.

5.2. Trabajo futuro

- Se propone un rediseño digital del control ESEDPOF para el seguimiento del MPP, para ser implementado en conjunto con el modulador multinivel en un mismo dispositivo FPGA.
- Se considera necesario el control en lazo cerrado del inversor trifásico multinivel para incrementar la eficiencia del sistema completo, para esto se propone la técnica de control ADRC.

Bibliografía

- [1] Z. A. Smith, *Renewable and Alternative Energy Resources: A Reference Handbook*, ser. Contemporary world issues. ABC-CLIO, 2008.
- [2] F. L. Tofoli, D. d. C. Pereira, W. Josias de Paula, and D. d. S.únior@, “Survey on non-isolated high-voltage step-up dc–dc topologies based on the boost converter,” *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 10, pp. 2044–2057, 2015.
- [3] J. Rodriguez, J. S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug 2002.
- [4] L. He and C. Cheng, “A flying-capacitor-clamped five-level inverter based on bridge modular switched-capacitor topology,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7814–7822, Dec 2016.
- [5] Renu, B. Bora, K. Yadav, M. Bangar, A. Kumar, and O. S. Sastry, “Analysis of temperature effect on optimum sizing of solar photovoltaic water pumping system,” in *2015 IEEE 42nd Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*, June 2015, pp. 1–4.
- [6] H. Wang, J. Su, C. Nayar, and P. Zhang, “Adaptive maximum power point tracker in photovoltaic grid-connected system,” in *The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, Jun 2010, pp. 374–377.
- [7] I. Moussa, A. Bouallegue, and A. Khedher, “New mppt algorithm modeling for photovoltaic emulator designed in fpga,” in *2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)*, Mar 2017, pp. 1–7.

- [8] K. Kaced, C. Larbes, S. M. Ait-Chikh, M. Bounabi, and Z. E. Dahmane, "Fpga implementation of pso based mppt for pv systems under partial shading conditions," in *2017 6th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, May 2017, pp. 150–155.
- [9] K. Shah, V. Krishnasamy, and S. Neeli, "Sliding mode assisted mppt technique using quadratic boost converter for solar pv based dc water pumping system," in *2017 International Conference on Intelligent Computing and Control (I2C2)*, Jun 2017, pp. 1–5.
- [10] J. Linares-Flores, J. Guerrero-Castellanos, R. Lescas-Hernández, A. Hernández-Méndez, and R. Vázquez-Perales, "Angular speed control of an induction motor via a solar powered boost converter-voltage source inverter combination," *Energy*, vol. 166, pp. 326–334, 2018.
- [11] N. Tummuru, M. K. Mishra, and S. Srinivas, "Fourth order coupled inductor boost converter topology for solar pv tracking applications," in *2013 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, 2013, pp. 1–6.
- [12] D. J. S. Newlin, R. Ramalakshmi, and S. Rajasekaran, "A performance comparison of interleaved boost converter and conventional boost converter for renewable energy application," in *2013 International Conference on Green High Performance Computing (ICGHPC)*. IEEE, 2013, pp. 1–6.
- [13] T. Xue, Z. Minxin, and Y. Songtao, "Maximum power point tracking for photovoltaic power based on the improved interleaved boost converter," in *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. IEEE, 2016, pp. 2215–2218.
- [14] D. Apablaza and J. Munoz, "Laboratory implementation of a boost interleaved converter for pv applications," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 14, no. 6, pp. 2738–2743, June 2016.
- [15] A. A. Bakar, W. M. Utomo, S. A. Zulkifli, E. Sulaiman, M. Z. Ahmad, and M. Jernal, "Dc-dc interleaved boost converter using fpga," in *2013 IEEE Conference on Clean Energy and Technology (CEAT)*, Nov 2013, pp. 98–101.

- [16] F. Khoucha, A. Benrabah, O. Herizi, A. Kheloui, and M. E. H. Benbouzid, “An improved mppt interleaved boost converter for solar electric vehicle application,” in *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, May 2013, pp. 1076–1081.
- [17] F. S. Garcia, J. A. Pomilio, and G. Spiazzi, “Modeling and control design of the six-phase interleaved double dual boost converter,” in *2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2010*, Nov 2010, pp. 1–6.
- [18] H. Hatsuyado and N. Hoshi, “Characteristics comparison of interleaved inductor-coupled double dual boost converters,” in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, Sep. 2015, pp. 1–9.
- [19] S. Choi, V. Agelidis, J. Yang, D. Coutellier, and P. Marabeas, “Analysis, design and experimental results of a floating-output interleaved-input boost-derived dc-dc high-gain transformer-less converter,” *Power Electronics, IET*, vol. 4, pp. 168 – 180, 02 2011.
- [20] M. Kabalo, B. Blunier, D. Bouquain, M. G. Simões, and A. Miraoui, “Advanced hybrid dual loop control for multi-phases interleaved floating dc-dc converter for fuel cell applications,” in *2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Oct 2012, pp. 1–8.
- [21] M. Y. Hammoudi, O. Kraa, R. Saadi, M. Y. Ayad, S. Bacha, and A. Boukhlof, “Non linear control of a fuel cell interleaved boost converter using weighted mixed sensitivity h,” in *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, Oct 2018, pp. 1–5.
- [22] Z. Boussada, O. Elbeji, and M. Benhamed, “Different topologies and control techniques of multi level inverter: A literature survey,” in *2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)*, March 2017, pp. 1–5.
- [23] S. Thanakodi, N. S. M. Nazar, and B. S. P. Tzen, “Comparison between three phase three and five level of flying capacitor multilevel inverter,” in *AIP Conference Proceedings*, vol. 1883, no. 1. AIP Publishing LLC, 2017, p. 020046.

- [24] S. Farzana, Y. Sumith, and K. Ravisankar, "Performance enhancement of three phase induction motor by using multi level inverter," in *2017 International Conference on Innovative Mechanisms for Industry Applications (ICIMIA)*, Feb 2017, pp. 720–725.
- [25] S. S. Patil and R. M. Zende, "Solar powered water pumping system," in *2017 Third International Conference on Sensing, Signal Processing and Security (ICSSS)*, May 2017, pp. 186–190.
- [26] R. Antonello, M. Carraro, A. Costabeber, F. Tinazzi, and M. Zigliotto, "Energy-efficient autonomous solar water-pumping system for permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 43–51, Jun 2017.
- [27] G. Dadhich and V. Shrivastava, "Economic comparison of solar pv and diesel water pumping system," in *2017 International Conference on Information, Communication, Instrumentation and Control (ICICIC)*, Ago 2017, pp. 1–6.
- [28] B. Sreewirote, A. Noppakant, and C. Pothisam, "Performance and economic analysis of solar water pump system," in *2017 2nd International Conference Sustainable and Renewable Energy Engineering (ICSREE)*, May 2017, pp. 73–77.
- [29] J. Wang, H. Zhong, C. W. Tan, X. Chen, R. Rajagopal, Q. Xia, and C. Kang, "Economic benefits of integrating solar-powered heat pumps in a chp system," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, pp. 1–1, Jul 2018.
- [30] A. Ghoneim, "Design optimization of photovoltaic powered water pumping systems," *Energy conversion and management*, vol. 47, no. 11-12, pp. 1449–1463, 2006.
- [31] A. Al-Waeli, M. El-Din, A. H. Al-Kabi, A. Al-Mamari, H. A. Kazem, and M. T. Chaichan, "Optimum design and evaluation of solar water pumping system for rural areas," *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 7, no. 1, pp. 12–20, 2017.
- [32] M. A. Devi, K. Valarmathi, and R. Mahendran, "Ripple current reduction in interleaved boost converter by using advanced pwm techniques," in *2014 IEEE*

- International Conference on Advanced Communications, Control and Computing Technologies.* IEEE, 2014, pp. 115–119.
- [33] A. Thiagarajan, S. P. Kumar, and A. Nandini, “Analysis and comparison of conventional and interleaved dc/dc boost converter,” in *Second International Conference on Current Trends In Engineering and Technology-ICCTET 2014.* IEEE, 2014, pp. 198–205.
- [34] S. Choi, V. G. Agelidis, J. Yang, D. Coutellier, and P. Marabeas, “Analysis, design and experimental results of a floating-output interleaved-input boost-derived dc-dc high-gain transformer-less converter,” *IET Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 168–180, January 2011.
- [35] H. Márquez, *Nonlinear Control Systems: Analysis and Design*, 1st ed. Wiley-Interscience, 2003.
- [36] H. J. Sira-Ramirez and R. Silva-Ortigoza, *Control design techniques in power electronics devices.* Springer Science & Business Media, 2006.
- [37] H. Sira-Ramirez, “A general canonical form for feedback passivity of nonlinear systems,” *International Journal of Control - INT J CONTR*, vol. 71, pp. 891–905, 11 1998.
- [38] Y. Guo, J. Zhu, and M. R. Islam, *Power converters for medium voltage networks.* Springer, 2014.
- [39] S. A. G. S. A. V. M. I. Valla, *Multilevel Converters for Industrial Applications*, 1st ed., ser. Industrial Electronics. CRC Press, 2013.
- [40] L. S.A.Nasar, *Electromecánica y máquinas eléctricas*, 1st ed. México: LIMUSA, 1997.
- [41] W. Theodore, *Máquinas eléctricas y sistemas de potencia, drives and power systems*, 6th ed. México: Pearson Educación, 2007.
- [42] C. Mataix, *Mecánica de fluidos y máquinas hidráulicas*, segunda ed. Ediciones del Castillo, 1986.

- [43] J. Linares-Flores, H. Sira-Ramírez, E. Yescas-Mendoza, and J. Vásquez-Sanjuan, “A comparison between the algebraic and the reduced order observer approaches for on-line load torque estimation in a unit power factor rectifier-dc motor system,” *Asian Journal of Control*, vol. 14, no. 1, pp. 45–57, 2012.
- [44] J. Linares-Flores, A. H. Méndez, C. García-Rodríguez, and H. Sira-Ramírez, “Robust nonlinear adaptive control of a “boost” converter via algebraic parameter identification,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 8, pp. 4105–4114, 2013.
- [45] J. A. J. J. Abad, A. P. Sandoval-Garcia, J. Linares-Flores, J. F. Guerrero-Castellanos, P. Bañuelos-Sanchez, and M. A. Contreras-Ordaz, “Fpga implementation of passivity based control and output load algebraic estimation for transformerless multilevel active rectifier,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, pp. 1–1, 2018.
- [46] A. J. van der Schaft and A. Van Der Schaft, *L2-gain and passivity techniques in nonlinear control*. Springer, 2000, vol. 2.
- [47] H. Sira-Ramirez, “Are nonlinear controllers really necessary in power electronics devices?” in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*. IEEE, 2005, pp. 10–pp.
- [48] S. Diop and M. Fliess, “Nonlinear observability, identifiability, and persistent trajectories,” in *[1991] Proceedings of the 30th IEEE Conference on Decision and Control*, Dec 1991, pp. 714–719 vol.1.
- [49] M. Fliess and H. Sira-Ramírez, “An algebraic framework for linear identification,” *ESAIM: Control, Optimisation and Calculus of Variations*, vol. 9, pp. 151–168, 2003.

Apéndice A

Diseño del Inversor multinivel de capacitores flotantes

Para el accionamiento del motor de CA con una fuente de alimentación en CD, se requiere de un inversor, se opta por la construcción de un inversor trifásico de 5 niveles. En la tabla A.1 se especifica los componentes elegidos para la construcción del inversor multinivel. Se eligen componentes que soporten el voltaje máximo de operación con la finalidad de evitar la precarga de los capacitores.

Tabla A.1: Componentes empleados para construcción de inversor.

Descripción	Valor nominal
24 Mosfet	STW28N60M2, 600, 22A
24 Optocoplador	PC923
9 Capacitor electrolitico	$82\mu F$, 400V
24 Convertidor CD/CD aislado	DPU01M-15

La Figura A.1 muestra una fotografía del inversor trifásico que se construye para accionar la bomba centrífuga. El inversor se diseña para una potencia total de $1.5kW$, con un voltaje de entrada de $350V$ y una corriente por fase de $4.5A$.

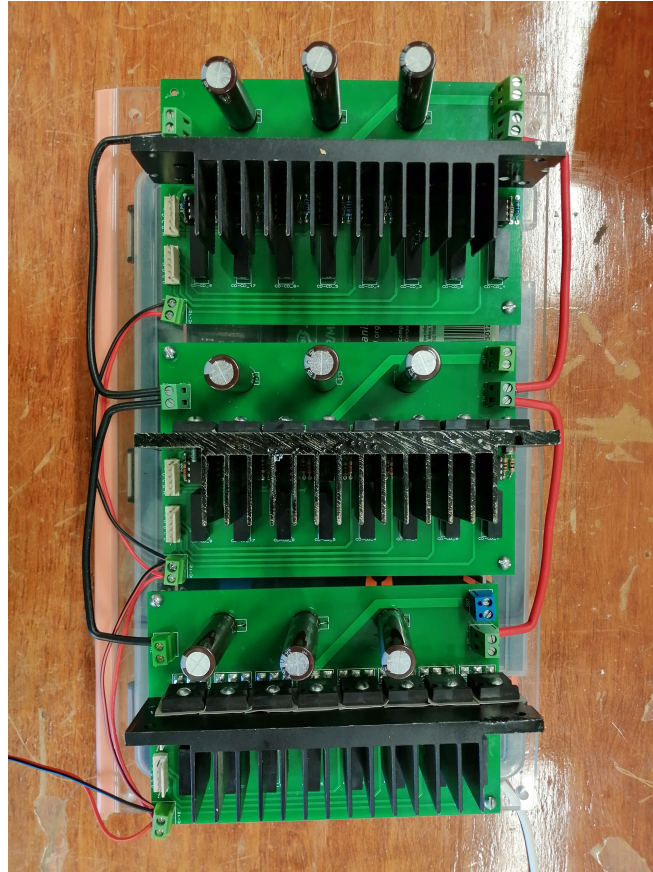


Figura A.1: Inversor de 5 niveles trifásico de capacitores flotantes.

A.1. Modulación SPWM para inversor trifásico de cinco niveles

Para la modulación del inversor trifásico de cinco niveles por medio de la técnica PSPWM se requiere de: cuatro señales triangulares con un desfase de 90° cada una respecto la anterior, y 3 señales sinusoidales con desfase de 120° cada una respecto la anterior con una misma frecuencia. Se requiere de un total de 24 PWM para la modulación del inversor, motivo por el cual se decide implementar dicha modulación en un dispositivo FPGA.

La Figura A.2 muestra un esquema del proyecto desarrollado con el software Xilinx ISE Design Suite 9.2 para la modulación PSPWM. Se aprecian 6 bloques principales, los cuales se describen a continuación.

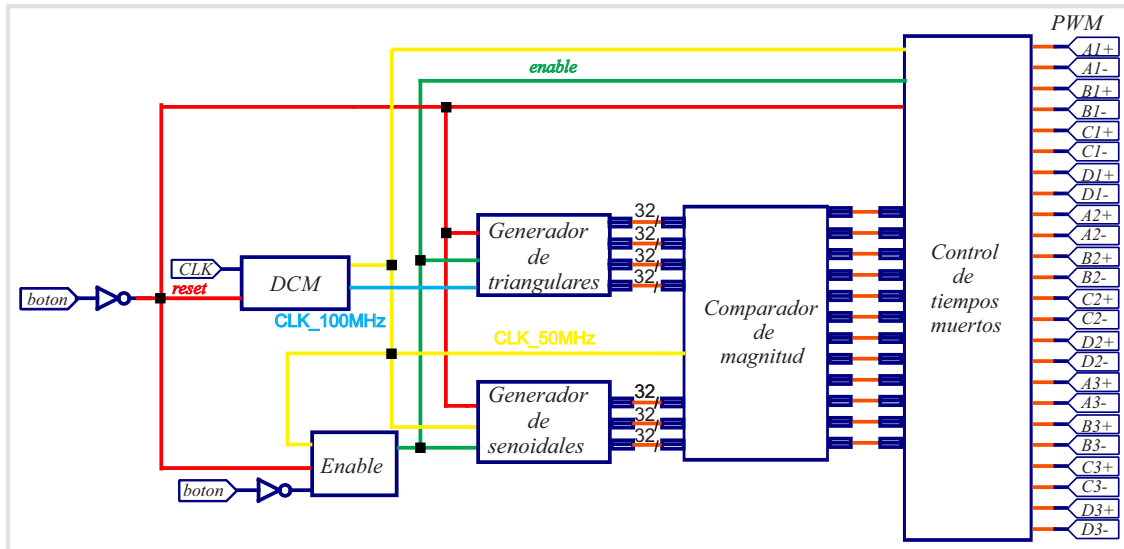


Figura A.2: Diagrama a bloques de la modulación PSPWM desarrollada en ISE XI-LINX.

DCM, ENABLE

DCM. Generado con la herramienta IP-CORE, este módulo nos permite tener distintos valores de frecuencia con un desfase casi nulo a partir de una señal de reloj. El FPGA cuenta con una frecuencia de reloj de $50MHz$, con la ayuda de este módulo es posible obtener una frecuencia máxima de $100MHz$, frecuencia empleada para las señales triangulares.

Enable. Este módulo nos permite evitar los rebotes mecánicos que se generan al presionar un push boton. Cuando se detecta que se presionó el botón, el módulo mantiene su salida en uno lógico, siendo este el que habilita la operación de los módulos, al presionarlo nuevamente su salida permanecerá en cero y todos los módulos regresaran a sus valores iniciales deteniendo su operación.

Generador de señales triangulares

Las señales triangulares generadas tienen un rango entre $[-1, 1]$, se generan dos memorias ROM con la herramienta de IP-CORE, en estas memorias se almacenan 1000 datos correspondientes al segmento $[0, \pi/2]$. Por lo tanto, en un periodo completo de la señal se tienen 4000 muestras.

Debido a que sólo se cuenta con $1/4$ de la señal triangular, se emplea un contador asCendente-desCendente con rango de $[0, 999]$, y una máquina de control indica al

módulo que recibe el dato leído de la ROM cuando se debe cambiar el signo del dato adquirido. De esta manera se logra obtener una señal triangular con 4000 muestras por periodo.

Teniendo en cuenta que las 4 señales se deben generar con un desfase de 90° respecto a la señal anterior, también, es conocido que la señal de 180° es la negada de 0° y la señal de 270° es la negada de 90° . Por tanto, sólo con generar las señales de 0° y 90° , y empleando un módulo que entrega el valor de la señal pero con signo contrario, es posible generar las 4 triangulares requeridas con sus respectivos desfases. La señal triangular se trabaja con una frecuencia de 6250Hz determinada por un contador, el cual envía un pulso cada 40ns al contador que controla la dirección que debe ser leída de la ROM.

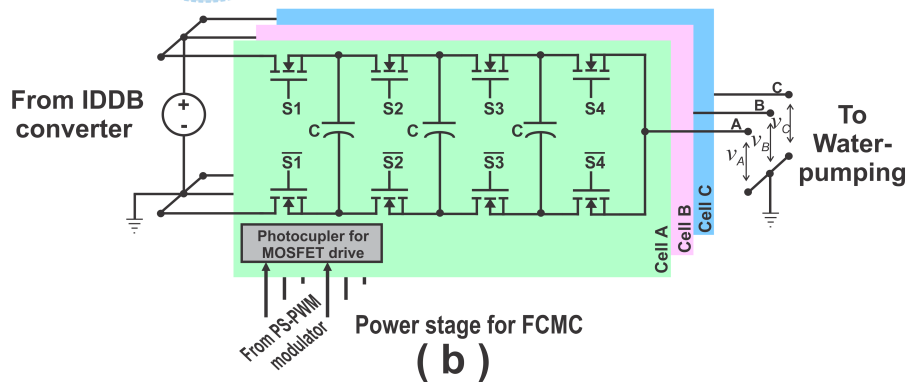
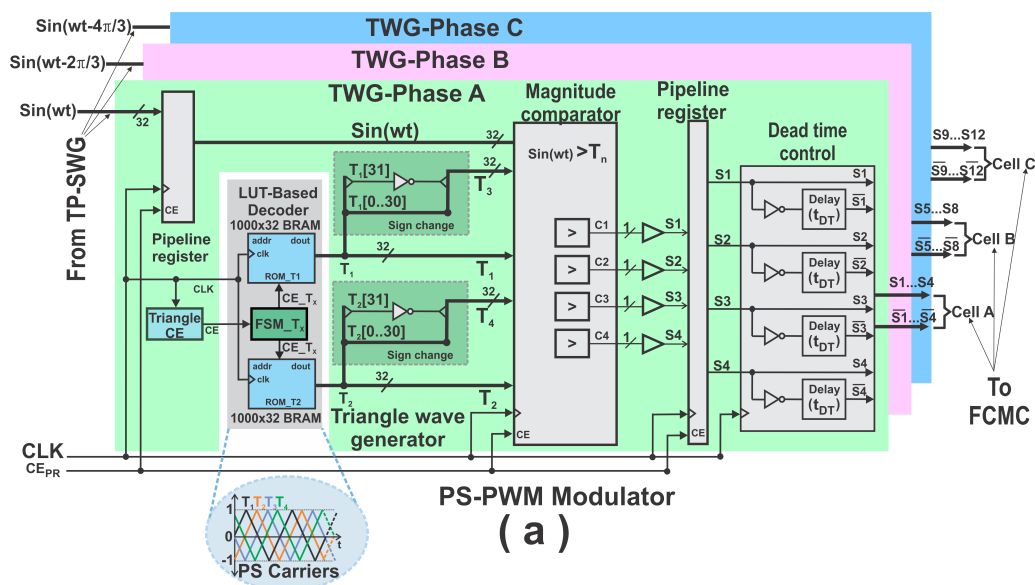


Figura A.3: Generador de forma de onda triangular y etapa de potencia.

Generador de señales sinusoidales

Al igual que en las señales triangulares, se generan memorias ROM con 1000 muestras tras del segmento $[0, \pi/2]$ de la señal sinusoidal con un rango de $[-1, 1]$. Se emplea la misma técnica con un contador y un módulo de control para obtener una señal completa de 4000 muestras por periodo.

A diferencia de las señales triangulares, el desfase entre las señales debe ser de 120° , de modo que no es posible generar 2 señales a partir de una misma memoria, en este caso se emplearon tres memorias ROM. Para lograr los desfases entre las señales se inicializan los contadores que controlan la dirección a ser leída en un valor calculado para obtener el desfase deseado. Para lograr que la señal se genere a una frecuencia de 60Hz , se emplea un contador que manda un pulso cada 4ms al contador que controla la dirección que debe ser leída.

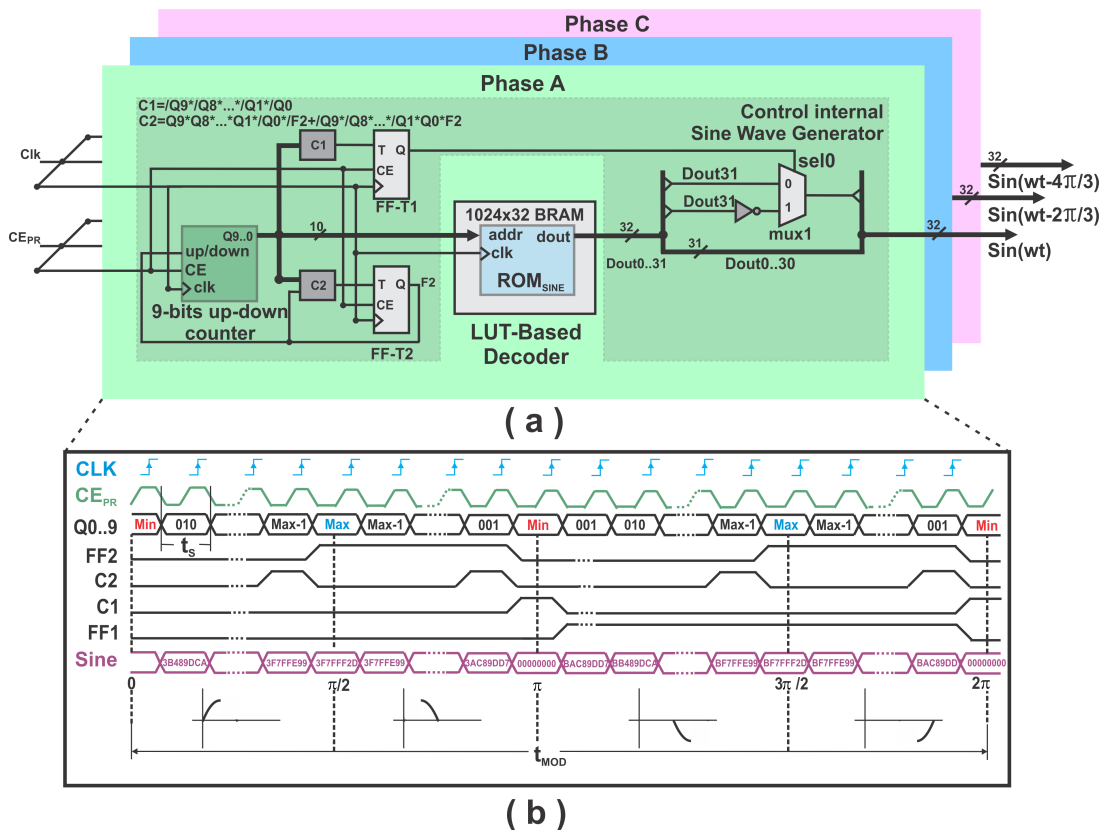


Figura A.4: Generador de forma de onda sinusoidal trifásica y diagrama de tiempo.

Comparador de magnitud

Una vez que se tienen las 4 señales triangulares y las 3 señales sinusoidales, estas deben ser comparadas. Los módulos generados con el IP-CORE reciben dos datos de 32 bits en el estándar IEEE 754 y entregan en su salida un valor de 1 cuando el dato1 (señal sinusoidal) es mayor al dato2 (señal triangular), de cualquier otra manera su salida permanecerá en 0. De manera que, al comparar cada senoide con cada una de las cuatro triangulares se obtienen 12 señales PWM.

Control de tiempos muertos

Como se explico anteriormente, en una rama del inversor hay 8 transistores, para el control de los mismos se generan 4 PWM y sus negados. A consecuencia de que los transistores tienen un retardo en el tiempo de encendido y apagado, se crea un módulo que recibe una señal de PWM y nos entrega la misma señal con su negado, con la condición que al ocurrir un cambio de estado debe transcurrir un periodo de tiempo preestablecido para generar dicho cambio. En la tabla A.2 se muestra la secuencia a seguir para conseguir los tiempos muertos. De manera que este módulo nos entrega las 24 señales de PWM necesarias para el inversor trifásico de cinco niveles.

Tabla A.2: Tabla de verdad para secuencia de tiempos muertos.

PWM	X	Y
0	0	1
1	0	0
1	1	0
0	0	0

La tabla A.3 muestra el resumen de recursos usados del FPGA en la implementación de la modulación PSPWM.

Tabla A.3: Recursos del FPGA en la implementación de la modulación PSPWM.

Recursos de Hardware	Disponible	Consumidos	Porcentaje
Slice Registers	18224	990	5 %
Slice LUTs	9112	1232	13 %
Occuped Slices	2278	395	17 %
16-KByte RAM Blocks	32	10	31 %
DSP48A1s Slices	32	12	37 %

Apéndice B

Diseño de convertidor CD/CD tipo IDDB

Para el diseño del convertidor CD/CD tipo IDDB, es necesario el cálculo de los inductores y capacitores. Los parámetros para el diseño son: voltaje de entrada $120V$, voltaje de salida $310V$, voltaje de capacitor $215V$, frecuencia de conmutación $30kHz$, rizo de corriente en el inductor 1% y rizo de voltaje en el capacitor 1% , corriente de salida $5A$, potencia total del sistema $1.5kW$.

En primer lugar se debe calcular el valor del ciclo útil de trabajo (D) necesario para alcanzar el voltaje deseado en el capacitor del convertidor, el calculo es dado por,

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = 1 - \frac{120}{215} = 0.44 \quad (B.1)$$

Diseño del inductor

Para el caso de un ciclo de trabaja $D < 0.5$ las corrientes de los inductores en $t = T_s/2$ se tiene como:

$$i_{L1}\left(\frac{T_s}{2}\right) = \frac{1}{1-D}I_o + \frac{\Delta i_l}{2} - \frac{\Delta i_L}{1-D}(0.5 - D) \quad (B.2)$$

$$i_{L2}\left(\frac{T_s}{2}\right) = \frac{1}{1-D}I_o - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (B.3)$$

$$i_{in}\left(\frac{T_s}{2}\right) = \frac{1+D}{1-D}I_o - \frac{\Delta i_{in}}{2} \quad (B.4)$$

usando las ecuaciones (B.2) - (B.4) y considerando la corriente $I_{in} = I_{L1} + I_{L2} - I_o$, el rizo de la corriente de entrada se expresa como:

$$\Delta i_{in} = 2 \frac{\Delta i_L}{1-D} (0.5 - D) \quad (B.5)$$

el rizo de corriente en el inductor esta dado por:

$$\Delta i_L = \frac{(V_c - V_{in})(1-D)}{L} T_s \quad (B.6)$$

de las ecuaciones (B.5) y (B.6) se obtiene la ecuación para el valor de inductancia del convertidor:

$$L = \frac{2(0.5 - D)(V_c - V_{in})}{\Delta i_{in} f_s} \quad (B.7)$$

de manera similar se obtiene la inductancia para un ciclo de trabajo $D > 0.5$:

$$L = \frac{2V_{in}(D - 0.5)}{\Delta i_{in} f_s} \quad (B.8)$$

de la ecuación B.8 y considerando los parámetros de diseño se obtiene le valor de la inductancia,

$$L = \frac{2(0.5 - D)(V_c - V_{in})}{\Delta i_{in} f_s} = \frac{2(0.5 - 0.44)(215 - 120)}{1(30000)} = 380E^{-6} \quad (B.9)$$

Diseño del capacitor

Para el caso de un ciclo de trabajo $D > 0.5$ los voltajes de los capacitores para $t = DT_s$, se tienen como:

$$V_{c1}(DT_s) = \frac{1}{1-D} V_{in} - \frac{\Delta V_c}{2} \quad (B.10)$$

$$V_{c2}(DT_s) = \frac{1}{1-D} V_o + \frac{\Delta V_c}{2} - \frac{\Delta V_c}{D} (D - 0.5) \quad (B.11)$$

$$V_o(DT_s) = \frac{1+D}{1-D} V_{in} - \frac{\Delta V_o}{2} \quad (B.12)$$

considerando el voltaje en la carga como $V_o = V_{c1} + v_{c2} - V_{in}$ y las ecuaciones (B.10) - (B.12), el rizo de voltaje de salida se expresa como:

$$\Delta V_o = 2 \frac{\Delta V_c}{D} (D - 0.5) \quad (B.13)$$

el rizo de voltaje del capacitor es dado como sigue:

$$\Delta V_c = \frac{\Delta I_o D}{f_s C} \quad (\text{B.14})$$

de las ecuaciones (B.13) y (B.14), se obtiene la ecuación para determinar el valor del capacitor:

$$C = \frac{2I_o(D - 0.5)}{\Delta v_o f_s} \quad (\text{B.15})$$

de manera similar se calcula la capacitancia para un ciclo de trabajo $D < 0.5$:

$$C = \frac{2I_o D(0.5 - D)}{\Delta v_o f_s} \quad (\text{B.16})$$

con la ecuación B.15 y los parámetros de diseño se calcula el valor del capacitor.

$$C = \frac{2I_o D(0.5 - D)}{\Delta v_o f_s} = \frac{2(5)(0.44)(0.5 - 0.44)}{1(30000)} = 352E^{-6} \quad (\text{B.17})$$

Con base en los valores obtenidos en el diseño se eligen los siguientes componentes mostrados en la tabla B.1.

Tabla B.1: Componentes elegidos para el convertidor tipo elevador.

Mosfet	STW28N60M2
Capacitor	470 μ F, 350v
Diodo	MUR1540G
Inductor	DENO-25-0001
Optocoplador	PC923
Convertidor cd-cd aislado	DPU01M-15

En la Figura B.1 se muestra la construcción del convertidor tipo IDDB.

B.1. Implementación del control por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error exacto

La implementación del control se realiza en un procesador digital de señales (DSP) C2000 Delfino™ TMS320F28335 de la firma Texas Instruments. Se programa mediante un lenguaje visual gráfico, utilizando los módulos SimCoder del software PSIM. El

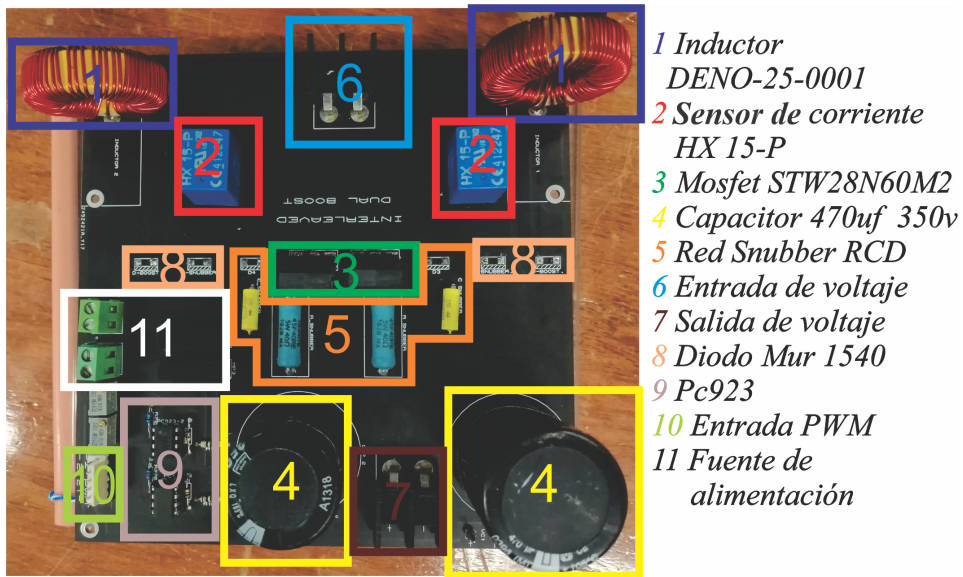


Figura B.1: Convertidor tipo IDDB construido.

software PSIM se encarga de generar el código correspondiente al control, posteriormente, a por medio del software Code Composer Studio se compila el programa y se ejecuta en la tarjeta DSP.

Lectura de señales analógicas

El control propuesto requiere la lectura de las variables i_1, i_2, v_{c1}, v_{c2} . Se hace el acondicionamiento de las señales obtenidas por los sensores para cumplir con los requerimiento del Convertidor Analógico Digital (ADC) de la tarjeta DSP. Este recurso se configura con el módulo “A/D converter”. En la Figura B.2 se muestran los bloques de programación en el entorno PSIM.

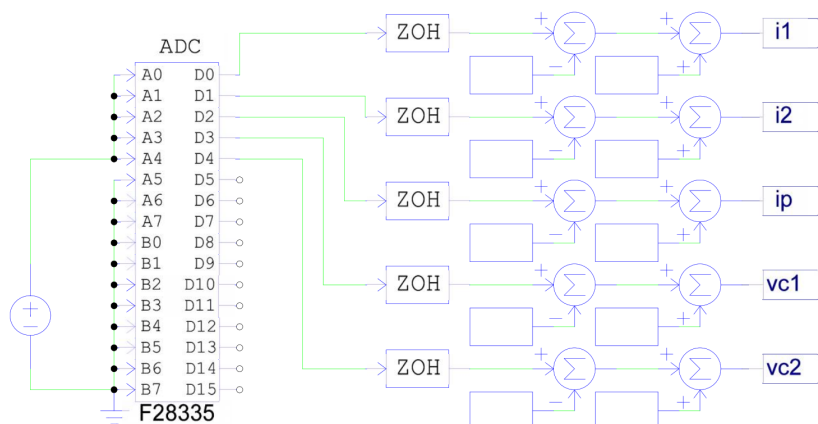


Figura B.2: Lectura de señales analógicas.

Estimadores algebraicos

La implementación de los estimadores es de vital importancia para el control propuesto. Los estimadores algebraicos requieren de la retroalimentación de todas las variables de estado del sistema, así como la entrada de control.

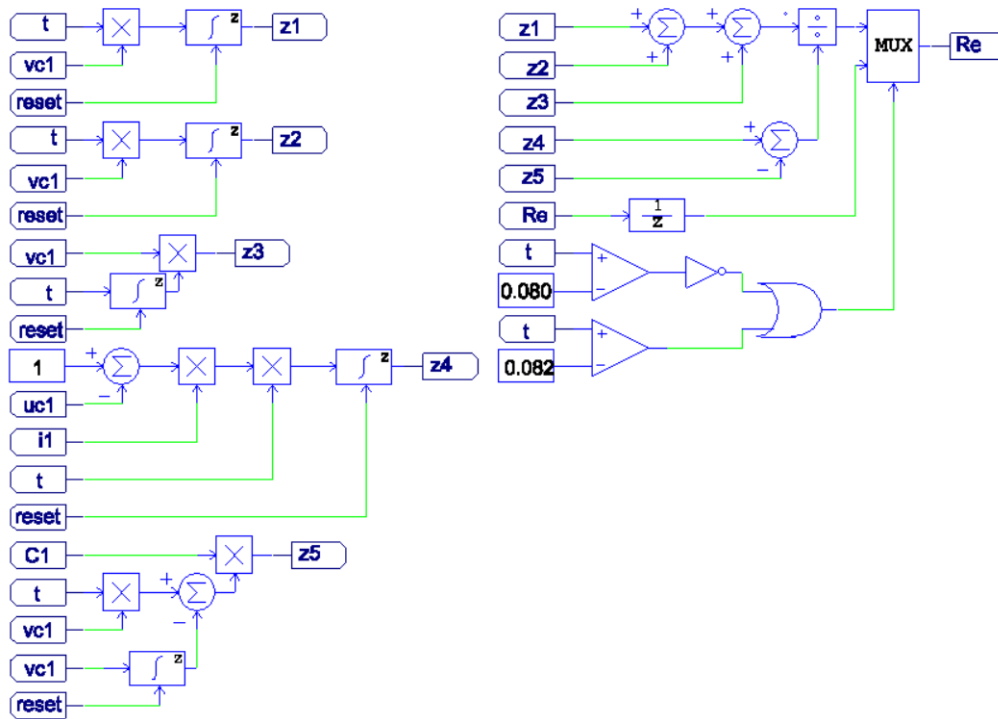


Figura B.3: Implementación de estimador algebraico \hat{R}_L en PSIM.

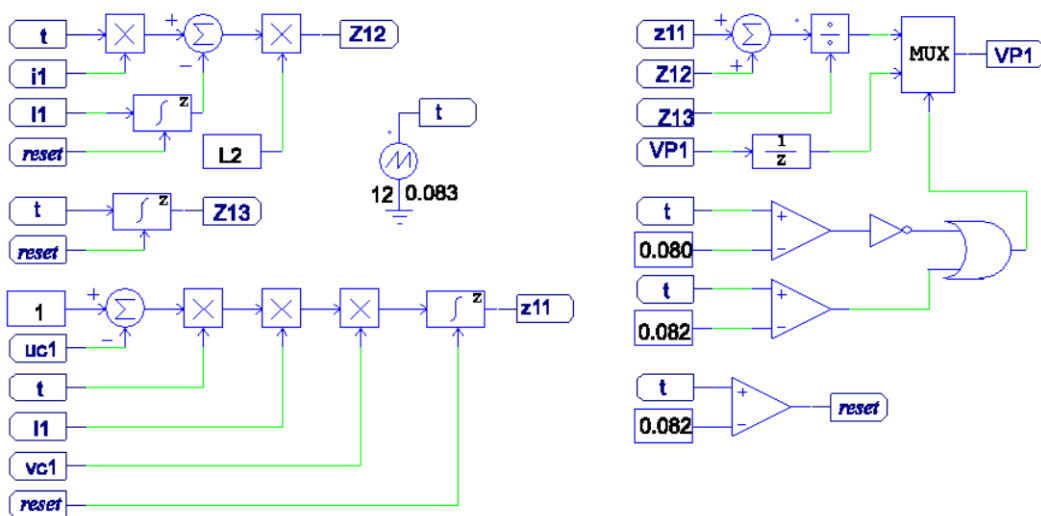


Figura B.4: Implementación de estimador algebraico \hat{v}_P en PSIM.

Control ESEDPOF para el seguimiento del MPP

EL control requiere de la retroalimentación de todos los estados del sistema, el error de los estados y los las referencias deseadas de los estados y el control.

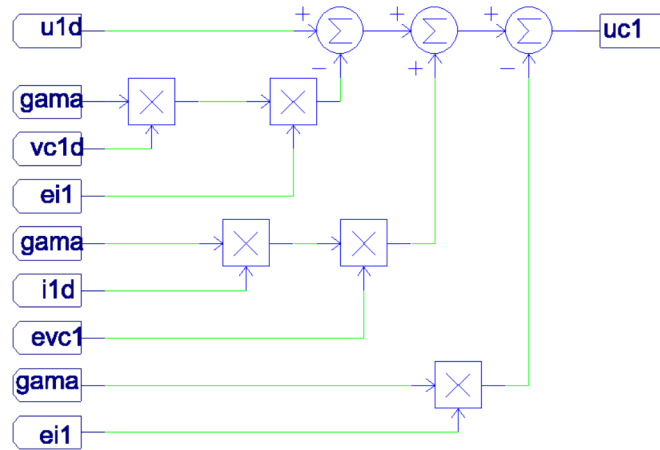


Figura B.5: Ley de control u_1 implementada en PSIM.

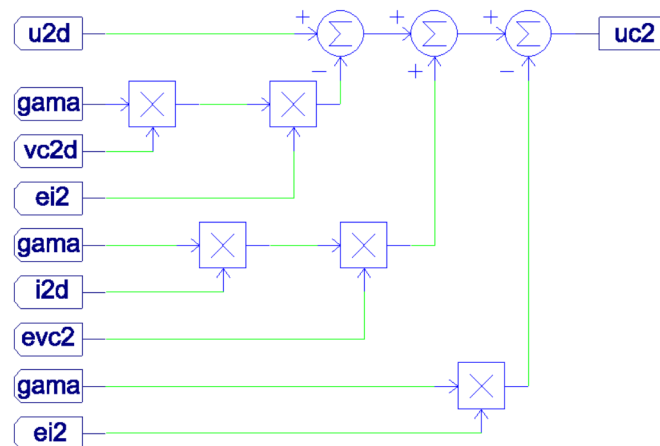


Figura B.6: Ley de control u_2 implementada en PSIM.

Referencias deseadas

La referencia de corriente y voltaje del panel se fijan en el punto MPP, mientras que las referencias de los voltajes y las entradas de control dependen de los valores obtenidos por los estimadores algebraicos.

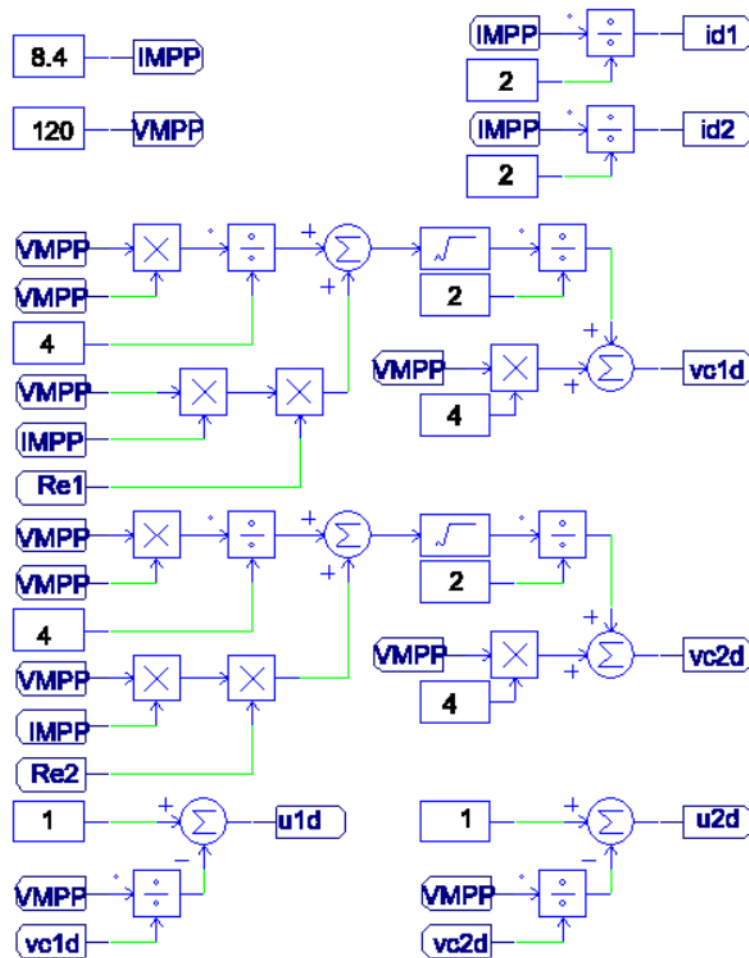


Figura B.7: Implementación de valores deseados.

Apéndice C

Publicación realizada

Control de Seguimiento Suave de Voltage Basado en Pasividad y Estimación Algebraica en línea del Parámetro de Carga de Salida del Convertidor Elevador Intercalado

C.G. Perez-Ibarra * J. Linares-Flores **
G. Curiel-Olivares *** A. Hernandez-Mendez ****
R.O. Garcia-Valladares †

* *Universidad Tecnológica de la Mixteca, Oaxaca, 69000 México*
(e-mail: cesarperez662@gmail.com)
** (e-mail: jlinares@mixteco.com.mx.)
*** (e-mail: gonzcuriel@gmail.com)
**** (e-mail: arturohm555@gmail.com)
† (e-mail: ruben.0702@hotmail.com)

Abstract: En este artículo se propone un control por retroalimentación de la salida pasiva del error exacto para un convertidor cd-cd tipo elevador intercalado, el valor de la resistencia de carga se calcula a través de un estimador algebraico en línea, el cual se adapta a las variables de referencia deseadas para cumplir con la tarea de regulación de voltaje a la salida del convertidor. Los resultados experimentales muestran el desempeño en la regulación de voltaje del controlador propuesto en lazo cerrado, así como la robustez ante cambios súbitos de la resistencia de carga. La implementación experimental del controlador se realizó en un procesador digital de señales TMS320F28335 de la firma Texas Instruments.

1. INTRODUCCIÓN

El nivel de voltaje de salida de la mayoría de las fuentes de energía eléctrica renovables es relativamente bajo, por lo que es conveniente siempre elevar este nivel, para ello se utilizan convertidores CD/CD tipo elevador Devi et al. (2014). Este convertidor debe ser eficiente con respecto a la conversión de energía entrada-salida, debe manejar medianas y altas potencias, así como un índice de conversión alto Thiyagarajan et al. (2014). Los convertidores CD/CD tipo elevador, su uso es muy común en aplicaciones donde se utilizan como interfaz entre el voltaje de salida de un sistema PV y un bus de CD para alimentar inversores trifásicos fuentes de voltaje Parveen and Rupesh (2016). Sin embargo, actualmente se utilizan los convertidores elevadores del tipo intercalado (CEI), esto por su enorme potencial para mejorar el rendimiento del convertidor tipo elevador en términos de eficiencia, tamaño, emisión electromagnética y respuesta transitoria Newlin et al. (2013). Un tipo de CEI consiste en la conexión de n líneas de entrada del convertidor. Donde, la corriente de entrada se reparte entre el número de inductores, n , manteniendo la potencia para el sistema completo Xue et al. (2016); Apablaza and Munoz (2016). Las señales de conmutación en el CEI se desfasan en función del número de líneas de entrada del convertidor. Si se tienen n líneas

de entrada en el convertidor, el desfase de cada señal es de $\frac{2\pi}{n}$ Apablaza and Munoz (2016). Este desfase en las señales de conmutación reduce el rizo de corriente en el inductor y el rizo de voltaje en el capacitor de salida, con respecto a un convertidor tipo elevador convencional. Esto también reduce las pérdidas en las etapas de filtrado, así como las pérdidas de conmutación Newlin et al. (2013).

Entre las diferentes aplicaciones y técnicas de control que se utilizan en los CEI, los autores del trabajo El Fadil et al. (2011) diseñan un controlador de voltaje para la salida del convertidor CEI, este controlador es no-lineal del tipo adaptable basado en la técnica Backstepping. También en este mismo trabajo, se estiman las variaciones de la carga, las cuales a su vez se retroalimentan para minimizar los efectos en el voltaje de salida del convertidor CEI. Por otra parte, Giral et al. (2000) operan un CEI utilizando un control por modos deslizantes. Donde, la topología presentada del circuito intercalado, muestra una nueva estructura escalonada, cuya dinámica del circuito en lazo cerrado es asintóticamente estable con un buen arranque y una excelente regulación de carga cuando se aplica un control por modos deslizantes del tipo auto-estabilizador al convertidor. De igual modo, Chen et al. (2017) y Somkun et al. (2015), implementan controladores del tipo PI y PID para regular el voltaje de salida del

CEI. Por otra parte, en implementaciones para sistemas PV que utilizan convertidores intercalados, Xue et al. (2016), Mathew and David (2017) y Parveen and Rupesh (2016), ellos realizan el seguimiento del máximo punto de potencia (MPPT) por medio de este tipo de convertidores, con excelentes resultados.

1.1 Contribuciones

En este trabajo se presenta un esquema de control de tipo adaptable de fácil diseño e implementación para regular el voltaje de salida de un Convertidor CD-CD tipo Elevador Intercalado (CEI). Dicho esquema de control se basa en la técnica de control por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica de seguimiento del error exacto (ETEDPOFC: por sus siglas en inglés *Exact Tracking Error Dynamics Passive Output Feedback Control*). Muchas aplicaciones de esta técnica de control para la regulación de voltaje y corriente en convertidores electrónicos de potencia se desarrollan en Linares-Flores et al. (2010), Flores et al. (2011) y Sira-Ramirez and Silva-Ortigoza (2006). Por otro lado, para disminuir el error de regulación del voltaje de salida en el convertidor CEI, bajo variaciones en el valor nominal de la carga de salida, se diseña un estimador algebraico en línea para estimar el valor de este parámetro, el cual se adapta a las variables de referencia deseadas del controlador. Esto, con la firme intención de disminuir los efectos de esas variaciones de la carga de salida del convertidor (CEI). La metodología para el diseño de los estimadores algebraicos se presenta en los trabajos publicados por: Linares-Flores et al. (2012), Linares-Flores et al. (2013) y Abad et al. (2018). De ahí, el objetivo principal del artículo es el desarrollo de un control de seguimiento suave de voltaje por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error exacto del Convertidor CD-CD tipo Elevador Intercalado, el cual elevará el voltaje de entrada de 150V a 190V de forma suave y manejará una carga de salida de una potencia nominal de 250W, la cual tendrá cambios súbitos de su valor nominal hasta del 40%.

Este artículo está organizado como sigue: la sección II describe el modelo dinámico promedio del convertidor CD-CD tipo elevador intercalado. La sección III trata el diseño del estimador algebraico utilizado para minimizar los efectos de los cambios súbitos en la carga de salida del convertidor. La sección IV está dedicada a describir el diseño del controlador por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica de seguimiento del error exacto, así como la demostración formal de estabilidad del sistema controlador-convertidor. La descripción de la plataforma experimental, así como los resultados experimentales obtenidos se presentan en la sección V. Finalmente algunas conclusiones y posibles desarrollos futuros se proporcionan en la sección VI.

2. MODELO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR ELEVADOR INTERCALADO

Dado el circuito eléctrico mostrado en la Fig. 2, y a través de las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff se obtiene el modelo dinámico en forma promedio del sistema convertidor CD-CD tipo elevador intercalado:

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_1}{dt} &= -(1 - u_{1av})v_c + E \\ L_2 \frac{di_2}{dt} &= -(1 - u_{2av})v_c + E \\ C \frac{dv_c}{dt} &= (1 - u_{1av})i_1 + (1 - u_{2av})i_2 - \frac{1}{\hat{R}}v_c \\ y &= v_c \end{aligned} \quad (1)$$

donde i_1 y i_2 son las corrientes que circulan por los inductores L_1 y L_2 respectivamente, E es el voltaje de alimentación del convertidor, C es el capacitor de salida, v_c es el voltaje de salida del convertidor, u_{1av} y u_{2av} representan las entradas de control promedio acotadas en el intervalo cerrado $[0, 1]$. \hat{R} es la resistencia de la carga de salida, la cual será estimada, sin embargo ésta tiene un valor inicial en el diseño para que el convertidor trabaje en el modo de conducción continuo.

Usando la notación matricial del sistema no lineal (1), éste se representa como un sistema *pasivo - disipativo*, Sira-Ramirez and Silva-Ortigoza (2006), de la siguiente forma:

$$A\dot{x} = J(u_{av})x - \eta x + \varepsilon \quad (2)$$

La matriz $J(u_{av})$ para toda u_{av} tiene la siguiente forma:

$$J(u_{av}) = J_o + \sum_{i=1}^m J_i u_{iav} \quad (3)$$

Las matrices J_i con $i = 1, 2, \dots, m \in R^{3 \times 3}$, es la matriz no disipativa, o más bien matriz conservativa, la cual es antisimétrica dependiente de las entradas de control promedio u_{iav} , η es una matriz disipativa que cumple con ser simétrica constante semi-definida positiva, $A = \text{diag}(L_1, L_2, C)$ es una matriz simétrica constante definida positiva, $x = (i_1, i_2, v_c) \in R^3$ es el vector de estados del sistema, y ε es un vector constante que contiene a la fuente de alimentación principal del convertidor. La matriz conservativa, la matriz disipativa y el vector ε , para el caso del modelo presentado en (1), estas son:

$$\begin{aligned} J(u_{av}) &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & -(1 - u_{1av}) \\ 0 & 0 & -(1 - u_{2av}) \\ (1 - u_{1av}) & (1 - u_{2av}) & 0 \end{pmatrix}, \\ \eta &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\hat{R}} \end{pmatrix}, \quad \varepsilon = \begin{pmatrix} E \\ E \\ 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

Mediante la energía promedio almacenada en el circuito, se verifica que el sistema sea *pasivo - disipativo*,

$$H(x) = \frac{1}{2}x^T A x = \frac{1}{2}[L_1 i_1^2 + L_2 i_2^2 + C v_c^2] \quad (5)$$

Donde la derivada de la energía total almacenada, está dada por:

$$\frac{dH(x)}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt} i_1 + L_2 \frac{di_2}{dt} i_2 + C \frac{dv_c}{dt} v_c \quad (6)$$

sustituyendo la dinámica del sistema (1) dentro de (6), se obtiene la siguiente ecuación

$$\frac{dH(x)}{dt} = E(i_1 + i_2) - \frac{v_c^2}{R} \leq E(i_1 + i_2) = uy \quad (7)$$

Donde u y y representan la entrada y salida del sistema, respectivamente. De ahí, por la definición 2.2 dada en van der Schaft and Van Der Schaft (2000), se verifica que el sistema (1) sea *pasivo - disipativo*.

2.1 Generación de las trayectorias de referencias deseadas

La dinámica de referencia deseada se calcula a partir del modelo promedio en su forma pasiva dada en (2), por lo tanto se tiene que:

$$A\dot{\bar{x}} = J(\bar{u}_{av})\bar{x} - \eta\bar{x} + b\bar{u}_{av} + \bar{\varepsilon} \quad (8)$$

de la ecuación (8), \bar{u}_{av} representa el valor nominal deseado de la entrada de control correspondiente al vector de estado de referencia $\bar{x}(t) = (\bar{i}_1, \bar{i}_2, \bar{v}_c)^T$, Las referencias deseadas son calculadas del sistema dado en (1) en términos de \hat{R} :

$$\bar{v}_c = v_d, \quad \bar{i}_{1,2} = \frac{v_d^2}{2E\hat{R}}, \quad \bar{u}_{1,2av} = 1 - \frac{E}{v_d} \quad (9)$$

Los valores nominales de cada una de las variables del convertidor junto con el valor nominal de las entradas de control, se usan para planear las trayectorias de referencia deseadas de las corrientes y voltaje de salida. El cálculo las trayectorias se realiza de la misma forma al trabajo publicado por Linares-Flores et al. (2010).

3. ESTIMADOR ALGEBRAICO EN LÍNEA DE LA RESISTENCIA DE CARGA DE SALIDA DEL CONVERTIDOR ELEVADOR INTERCALADO

Los valores deseados de corriente (\bar{i}_1, \bar{i}_2) de (9) dependen del valor de la resistencia de carga. Tal y como se muestra en Linares-Flores et al. (2018), dicho valor de resistencia puede tener variaciones en su valor nominal, ya sea por efecto de la temperatura o simplemente por si el convertidor está acoplado a una carga dinámica, como lo es un motor de CD. Con tal de brindar la robustez necesaria al controlador, se realiza la estimación de la resistencia del convertidor, la cual se adapta en línea a las trayectorias de referencia deseadas de las corrientes del controlador de seguimiento suave de voltaje.

La estimación de parámetros algebraicos en sistemas no lineales se basa en el álgebra diferencial, por Diop and Fliess (1991), Fliess and Sira-Ramírez (2003) se conoce que, un sistema no lineal es observable si y solo si, para cualquier variable de estado del sistema, esta queda en función de la entrada de control y de la salida de interés a regular. Para el caso del sistema convertidor elevador intercalado, se hace la retroalimentación de las variables de estado (i_1, i_2, v_c) , lo cual nos permite realizar la estimación de la resistencia parámetro \hat{R} . Para el

cálculo en línea del parámetro \hat{R} , se emplea la ecuación dinámica de voltaje del convertidor, y de ahí se tiene:

$$C \frac{dv_c}{dt} = (1 - u_{1av})i_1 + (1 - u_{2av})i_2 - \frac{1}{\hat{R}}v_c \quad (10)$$

se hace la multiplicación de la ecuación (10), por $(-t)^n$, donde t es la variable de tiempo y n es el grado de la derivada de más alto orden:

$$-Ct \frac{dv_c}{dt} = -t(1 - u_{1av})i_1 - t(1 - u_{2av})i_2 + t \frac{1}{\hat{R}}v_c \quad (11)$$

a continuación, se integran ambos lados de la ecuación respecto a t y se despeja el valor constante, \hat{R} , de (11) se obtiene lo siguiente:

$$\hat{R} = \frac{z_1}{z_2 + z_3 - z_4} \quad (12)$$

donde :

$$\begin{aligned} z_1 &= \int_{t_0}^{t_1} tv_c(t)dt, \quad z_2 = \int_{t_0}^{t_1} t(1 - u_1(t))i_1(t)dt \\ z_3 &= \int_{t_0}^{t_1} t(1 - u_2(t))i_2(t)dt, \\ z_4 &= C \left[tv_c(t) - \int_{t_0}^{t_1} v_c(t)dt \right] \end{aligned} \quad (13)$$

Se observa las ecuaciones (12) y (13) de que la estimación del valor nominal de la resistencia del convertidor desconocida (\hat{R}), se expresa en términos de las variables de estado i_1, i_2, v_c medidas.

4. CONTROL PROMEDIO POR RETROALIMENTACIÓN DE LA SALIDA PASIVA DEL ERROR EXACTO

Se define la dinámica del error de seguimiento como $e = (x - \bar{x})$, de manera que $Ae = A(x - \bar{x})$ y $A\dot{e} = A(\dot{x} - \dot{\bar{x}})$, ahora con la ecuación (2) y (8) obtenemos:

$$\begin{aligned} A(\dot{e}) &= J(u_{av})x - \eta x + \varepsilon - J(\bar{u}_{av})\bar{x} + \eta\bar{x} - \bar{\varepsilon} \\ &= J(u_{av})x - J(\bar{u}_{av})\bar{x} - \eta e + e_\varepsilon \\ &= (J(u_{av}) - \eta)e + (J(u_{av}) - J(\bar{u}_{av}))\bar{x} + \varepsilon e \end{aligned} \quad (14)$$

se realiza una aproximación lineal por series de Taylor al término $J(u_{av}) - J(\bar{u}_{av})$, con respecto a la entrada de control promedio u_{av} y se sustituye en (14), de manera que se obtiene la dinámica del error como sigue:

$$A\dot{e} = (J(u_{av}) - \eta)e + \frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} \bar{x} e_u + \varepsilon e \quad (15)$$

considerando la dinámica del error en (15), se propone la ley de control e_u de la siguiente forma:

$$e_u = -\gamma \left[\frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} \bar{x} \right]^T e - \varepsilon e \quad (16)$$

donde $\gamma > 0$. Para el análisis de la estabilidad asintótica, se propone la función candidata de Lyapunov como sigue:

$$V(e) = \frac{1}{2} e^T A e > 0, -\{0\} \quad (17)$$

cuya derivada temporal a lo largo de (15) es dada por:

$$\begin{aligned}\dot{V}(e) &= e^T A e \leq 0 \\ &= e^T \left[J(u_{av})e + \frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} e_u \bar{x} - \eta e + e_\varepsilon \right] \leq 0\end{aligned}\quad (18)$$

aplicando a la ecuación (18), la ley de control propuesta en (16) obtenemos la dinámica en lazo cerrado como sigue:

$$\begin{aligned}\dot{V}(e) &= e^T J(u_{av})e \\ &\quad - e^T \underbrace{\left[\frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} \bar{x} \right] \gamma \left[\frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} \bar{x} \right]^T}_{:=\eta d} e \\ &\quad - e^T \eta e\end{aligned}\quad (19)$$

$$\dot{V}(e) = e^T J(u_{av})e - e^T \underbrace{[\eta + \eta d]}_{:=\tilde{\eta}} e \leq 0$$

Donde de (19) la matriz $\tilde{\eta}$ es dada por:

$$\tilde{\eta} = \begin{pmatrix} \gamma \bar{v}_d^2 & \gamma \bar{v}_d^2 & -\gamma \frac{v_d^3}{E \hat{R}} \\ \gamma \bar{v}_d^2 & \gamma \bar{v}_d^2 & -\gamma \frac{v_d^3}{E \hat{R}} \\ -\gamma \frac{v_d^3}{E \hat{R}} & -\gamma \frac{v_d^3}{E \hat{R}} & \gamma \frac{v_d^4}{E^2 \hat{R}^3} \end{pmatrix}\quad (20)$$

Cuando la matriz, $\tilde{\eta}$, de (20), es definida positiva, decimos que se satisface la condición de acoplamiento de disipación. Por otra parte, si el término de la matriz $\tilde{\eta}$, es semi-definida positiva, decimos que la condición de acoplamiento de disipación se cumple, siempre que la única solución sea el origen, esto invocando el teorema de invarianza de LaSalle. Por tanto, se dice que el error de seguimiento suave de voltaje en lazo cerrado tiene un punto de equilibrio único, y éste es asintóticamente estable, el cual es el origen del espacio de error.

Aplicando la ecuación (16) al sistema (1), se obtiene las siguientes leyes de control para el seguimiento suave de voltaje de salida del convertidor elevador intercalado.

$$\begin{aligned}u_{1av} &= \bar{u}_{1av} - \gamma \bar{v}_c (\dot{i}_1 - \bar{i}_1) + \gamma \bar{i}_1 (v_c - \bar{v}_c) \\ u_{2av} &= \bar{u}_{2av} - \gamma \bar{v}_c (\dot{i}_2 - \bar{i}_2) + \gamma \bar{i}_2 (v_c - \bar{v}_c)\end{aligned}\quad (21)$$

5. PLATAFORMA EXPERIMENTAL Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para probar el desempeño del control se llevaron a cabo las pruebas experimentales en la plataforma mostrada en la Fig. 1. Dicha plataforma se compone por los siguientes módulos: 1) auto-transformador y rectificador trifásico; 2) convertidor elevador intercalado, sensores de corriente HX 20-P y sensor de voltaje ISO124P; 3) dos resistencias de carga conectadas en paralelo, de las cuales una se mantiene conectada durante toda la prueba, mientras que la segunda se utiliza para producir un cambio súbito de carga durante un periodo de tiempo de aproximadamente 10 segundos; 4) procesador digital de señales (DSP) C2000 Delfino™ TMS320F28335 de la firma Texas Instruments. La Fig. 2 muestra el diagrama a bloques de la

implementación del algoritmo de control y el estimador algebraico en línea basado en DSP. El convertidor tipo elevador intercalado se diseñó para operar en modo de conducción continuo a una frecuencia de conmutación de 50KHz, con un voltaje de entrada E de 90V, para regular a un voltaje de salida de 200V y una corriente nominal de 3A. Los parámetros nominales del convertidor son: $L_1 = L_2 = 560\mu H$, $C = 470\mu F$ y $R = 210\Omega$

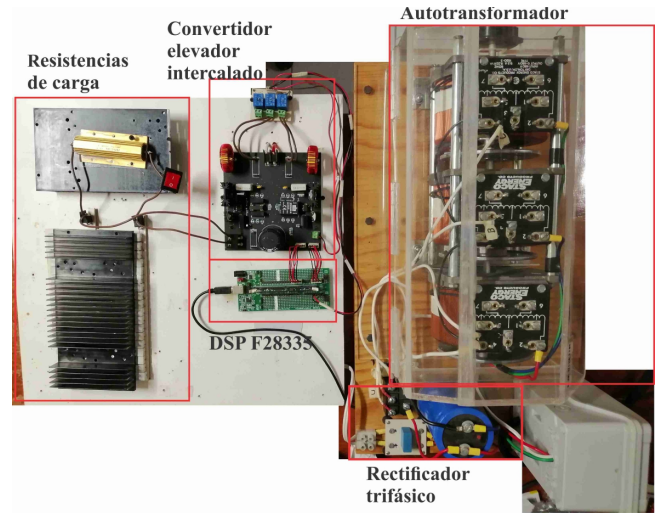


Fig. 1. Plataforma experimental.

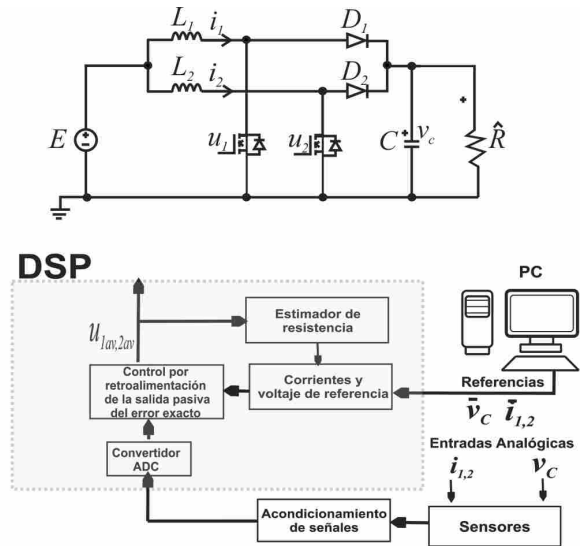


Fig. 2. Diagrama esquemático de la plataforma experimental: convertidor elevador intercalado-controlador por retroalimentación de la salida pasiva.

La Fig. 3 muestra la respuesta del voltaje de salida v_c , así como también el voltaje de referencia deseado denotado por v_d . El voltaje de referencia v_d se programó para seguir un polinomio bezier con un valor inicial de 150V a un valor final de 190V en el intervalo cerrado de tiempo [10s, 25s]. Está prueba se realizó con la finalidad

de observar el desempeño del controlador de seguimiento de voltaje y del estimador algebraico en línea de la resistencia del convertidor CEI, bajo cambios súbitos de la resistencia de carga. La Fig. 3, muestra pequeños cambios de nivel del voltaje de salida, v_c cuando el valor de la resistencia de salida cambia súbitamente su valor. Gracias a la adaptación en línea del valor de la carga estimada \hat{R} , el control propuesto presenta un magnifico desempeño bajo cambios súbitos en la carga, manteniendo el voltaje v_c a un valor fijo deseado programado en la trayectoria de referencia.

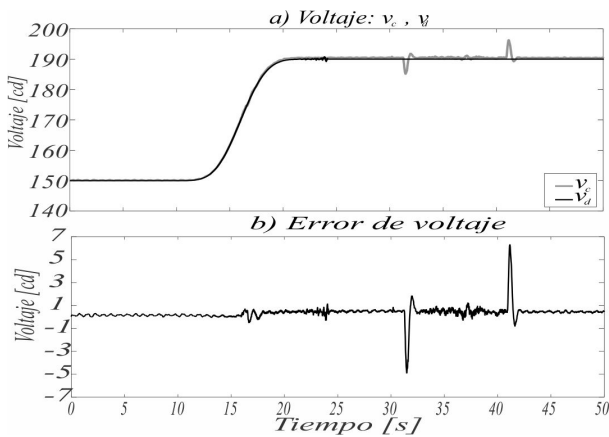


Fig. 3. a) Respuesta del voltaje de salida v_c y voltaje de referencia v_d , b)Error de voltaje

La Fig. 4 muestra el valor obtenido del estimador algebraico de \hat{R} , se observa que el valor de la carga nominal del convertidor disminuye su valor a un 40% durante el intervalo de tiempo [31s, 41s]. El valor de este parámetro variante en el tiempo se adapta en línea a las variables de referencia dadas en (9), con esto se consigue que el voltaje de salida continúe con el valor deseado como se muestra en la Fig. 3. A consecuencia del cambio súbito del valor nominal de la carga, y que el valor nominal de voltaje de salida permanece sin cambio, los valores nominales de las corrientes cambian de forma dinámica siempre que el valor estimado de la resistencia de salida cambie.

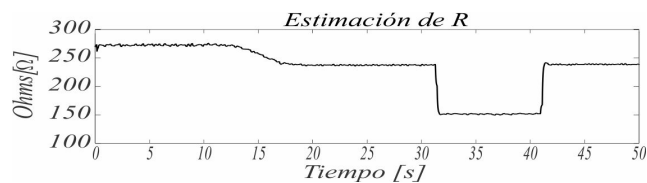


Fig. 4. Respuesta en el tiempo valor de la estimación de la carga \hat{R} del convertidor.

La Fig. 5 muestra las respuestas de las corrientes i_1, i_2 en los inductores L_1, L_2 , así como también la variable de referencia deseada i_d . Al inicio de la prueba ambas corrientes mantienen un valor promedio de 0.48A, en el intervalo de tiempo [10s, 25s], también se observa que

ambas corrientes presentan un incremento de aproximadamente de 0.88A en la parte final de la trayectoria de referencia deseada. Por otra parte, en el intervalo de tiempo [31s, 41s], se produce un cambio súbito de carga, y las respuestas de corriente sufren un incremento de aproximadamente 1.45A, ya que la variable de referencia i_d , tiene una dependencia del parámetro estimado \hat{R} . Cabe señalar que el reparto de corriente en ambos inductores se hace de manera equitativa, y se mantiene un valor muy cercano al de referencia deseado, además, se tienen un rizo de corriente menor a 0.1A.

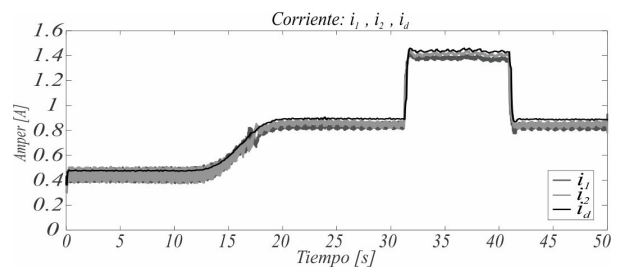


Fig. 5. Respuesta en el tiempo de las corrientes en los inductores: i_1, i_2 , y valor de referencia i_d .

La Fig. 6 muestra las respuestas de las entradas de control u_1, u_2 , ambas con una ganancia de aproximadamente $\gamma = 0.005$, con la que se asegura que el voltaje v_c alcance la referencia deseada de manera suave y mantenga su referencia deseada, aún cuando se presenta un cambio súbito en el valor nominal de la resistencia de carga del convertidor CEI.

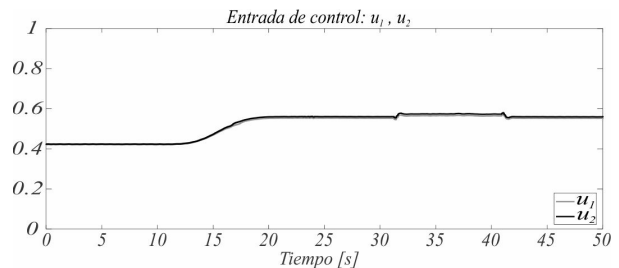


Fig. 6. Respuesta en el tiempo de las variables de control: u_1 y u_2 .

6. CONCLUSIONES

En este trabajo se corrobora el magnifico desempeño del control por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error exacto, para seguir de manera suave el voltaje de salida del convertidor elevador intercalado. El seguimiento de voltaje del controlador en lazo cerrado, evita sobre tiros de corriente y de voltaje no deseados, ya que éstos pueden sobre pasar los niveles permitidos de los dispositivos de conmutación y producir daños a los mismos. Por otra parte, la velocidad del estimador algebraico en línea para estimar el valor de la resistencia

de carga \hat{R} , y adaptarla rápidamente a las variables de referencia, consigue darle robustez necesaria al controlador para encarar los cambios súbitos de la carga de salida del CEI. De manera que, al ocurrir el cambio en la carga, el controlador incrementa el valor nominal de la corriente del sistema, con la finalidad de mantener el voltaje de salida a su valor de referencia. De ahí, nosotros notamos que el controlador logra repartir de manera equitativa los niveles de corriente entre ambos inductores, cumpliendo con el objetivo de utilizar convertidores intercalados para el reparto de potencia en sus dispositivos pasivos.

Como desarrollo futuro, se propone utilizar el CEI con el mismo esquema de control para aplicaciones fotovoltaicas, de manera que, el convertidor sirva como la interfaz entre el arreglo fotovoltaico e inversores fuente de voltaje para accionar motores eléctricos.

REFERENCIAS

- Abad, J.A.J.J., Sandoval-Garcia, A.P., Linares-Flores, J., Guerrero-Castellanos, J.F., Banuelos-Sanchez, P., and Contreras-Ordaz, M.A. (2018). Fpga implementation of passivity based control and output load algebraic estimation for transformerless multilevel active rectifier. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 1–1. doi: 10.1109/TII.2018.2865445.
- Apablaza, D. and Munoz, J. (2016). Laboratory implementation of a boost interleaved converter for pv applications. *IEEE Latin America Transactions*, 14(6), 2738–2743. doi:10.1109/TLA.2016.7555247.
- Chen, H.C., Lu, C.Y., and Rout, U.S. (2017). Decoupled master-slave current balancing control for three-phase interleaved boost converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(5), 3683–3687.
- Devi, M.A., Valarmathi, K., and Mahendran, R. (2014). Ripple current reduction in interleaved boost converter by using advanced pwm techniques. In *2014 IEEE International Conference on Advanced Communications, Control and Computing Technologies*, 115–119. IEEE.
- Diop, S. and Fliess, M. (1991). Nonlinear observability, identifiability, and persistent trajectories. In *[1991] Proceedings of the 30th IEEE Conference on Decision and Control*, 714–719 vol.1. doi: 10.1109/CDC.1991.261405.
- El Fadil, H., Giri, F., Guerrero, J., Haloua, M., and Abouloifa, A. (2011). Advanced control of interleaved boost converter for fuel cell energy generation system. *IFAC Proceedings Volumes*, 44(1), 2803–2808.
- Fliess, M. and Sira-Ramírez, H. (2003). An algebraic framework for linear identification. *ESAIM: Control, Optimisation and Calculus of Variations*, 9, 151–168.
- Flores, J.L., Avalos, J.L.B., and Espinosa, C.A.B. (2011). Passivity-based controller and online algebraic estimation of the load parameter of the dc-to-dc power converter cuk type. *IEEE Latin America Transactions*, 9(1), 784–791.
- Giral, R., Martínez-Salamero, L., Leyva, R., and Maixe, J. (2000). Sliding-mode control of interleaved boost converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 47(9), 1330–1339.
- Linares-Flores, J., Sira-Ramírez, H., Yescas-Mendoza, E., and Vásquez-Sanjuan, J. (2012). A comparison between the algebraic and the reduced order observer approaches for on-line load torque estimation in a unit power factor rectifier-dc motor system. *Asian Journal of Control*, 14(1), 45–57.
- Linares-Flores, J., Guerrero-Castellanos, J., Lescas-Hernández, R., Hernández-Méndez, A., and Vázquez-Perales, R. (2018). Angular speed control of an induction motor via a solar powered boost converter-voltage source inverter combination. *Energy*, 166, 326–334.
- Linares-Flores, J., Méndez, A.H., García-Rodríguez, C., and Sira-Ramírez, H. (2013). Robust nonlinear adaptive control of a “boost” converter via algebraic parameter identification. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(8), 4105–4114.
- Linares-Flores, J., Reger, J., and Sira-Ramírez, H. (2010). Load torque estimation and passivity-based control of a boost-converter/dc-motor combination. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 18(6), 1398–1405.
- Mathew, D. and David, D. (2017). An interleaved converter with maximum power point tracking. In *2017 International Conference on Intelligent Computing, Instrumentation and Control Technologies (ICICT)*, 268–274. IEEE.
- Newlin, D.J.S., Ramalakshmi, R., and Rajasekaran, S. (2013). A performance comparison of interleaved boost converter and conventional boost converter for renewable energy application. In *2013 International Conference on Green High Performance Computing (ICGHPC)*, 1–6. IEEE.
- Parveen, N. and Rupesh, K. (2016). Design and simulation of interleaved dc-dc boost converter for three-phase loads using solar panel. In *2016 International Conference on Computation of Power, Energy Information and Communication (ICCPEIC)*, 514–519. IEEE.
- Sira-Ramírez, H.J. and Silva-Ortigoza, R. (2006). *Control design techniques in power electronics devices*. Springer Science & Business Media.
- Somkun, S., Sirisamphanwong, C., and Sukchai, S. (2015). A dsp-based interleaved boost dc-dc converter for fuel cell applications. *international journal of hydrogen energy*, 40(19), 6391–6404.
- Thiyagarajan, A., Kumar, S.P., and Nandini, A. (2014). Analysis and comparison of conventional and interleaved dc/dc boost converter. In *Second International Conference on Current Trends In Engineering and Technology-ICCTET 2014*, 198–205. IEEE.
- van der Schaft, A.J. and Van Der Schaft, A. (2000). *L2-gain and passivity techniques in nonlinear control*, volume 2. Springer.
- Xue, T., Minxin, Z., and Songtao, Y. (2016). Maximum power point tracking for photovoltaic power based on the improved interleaved boost converter. In *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2215–2218. IEEE.