

**SIMULACIÓN DE TÉCNICAS DE CONTROL HÍBRIDO CONMUTADO EN UN
SISTEMA DE MICROGENERACIÓN FOTOVOLTAICA**

Laura Viviana González Castilla

Javier Humberto Ortiz Ortega



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA
Y DE TELECOMUNICACIONES**



**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES**

BUCARAMANGA

2014

**SIMULACIÓN DE TÉCNICAS DE CONTROL HÍBRIDO CONMUTADO EN UN
SISTEMA DE MICROGENERACIÓN FOTOVOLTAICA**

Laura Viviana González Castilla

Javier Humberto Ortiz Ortega

**Trabajo de grado para optar al título de
Ingeniera Electricista
Ingeniero Electrónico**

Director

RICARDO ALZATE CASTAÑO, Ph.D.

Codirector

JULIO ANDELFO FLÓREZ VARGAS, B.Sc.

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES**

BUCARAMANGA

2014

DEDICATORIA

A mi nachi porque todo lo bueno que haga es y será siempre para ella, por ser mi apoyo y el amor de mi vida donde quiera que se encuentre.

A mi papá por estar a mi lado, por apoyarme y ayudarme desde siempre, eres lo mejor de mi vida y mi más grande bendición, esto es por ti y para ti papá.

A mi compañero de vida y mi novio Javier, eres el ser que me motiva siempre a salir adelante y una gran bendición en mi vida, sin ti nada de esto hubiese sido posible.

Laura GC.

DEDICATORIA

A mis padres, base fundamental de todo lo que soy y puedo llegar a ser, por su incondicional y amoroso apoyo en todo momento, son mi modelo a seguir y mi más grande motivación para seguir adelante.

A mi amiga, novia y compañera, la cual ha sido mi sustento y la fuerza de todos mis logros durante esta etapa de aprendizaje.

Javier Ortiz Ortega.

AGRADECIMIENTOS

A Dios Padre Todopoderoso, por su infinito amor y bendiciones que nos han guiado por este caminar y permitido ser lo que ahora somos.

A nuestras familias por su apoyo incondicional, por ser ejemplo de perseverancia y ser motivo para seguir adelante.

A nuestro Director Ricardo Alzate Castaño, por su incondicional apoyo y la oportunidad brindada.

A nuestro Co- director Julio Andelfo Flórez Vargas, por su incansable ayuda, paciencia, apoyo y respaldo.

CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	16
1. PRELIMINARES	18
1.1 ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN	18
1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	19
1.3 OBJETIVOS	21
1.3.1 Objetivo general	21
1.3.2 Objetivos específicos	21
2. INVERSOR DE POTENCIA EN UN SISTEMA FOTOVOLTAICO	22
2.1 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	23
2.2 INVERSORES	27
3. INVERSOR DE POTENCIA TIPO BOOST	32
3.1 CRITERIOS DE SELECCIÓN	32
3.2 DISEÑO DEL INVERSOR BOOST	34
3.3 MODELADO INVERSOR BOOST	39
4. CONTROL HÍBRIDO CONMUTADO APLICADO A UN INVERSOR TIPO BOOST	46
4.1 SISTEMAS HÍBRIDOS	46
4.2 CONTROL HÍBRIDO	48

4.2.1	Técnicas de control híbrido aplicado a sistemas fotovoltaicos	48
4.2.2	Control por modos deslizantes	49
4.2.3	Enfoque híbrido del control por modos deslizantes y su aplicación al inversor Boost	49
4.3	ANÁLISIS Y RESULTADOS	51
4.3.1	Perturbando el Sistema	57
5.	CONCLUSIONES	59
6.	RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO	61
	BIBLIOGRAFÍA	62

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 2-1. Sistema fotovoltaico conectado a la red.....	23
Figura 2-2. Sistema no conectado a la red	24
Figura 2-3. Modelo de panel fotovoltaico	25
Figura 2-4. Inversor Central	28
Figura 2-5. Inversor Cadena	28
Figura 2-6. Inversor Multicadena	29
Figura 2-7. Inversor Módulo.....	30
Figura 3-1. Inversor tipo <i>Boost</i>	33
Figura 3-2. Conexión de convertidores DC/DC	34
Figura 3-3. Onda de salida en cada convertidor DC/DC	35
Figura 3-4. Circuito simplificado inversor elevador.....	40
Figura 3-5. Estado dinámico 1	41
Figura 3-6. Estado dinámico 2	42
Figura 3-7. Estado dinámico 3	43
Figura 3-8. Estado dinámico 4	44
Figura 4-1. Modelo híbrido del inversor tipo <i>Boost</i>	47
Figura 4-2. Tensiones de referencia capacitores (C1-C2).....	52
Figura 4-3. Tensiones de salida en capacitores (C1-C2)	52
Figura 4-4. Tensión de referencia	53
Figura 4-5. Tensión medida	54
Figura 4-6. Diagrama de superficie deslizante	54
Figura 4-7. Tensiones de referencia capacitores (C1-C2).....	56
Figura 4-8. Tensión medida - Tensión de referencia.....	56
Figura 4-9. Diagrama de superficie deslizante	57
Figura 4-10. Tensión de salida con perturbación	58

TABLAS

Pág.

Tabla 4-1. Parámetros de Diseño	51
---------------------------------------	----

RESUMEN

Título: SIMULACIÓN DE TÉCNICAS DE CONTROL HÍBRIDO CONMUTADO EN UN SISTEMA DE MICROGENERACIÓN FOTOVOLTAICA¹

Autores: LAURA VIVIANA GONZÁLEZ CASTILLA
JAVIER HUMBERTO ORTIZ ORTEGA ²

Palabras clave:

Control híbrido, inversor boost, modos deslizantes, sistemas fotovoltaicos.

Descripción:

El presente proyecto desarrolla el diseño y la simulación de una técnica de control híbrido conmutado aplicada a un inversor de potencia, como parte de un sistema fotovoltaico de microgeneración energética. Posterior a una revisión del estado del arte sobre los tipos, características y topologías inversoras típicas utilizadas en dichos sistemas, se optó por la selección del inversor tipo elevador *Boost* para desempeñar esta labor, con base en criterios como la eficiencia, el dimensionamiento, la cantidad de elementos conmutables etc. Sin embargo, en aras de constituir una tensión de salida sinusoidal de forma eficiente, se implementó un control por modos deslizantes mediante simulación numérica en la herramienta computacional MATLAB®, dada su capacidad para generar un patrón de conmutación con frecuencia y ciclo de trabajo variable respecto a los errores de medida, este se realizó de manera independiente para cada uno de las ramas convertidoras que componen el inversor Boost. Adicionalmente para mejorar la forma de onda de salida del inversor, se formalizó un acondicionamiento por cambio en la referencia, donde estas son dependientes entre si y de la salida del sistema mejorando la respuesta del sistema respecto a la anterior estrategia y evidenciando la importancia del control híbrido conmutado en los circuitos convertidores de potencia.

¹ Proyecto de Grado

² Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: RICARDO ALZATE CASTAÑO, Ph.D. Codirector: JULIO A. FLOREZ VARGAS, B.Sc.

ABSTRACT

Title: SIMULATION OF HYBRID SWITCHING CONTROL TECHNIQUES ON PHOTOVOLTAIC MICROGENERATION SYSTEMS.³

Authors: LAURA VIVIANA GONZÁLEZ CASTILLA
JAVIER HUMBERTO ORTIZ ORTEGA.⁴

Keywords:

Boost inverter, hybrid control, photovoltaic systems, sliding mode control.

Description:

This project develops the design and simulation of hybrid switched control techniques, applied to power inverter circuits as part of a photovoltaic microgeneration system. After a state of art review of the types, features and topologies of photovoltaic systems, a boost inverter was chosen as core for power conversion, by considering its efficiency, dimensioning, number of switchable elements, etc. Then, in order to provide a sinusoidal waveform at the output, a sliding mode controller is proposed and implemented by simulations performed in MATLAB®. This controller produces a dynamic duty cycle and frequency commutation, adapted to error changes, which was done independent for each converter that form the inverter. Also, a reference-based conditioning procedure is proposed in order to improve the shape of the output waveform, the new references are dependent between each one and the system output, improving their answers in relation to the last strategy, showing hybrid control importance in switching circuits.

³ Degree final project

⁴ Physical Faculty of Physical-Mechanical Engineering. School of Electrical, Electronics and Telecommunications. Advisor: RICARDO ALZATE CASTAÑO, Ph.D. Co-advisor: JULIO A. FLOREZ VARGAS M.Sc.

INTRODUCCIÓN

El actual cambio climático, la contaminación, los gases del efecto invernadero, entre otros problemas ambientales, son factores determinantes que se han convertido en un llamado de atención hacia el planeta, promoviendo la búsqueda de formas energéticas alternativas. Desde tiempos remotos, las energías renovables se vienen constituyendo como fuente energética alternativa, tras la invención de la máquina de vapor por James Watt. Sin embargo, en algunos casos se ha llegado a su abandono, a causa de impedimentos asociados a costos y estabilidad. Hacia la década de los 70s, cuando resurgen las energías limpias como una opción a las energías tradicionales, cambiando la visión global y mostrando un impacto altamente positivo en el ambiente; la energía solar fue considerada como posible solución al déficit energético producto del incremento poblacional demandante. Actualmente, se está dando mayor importancia al estudio de prácticas capaces de proveer un desempeño mejorado de los sistemas fotovoltaicos y sus componentes para corresponder a la necesidad presentada. Por otro lado, como parte complementaria al sistema fotovoltaico que suministra energía a cargas en AC, el inversor de potencia surge como un módulo indispensable por sus características bien conocidas para convertir la corriente continua transformada por los paneles solares a una forma de onda sinusoidal. Por la importancia que éste representa, una cuidadosa selección de la topología inversora se debe realizar, en base a criterios como: el número de capacitores y bobinas, la frecuencia de conmutación, las etapas de conversión, el contenido armónico, entre otros. Adicionalmente, la aplicación de técnicas de control híbrido conmutado, se presenta como alternativa eficiente al momento de satisfacer los requerimientos de diseño. En favor de lo anterior, es posible realizar el análisis y la verificación para este tipo de técnicas empleando herramientas de simulación numérica como MATLAB®.

Por ende, el presente proyecto parte de la revisión literaria de sistemas fotovoltaicos con aplicación auto-generadora (no conectados a la red) y sus componentes fundamentales, enfatizando en la selección adecuada de un inversor basado en criterios sustentables, y analizando su comportamiento ante la aplicación de técnicas de control híbrido conmutado.

1. PRELIMINARES

1.1 ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN

En el contexto energético y medio ambiental mundial, es prioridad lograr el desarrollo de fuentes de energía renovables que sean de fácil implementación y gran eficiencia. La continua dependencia de energías no renovables tiene desventajas, como: la desigual distribución de los recursos limitados por su localización geográfica, las emisiones de gases de efecto invernadero y sustancias contaminantes. Por otro lado, la demanda global de recursos energéticos, ha conducido a la necesidad de explorar fuentes de generación con alta eficiencia y buen trato al ambiente. En este contexto, la energía solar se presenta como solución alternativa a la demanda actual.

Los sistemas fotovoltaicos han mostrado una tendencia creciente en el mercado mundial [1], a pesar de presentar múltiples pérdidas y bajo rendimiento en la etapa de conversión de la potencia. El presente proyecto se centra en esta etapa y por ello se hace énfasis en su desempeño. De forma general, en la mejora de estos sistemas se consideran entre otros, aspectos como el tipo de generador, la conexión a la red, los materiales usados, etc. La etapa inversora es de notoria importancia en este tipo de sistemas, y en gran medida la eficiencia depende de ella [1]. Entre las distintas opciones de inversores, se encuentran los que usan transformadores para crear aislamiento galvánico entre el sistema y la red [2], y los que no poseen transformador, pero tienen la capacidad de generar una mayor eficiencia [3]. No obstante, aunque el transformador de potencia presenta pérdidas por disipación, mediante el aislamiento galvánico se disminuyen las pérdidas por corrientes y el efecto *islanding* [3].

De otro lado, la eficiencia del inversor no solo depende de su topología, sino también del tipo de control aplicado, ya que es el encargado de regular las ondas

de tensión y corriente de salida, aún bajo presencia de perturbaciones externas y alteraciones en la carga. Es conocido que gran parte de los inversores modernos, son constituidos a partir de convertidores tipo elevadores [3], y se caracterizan por tener comportamientos no lineales con varias regiones de operación; por tanto, la adopción de técnicas de control clásicas como el PID o la modulación de ancho de pulso (*PWM*) no son recomendadas para realizar esta tarea, dada su sensibilidad a las señales de ruido y en muchos casos tener un desempeño poco satisfactorio sobre aplicaciones que requieren alta precisión y estabilidad. Por ello es necesario estudiar nuevas técnicas [4] de control que faciliten una buena respuesta dinámica y robustez en el sistema, además de una fácil implementación y complejidad moderada.

En el ámbito de los sistemas dinámicos [5], el control conmutado se presenta con un interés especial en electrónica de potencia para constituir inversores, solucionar problemas de operación óptima, regulación de tensión por frecuencia de conmutación típicamente presentes en los sistemas ininterrumpidos de alimentación (SAI), y generación por fuentes de energía no renovables; todo ello mediante el enfoque híbrido de los sistemas dinámicos [6], aplicando técnicas no convencionales como el control por modos deslizantes [7] y el control óptimo [8], las cuales requieren un modelado previo en el dominio del tiempo a través de la formulación de estados.

1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

El incremento significativo en el uso de inversores de potencia en sistemas fotovoltaicos, ha hecho que este dispositivo se destaque como un elemento protagónico en el proceso de conversión energética. La importancia de la generación de potencia en los sistemas de microgeneración fotovoltaica, se encuentra estrechamente ligada al rendimiento en la conversión CD/CA, por ello el papel que juegan los inversores, al igual que las diferentes topologías de los mismos, se hace trascendental al momento de determinar la eficiencia del sistema

de manera que la potencia generada por el módulo fotovoltaico no sea desperdiciada. En los sistemas fotovoltaicos la presencia de múltiples etapas en cascada ha puesto en riesgo la eficiencia de dichos sistemas, puesto que las pérdidas en cada una de las etapas presentes contribuyen al detrimento de la eficiencia; por tanto el aprovechamiento o rendimiento en la conversión se vuelve uno de los parámetros que deben caracterizar a un inversor, más aún cuando se trata de aplicaciones en las que la alimentación de respaldo se tiene a partir de un sistema de almacenamiento o batería.

Factores como la no linealidad del sistema generada por comportamientos dinámicos, la distorsión armónica en las ondas de tensión o corriente a la salida del inversor al igual que la alimentación a cargas variables, denotan la necesidad de aplicar técnicas de control con enfoques alternativos (como los sistemas híbridos), que demuestren una mejoría en el desempeño del sistema. Es por ello que se abre el panorama hacia técnicas de control híbrido conmutado que permitan resolver las siguientes inquietudes: ¿Cómo es el comportamiento de técnicas de control no convencionales sobre inversores de potencia en sistemas de microgeneración eléctrica? ¿Cuál será la mejor estrategia de control que proporcione al sistema la robustez necesaria y de cuyo desempeño se pueda obtener un mejoramiento ante respuestas dinámicas?

Los avances tecnológicos en dispositivos semiconductores y procesadores digitales facilitan la ampliación de capacidades en niveles de potencia, frecuencia y complejidad para soluciones comerciales orientadas a los sistemas de energía renovable. El presente proyecto de grado busca realizar un aporte en esta dirección, a partir de resultados preliminares desarrollados al interior del grupo de investigación CEMOS y la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones (E³T) de la Universidad Industrial de Santander.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo general

Analizar numéricamente el desempeño de técnicas de control conmutado aplicadas a un sistema de microgeneración eléctrica de tipo fotovoltaico.

1.3.2 Objetivos específicos

- Realizar una revisión literaria de las técnicas de control híbrido, los sistemas de generación fotovoltaica y los inversores de potencia para dichos sistemas.
- Diseñar y simular un circuito inversor de potencia en un sistema de microgeneración fotovoltaica.
- Diseñar y simular una estrategia de control híbrido conmutado sobre el inversor de potencia.
- Analizar el comportamiento dinámico del inversor como sistema controlado.

2. INVERSOR DE POTENCIA EN UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

La creciente importancia en aplicaciones de generación fotovoltaica principalmente en países desarrollados, es provocada por la reducción de fuentes de energía no renovables como: el carbón, el petróleo e incluso la energía nuclear. Esta tendencia reduce las emisiones tóxicas para el ambiente, además de suministrar energía de forma descentralizada en zonas aisladas de forma ágil. La microgeneración es la generación de energía a pequeña escala, la cual puede ser parte de lo que se denomina energía distribuida [9]. Según la Comisión de Regulación de Energía y Gas CREG [10], “auto-generador es aquella persona natural o jurídica que produce energía eléctrica exclusivamente para atender sus propias necesidades. Por lo tanto, no usa la red pública para fines distintos al de obtener respaldo del SIN (Sistema Interconectado Nacional), y puede o no, ser el propietario del sistema de generación”. Por tanto los sistemas de microgeneración pueden ser conectados (no-autónomo) o aislados (autónomo); este último, provee por lo general una solución alternativa de electrificación orientada al sector urbano que posee un suministro de energía principal, con el propósito de reducir o eliminar el consumo energético proveniente de la red principal.

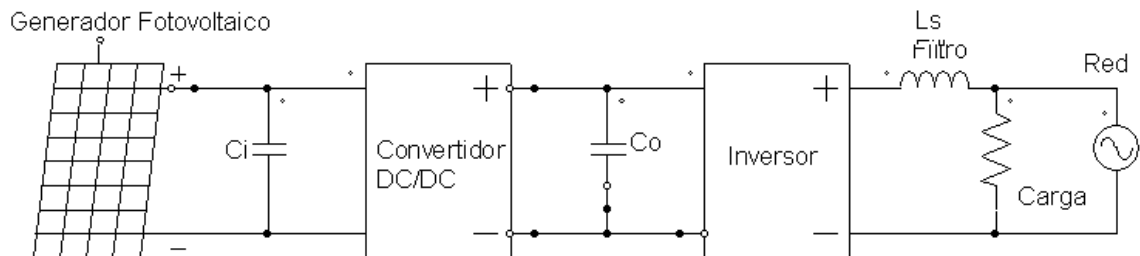
Se denomina sistema fotovoltaico al arreglo de equipos eléctricos y electrónicos con la capacidad de capturar energía solar y entregar energía eléctrica. Durante este proceso, la energía luminosa incidente (radiación solar) es transformada en energía eléctrica, aprovechando propiedades propias de los materiales semiconductores que componen las celdas solares encargadas de absorber la radiación solar y originar un flujo de corriente continua mediante el desplazamiento de cargas a nivel cuántico. Entre los componentes de los sistemas fotovoltaicos se encuentran el generador y el inversor, siendo éste último tratado con mayor interés en el presente documento.

En el desarrollo del presente capítulo se mostrarán algunas topologías inversoras típicamente usadas en la implementación de este tipo de sistemas de microgeneración, para finalmente optar por la selección de una de ellas.

2.1 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Según su asociación a la red energética, estos sistemas se clasifican en autónomos y no-autónomos. Los sistemas no autónomos se encargan de producir energía eléctrica con especificaciones propias de la red principal a la cual se encuentra ligado [1]; este esquema es visto en la Figura 2-1, y está compuesto principalmente de un arreglo fotovoltaico conectado a un inversor. Cabe aclarar que en este esquema no es necesario el almacenamiento de energía en baterías, ya que no opera como sistema energético de respaldo sino como complemento energético que reduce la facturación al contar con la capacidad de suministro a la red principal de distribución. Aquí, la presencia de un elemento de control en el inversor para seguir el punto de máxima potencia (MPPT), se presenta como una ventaja, ya que posibilita la entrega de la mayor cantidad de energía suplida por los paneles solares en todo momento.

Figura 2-1. Sistema fotovoltaico conectado a la red

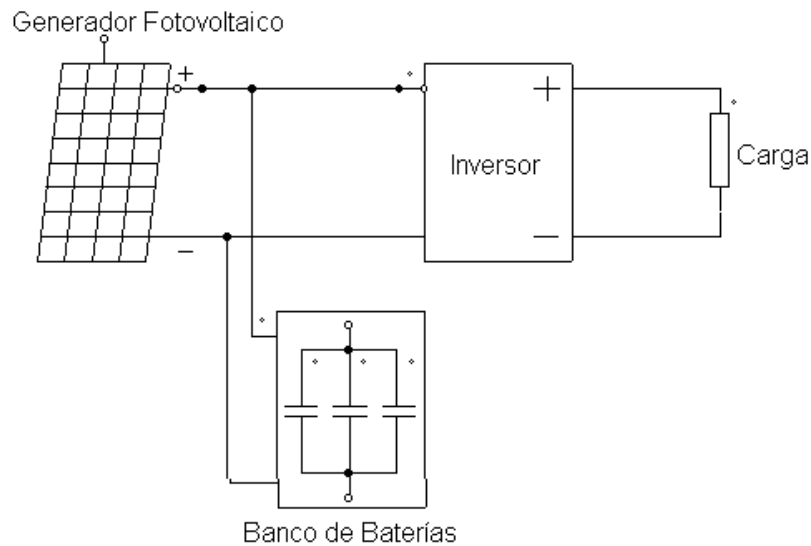


Fuente: Autores

Por otro lado, los sistemas autónomos se caracterizan por estar aislados de la red principal de energía, y tienen la capacidad de garantizar el suministro energético en condiciones de oscuridad y/o cuando la luminosidad es deficiente (días

nublados), al contar con un componente de respaldo o grupo electrógeno. Este esquema es visto en la Figura 2-2, donde el sistema de respaldo es representado por un conjunto de baterías. Quizás, su ventaja principal radica en la posibilidad de electrificar lugares aislados donde resulta difícil y/o costoso el acceso de la red de distribución eléctrica convencional. Adicionalmente, esta configuración puede ser empleada para suplir energía eléctrica sin ser necesario el consumo de la red de distribución principal en caso de tener acceso a ella. Cabe aclarar, que durante el proceso de diseño del sistema fotovoltaico se deben considerar los días de baja y alta irradiancia, para sustentar la energía necesaria y no llegar a sobrecargar el sistema una vez puesto en funcionamiento.

Figura 2-2. Sistema no conectado a la red



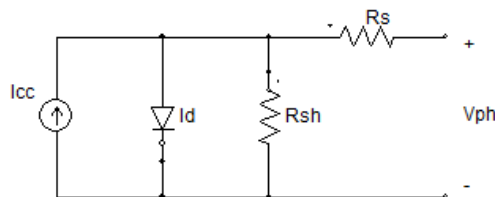
Fuente: Autores

Tal como se observa en las 2 figuras previas, la diferencia presentada entre los elementos que componen un sistema fotovoltaico autónomo y no-autónomo, radica generalmente en el banco de baterías que usan como soporte los sistemas no conectados a la red. Los módulos más destacados en la conformación de dichos sistemas son: el generador fotovoltaico, el convertidor DC/DC (regulador),

el convertidor DC-AC (inversor) y las baterías. A continuación se mostrará una breve descripción de cada uno de estos.

El generador fotovoltaico: Éste módulo tiene como función principal la transformación de energía solar a eléctrica, y está constituido por módulos solares (paneles) distribuidos en serie/paralelo, conformando arreglos fotovoltaicos con la capacidad de suministrar la potencia suficiente al sistema de carga. Cada panel generalmente está compuesto por materiales semiconductores por excelencia (e. g. silicio cristalino / arseniuro de galio). Durante el proceso de fabricación con base en silicio, el material es impurificado de forma controlada, y por capa se dopa con átomos trivalentes/pentavalentes para formar una unión P-N, con la capacidad de generar una diferencia de potencial entre estas al momento de incidir la radiación solar, en lo que se conoce como “efecto fotoeléctrico” [11]. Entre los múltiples modelos no-lineales para representar paneles fotovoltaicos [12], el visto en la Figura 2-3 es generalmente considerado el más sencillo y completo. En este modelo, la fuente de corriente continua representa la irradiancia incidente, el diodo la corriente de saturación I_d , y las resistencias R_{sh} y R_s las fugas de corriente [13].

Figura 2-3. Modelo de panel fotovoltaico



Fuente: Autores

El convertidor DC-DC: Este componente es encargado de mantener la tensión de salida del generador, al nivel suficiente para que el puente de conmutación del inversor busque el punto de máxima potencia en sistemas conectados a la red.

Además, son utilizados dentro de los sistemas FV para variar la tensión de trabajo para distintos consumos.

El convertidor DC-AC: Este dispositivo electrónico tiene la función de convertir la potencia eléctrica de corriente directa a corriente alterna sinusoidal de magnitud y frecuencia especificada previa al diseño. Normalmente se emplean conmutadores de material semiconductor para constituir la onda sinusoidal, que por efecto de las conmutaciones, presenta armónicos de corriente y tensión, tanto a la salida y como a la entrada del sistema [14]. Como consideración, en aplicaciones de baja y media potencia, se permiten ondas sinusoidales con forma cercana a la cuadrada, mientras que en aplicaciones de alta potencia, la forma de onda debe ser mejorada por un filtrado capaz de suprimir componentes armónicas. El uso de inversores es muy común no solo en sistemas fotovoltaicos sino también en aplicaciones industriales como: motores de CA con velocidad variable, fuentes de respaldo / poder, entre otras.

Banco de baterías: Según [15], las baterías o acumuladores fotovoltaicos se utilizan principalmente como sistema de acumulación de energía principalmente en sistemas de microgeneración autónoma, para compensar la diferencia entre los periodos de generación y los periodos de consumo de energía, permitiendo la operación de la carga, cuando el generador FV por sí mismo no puede generar la suficiente potencia para abastecer el consumo. Habitualmente se suelen utilizar dos tipos de baterías para aplicaciones fotovoltaicas: Plomo-Acido y Níquel-Cadmio. La primera es habitualmente más utilizada por economía, sin embargo, la compuesta por Níquel – Cadmio presenta ventajas propias como: posibilidad de sufrir descargas profundas, y permanecer largos periodos en baja carga sin sufrir deterioro. Además, la capacidad de la batería es una medida del poder de la batería para almacenar o suministrar energía eléctrica, y es comúnmente expresada en Amperios-hora (Ah). Por ende, su diseño depende de múltiples factores operacionales, tales como: régimen de descarga, profundidad de

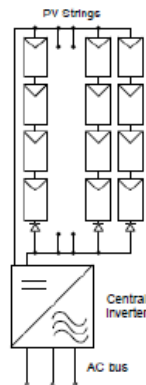
descarga, tensiones de corte y rearme, temperatura de operación, historia de la batería, y ciclado. Más información sobre estos factores se puede encontrar [15].

2.2 INVERSORES

En esta instancia, es evidente la importancia que representa el inversor de potencia dentro del esquema fotovoltaico, con el fin de suministrar energía a una carga de corriente alterna o inyectarla a una red ya existente; de aquí la importancia de investigar, estudiar y analizar las distintas topologías inversoras, con interés particular en la conexión de los paneles al inversor y características propias de estos últimos. Adicional a esto, los módulos fotovoltaicos pueden estar conectados en arreglos serie-paralelo para extraer máxima potencia; en muchos casos se realiza una conexión directa entre los módulos y el inversor, donde se omite una etapa de elevación de tensión por medio de un convertidor DC-DC o transformador. Entre los esquemas de inversores más empleados se encuentran: inversor central, inversor cadena, inversor multicadena, e inversor módulo. A continuación se mostrará una breve descripción de cada uno de estos.

Inversor central: Por su alta eficiencia, este es considerado como opción principal en comparación con la conexión en cadena. Su nombre se debe a que todos los paneles son conectados a un único inversor, tal como se observa en la Figura 2-4. Sin embargo, su desventaja se hace notar sobre pequeñas instalaciones, en condiciones dadas por desajuste de los paneles, conduciendo a pérdidas energéticas [16] [17] [18]. No obstante la topología inversora más utilizada es el inversor en puente trifásico.

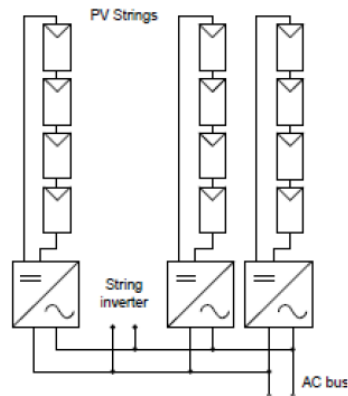
Figura 2-4. Inversor Central



Fuente: [16]

Inversor Cadena: Este esquema es comúnmente empleado en aplicaciones a pequeña escala, donde es sencilla su instalación. Como se muestra en la Figura 2-5, está constituido por cadenas independientes de paneles, conectadas cada una a un inversor configurado para seguir el punto de máxima potencia en los sistemas no autónomos. En estos casos, se usa un inversor monofásico en puente, con transformador de baja frecuencia en el lado de corriente alterna para provocar un aislamiento galvánico[16] [17].

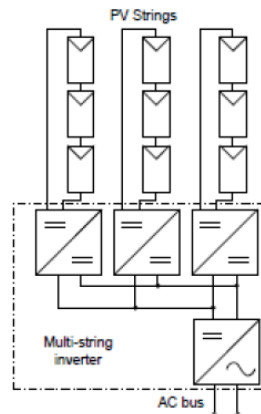
Figura 2-5. Inversor Cadena



Fuente: [16]

Inversor Multicadena: Esta topología conserva las ventajas del inversor cadena explicadas con anterioridad, pero posee dos etapas de conversión de potencia, lo que adiciona un grado de libertad en el diseño, que se ve relegado en una reducción de eficiencia en comparación con el inversor cadena. Este esquema es mostrado en la Figura 2-6 [16] [17].

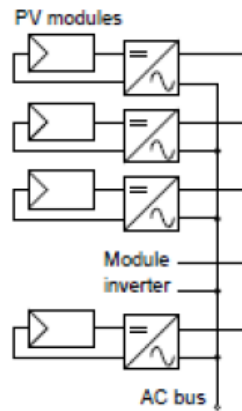
Figura 2-6. Inversor Multicadena



Fuente: [16]

Inversor Módulo: Este esquema está constituido por módulos fotovoltaicos asociados individualmente a un único inversor, y tiene como ventaja su fácil instalación, tal como se observa en la Figura 2-7. Son típicamente empleados en aplicaciones con bajos niveles de potencia, lo que produce una pobre relación de costo-beneficio en comparación con los anteriores inversores. Además, la forma de agrupación Módulo – Inversor empleada, reduce considerablemente la vida útil de cada dispositivo [16] [17].

Figura 2-7. Inversor Módulo



Fuente [16]

Por otro lado, en cuanto al esquema de conexión, se encontraron inversores que poseen transformadores de baja frecuencia (LF) ubicados entre la etapa de conversión de potencia y la red, ofreciendo aislamiento galvánico con el propósito de evitar el paso de corrientes directas. De igual forma, transformadores de alta frecuencia (HF) son puestos entre generador y convertidor, a fin de garantizar aislamiento galvánico, mediante el acceso restringido de corrientes directas hacia la red/ carga, por medio de una estrategia de control aplicada al inversor. Para complementar, el inversor *Flyback* [12] y el inversor tipo *Flyback* único transistor [19], son las topologías inversoras que poseen transformadores más destacadas en aplicaciones fotovoltaicas. No obstante, la presencia de transformadores en sistemas fotovoltaicos es en general una desventaja, debido a excesos sobre el peso, costo y dimensión física.

Actualmente los inversores basados en transformadores de potencia, han sido reemplazados por topologías basadas en convertidores de potencia [16], lo que se ve reflejado en un aumento en la eficiencia del sistema de microgeneración; entre los inversores de potencia más populares se encuentran: el inversor sin

transformador con etapa *Boost* (Elevador) [20] [16], el inversor basado en convertidores *Buck-Boost*. (Reductor – Elevador), y el inversor basado en convertidor *Buck* (Reductor) o VSI (*Voltage Source Inverter*).

Adicionalmente, existen topologías usadas en convertidores de potencia multinivel [21], donde las más destacadas son: el inversor por fijación por diodos, el inversor con capacitancias flotantes, y el inversor puente completo en cascada. Todas estas con un bajo interés en cuanto al propósito del presente proyecto.

3. INVERSOR DE POTENCIA TIPO BOOST

Existe en la literatura evidencia de una numerosa cantidad de topologías inversoras con un propósito específico; por tanto, su correcta selección como parte de un sistema de microgeneración fotovoltaica está sujeta a criterios como: pérdidas, confiabilidad, costos, etc. Una vez seleccionado el inversor, se diseña para determinar los parámetros necesarios y suficientes para funcionar con características particulares de un esquema autónomo fotovoltaico de interés. De esta manera, el presente capítulo centra su interés en la topología inversora, no solo a través de la exposición de criterios de selección, sino por el diseño y modelado del mismo en el espacio de estados necesario para implementar una adecuada estrategia de control.

3.1 CRITERIOS DE SELECCIÓN

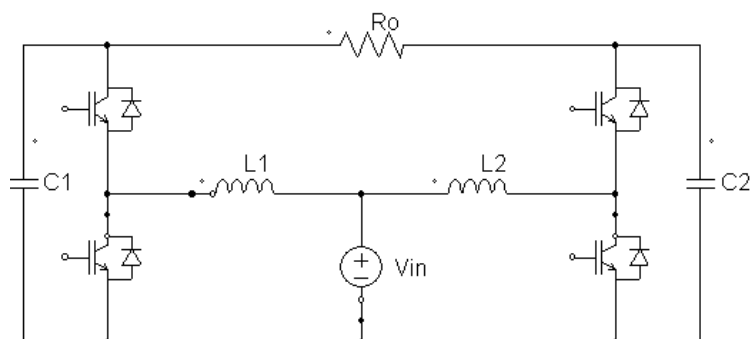
La creciente importancia sobre las características que mejoran el desempeño en los inversores, motiva al desarrollo de nuevas alternativas de diseño para cubrir falencias presentadas en dispositivos ya existentes. Entre los aspectos relevantes que contribuyen de forma directa a la selección, se encuentran: la complejidad de implementación, la robustez ante variaciones de carga y/o fuente, y la eficiencia proporcionada al sistema global [12]. Además, las pérdidas generadas durante los ciclos de conmutación son reflejadas en calentamiento y reducción de la vida útil de los dispositivos semiconductores asociados a la conmutación (*switches*), y crecen con el número de elementos conmutables y la frecuencia propia de la conmutación. Adicionalmente, el número de enlaces entre etapas de conversión de potencia, es también principal causante de pérdidas por la eficiencia propia de cada etapa; por ello es deseable contar con el menor número de etapas entre el suministro de energía y la carga, y además es necesario garantizar que cada componente del inversor esté exento de saturaciones, debido a que su

comportamiento no lineal puede impactar de forma negativa en el comportamiento del sistema. Para sintetizar, las pérdidas generadas por los motivos expuestos anteriormente son sumadas a los criterios de selección a tener presentes.

A partir del estudio sobre topologías inversoras, la presencia de los transformadores *flyback* [12] de alta o baja frecuencia, generan pérdidas propias del proceso de transformación, y tienen un sobre dimensionamiento en tamaño y costos de implementación; de hecho, se observa una tendencia al desuso de este tipo de dispositivos, y por ello actualmente se buscan topologías donde dispositivos semiconductores sean los encargados de suplir su presencia. De los criterios expuestos con anterioridad, se selecciona el inversor tipo elevador *Boost* como el indicado para realizar la conversión DC/AC en un sistema de microgeneración fotovoltaica.

Como se observa en la Figura 3-1, el convertidor DC/AC tipo *Boost*, tan solo tiene cuatro dispositivos conmutables, y un número reducido de bobinas y capacitores. Además, integra en sí mismo la alimentación del sistema (Módulo solar) y la carga o salida. Por otro lado, la ausencia de un transformador de potencia se ve compensada por la capacidad elevadora de tensión propia de la configuración *Boost*.

Figura 3-1. Inversor tipo *Boost*



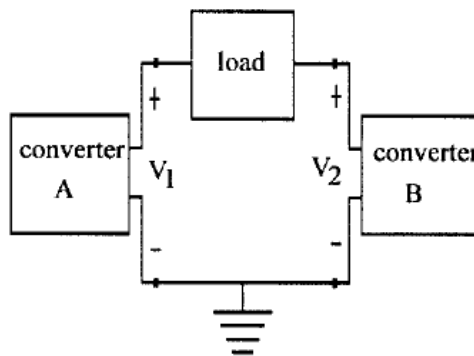
Fuente: Autores

La importancia de este inversor radica en la capacidad de realizar funciones de elevación e inversión en una sola fase, a su vez que elimina la etapa de elevación, lo que mejora la eficiencia del sistema. Su principal atributo está en la capacidad de generar una salida de tensión AC superior respecto a la entrada DC, en comparación con la topología inversora más popular del mercado (i.e. el inversor tipo *Buck* o VSI (*Voltage source inverter*) que genera una tensión instantánea a la salida de menor nivel que la entrada.

3.2 DISEÑO DEL INVERSOR *BOOST*

El principio de funcionamiento del convertidor DC/AC seleccionado, está en obtener una señal de salida de corriente alterna como la diferenciación entre los dos convertidores DC-DC tipo *Boost*, tal como se observa en la Figura 3-2.

Figura 3-2. Conexión de convertidores DC/DC



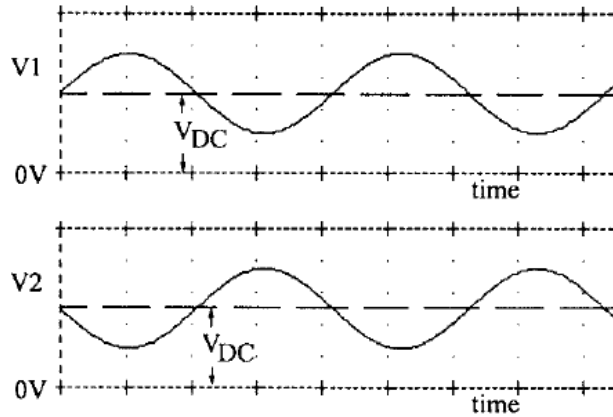
Fuente: [20]

Cada bloque convertidor tiene como objetivo producir una onda sinusoidal sobre un nivel de continua, así, cada uno produce un voltaje unipolar⁵ en el cual la componente sinusoidal de la salida está desfasada 180° con respecto a la otra, como se muestra en la Figura 3-3, con el propósito de maximizar la tensión de

⁵ La suma de la tensión sinusoidal y tensión de continua, es siempre positiva o negativa

salida en la carga. Cabe mencionar, que debido a la necesidad de obtener una onda de salida bipolar alternada, los convertidores de cada rama del inversor deben ser bidireccionales⁶ en corriente.

Figura 3-3. Onda de salida en cada convertidor DC/DC



Fuente: [20]

Por otro lado, A partir de lo descrito en [3] [20] y teniendo en cuenta el funcionamiento del inversor elevador, se pasa a la etapa de diseño para satisfacer requerimientos propios de un esquema de microgeneración fotovoltaica presentados a continuación:

- $V_o = 120$ [V_{rms}] Tensión de Salida,
- $V_{op} = 170$ [V] Tensión pico de salida,
- $V_{in} = 48$ [V] Tensión de entrada obtenida a la salida del panel fotovoltaico (módulo generador) y representada en el circuito inversor de la Figura 3-1 por una fuente de DC,
- $P_o = 4000$ [W] Potencia de Salida.

⁶ La corriente puede fluir en ambos sentidos

Lo primero a calcular es la carga resistiva anexa a la salida del inversor como:

$$R = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{120^2}{4000} = 3.6 \approx 4[\Omega] \quad (1)$$

Por otra parte, los convertidores DC/DC elevadores que componen el inversor tienen característica bipolar en corriente, y su ganancia varía en función del ciclo de trabajo, tal como se muestra en (2)-(3):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-d}, \quad (2)$$

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = (1-d), \quad (3)$$

Donde d hace referencia el ciclo de trabajo de cada convertidor elevador.

De (4) se observa como la ganancia máxima del inversor se presenta cuando la tensión de salida está a su valor máximo.

$$G_{MAX} = \frac{V_{op}}{V_{in}} = \frac{170}{48} = 3.54 \quad (4)$$

A partir del principio de operación de cada convertidor *Boost* que compone el inversor, se debe tener una tensión pico de salida dada por:

$$\frac{V_{op}}{2} = \frac{170}{2} = 85 \text{ [V]}. \quad (5)$$

Además, por la topología elevadora seleccionada y los requerimientos de diseño [20], no se pueden obtener niveles de tensiones a la salida menores que la

entrada, de aquí la necesidad de incorporar una tensión V_{DC} para obtener la tensión de salida al nivel suficiente. Por otro lado como se mencionó previamente, cada uno de los convertidores genera una tensión sinusoidal sobre un nivel de continua, con un desfase de 180° de una onda respecto a la otra obedeciendo la expresión dada por (6).

$$V_{DC} \geq \frac{V_{op}}{2} + V_{in} = \frac{G_{MAX} V_{in}}{2} + V_{in} \geq 133 \text{ [V]} \quad (6)$$

Adicionalmente, para evitar presentar problemas de saturación en los dispositivos que lo componen, se incrementa la tensión V_{DC} a un nivel mayor al dado por (6), en lo que se denomina holgura; de esta manera y para fines prácticos se considerará una tensión $V_{DC} = 140 \text{ [V]}$, conduciendo a la expresión para la tensión en los capacitores dada por:

$$v_c = V_{DC} + \frac{V_{op}}{2} \sin(\omega t). \quad (7)$$

A partir de (2) y (7) se obtiene el ciclo de trabajo d como se observa en (8), y a su vez se determina el ciclo de trabajo máximo requerido en cada convertidor para realizar la inversión como lo indica (8):

$$d = 1 - \frac{V_{in}}{V_{dc} + \frac{V_{op}}{2} \sin(\omega t)} \quad (8)$$

$$D_{MAX} = 1 - \frac{V_{in}}{V_{dc} + \frac{V_{op}}{2}} = \frac{G_{MAX}}{1 + G_{MAX}} = \frac{3.54}{1 + 3.54} = 0.78 \quad (9)$$

De las ecuaciones (2) y (3) utilizadas para realizar el balance de corrientes en el inductor, se obtiene la corriente de entrada i_L :

$$i_L = i_o \frac{v_c}{V_{in}}. \quad (10)$$

Como la amplitud de la corriente de salida depende directamente de la carga conectada a esta, la ecuación (11) representa esta variable de interés para el caso particular en que la carga es estrictamente resistiva:

$$i_L = \frac{V_{op}}{R} \frac{v_c}{V_{in}} = \frac{V_{op}}{RV_{in}} \sin(\omega t) \left\{ V_{DC} + \frac{V_{op}}{2} \sin(\omega t) \right\}. \quad (11)$$

Además, retomando los valores máximos de la ecuaciones (4)-(5) y (10) se obtiene:

$$i_L = \frac{V_{op}}{R} \left\{ \frac{G_{MAX}}{2} + 1 \right\} \sin(\omega t) + \frac{V_{op}}{R} \frac{G_{MAX}}{2} \sin^2(\omega t), \quad (12)$$

donde las expresiones (7) y (12) determinan los valores máximos de tensión en el capacitor y corriente en la bobina dados por (13) y (14), necesarios para calcular los parámetros L y C en el inversor:

$$v_{cp} = V_{DC} + \frac{V_{op}}{2} = 140 + \frac{170}{2} = 225 \text{ [V]}, \quad (13)$$

$$I_{LP} = \frac{V_{op}(1 + G_{MAX})}{R} = \frac{170(1 + 3.54)}{4} = 192.95 \text{ [A]}. \quad (14)$$

Por otro lado, la corriente pico de salida queda definida como:

$$I_{op} = \frac{2P_o}{V_{op}} = 47.05 [A], \quad (15)$$

donde la frecuencia de conmutación en los *switches* se debe definir mayor o igual a 20 [kHz] para la operación óptima del conmutador seleccionado, evitando sobrepasar la región audible. Para este caso se optó por trabajar con el límite inferior de frecuencia $f_s = 20 [kHz]$, de tal manera que cualquier frecuencia superior garantice el diseño.

Para finalizar la etapa de diseño, los valores de inductancias y capacitancias son determinados a partir del rizado deseado [3] [22], y constituidos a partir de los valores máximos de corriente en el inductor y tensión pico en el capacitor vistos previamente. A continuación se muestra el dimensionamiento de estos parámetros para concluir con el diseño del inversor:

$$L = \frac{D_{MAX} V_{in}}{f_s (0.22 I_{LP})} = \frac{0.78 \times 48}{20 \times 10^3 (0.22 \times 192.95)} = 44.099 \mu H = 44 [\mu H] \quad (16)$$

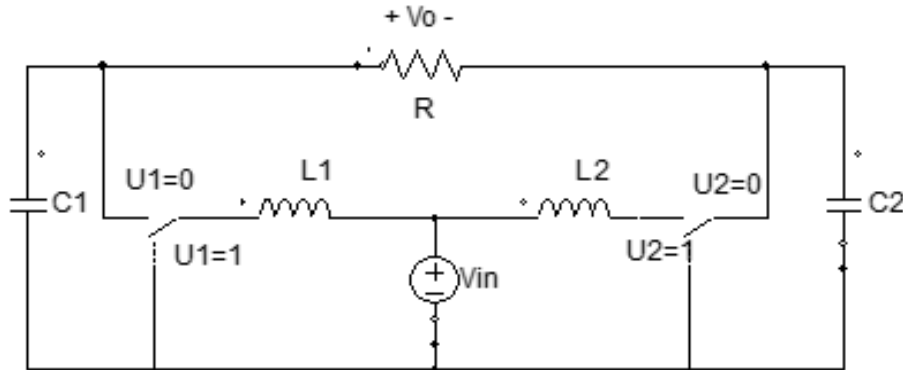
$$C = \frac{D_{MAX} I_{op}}{f_s (0.02 v_{cp})} = \frac{0.78 \times 47.05}{20 \times 10^3 (0.02 \times 225)} = 407.766 \mu F = 408 [\mu F] \quad (17)$$

3.3 MODELADO INVERSOR BOOST

En la formulación del modelado matemático del inversor tipo *Boost*, se debe considerar la presencia de los cuatro elementos conmutadores encargados de realizar los ciclos de carga del capacitor, y de descarga a través de la resistencia de salida, donde cada par de conmutables asociados a cada convertidor elevador deben alternar su modo de operación; por esta razón y con el propósito de reducir

la complejidad en el esquema circuital, el circuito visto en la Figura 3-1 se puede representar mediante el uso de conmutadores ideales, tal como se observa en la Figura 3-4 a continuación:

Figura 3-4. Circuito simplificado inversor elevador



Fuente: Autores

Se conoce la existencia de diversos métodos y enfoques para realizar el modelado del inversor elevador, como por ejemplo la aproximación a pequeña señal o la función de transferencia. No obstante, para mantener una estrecha relación entre el modelo del sistema y el tipo de control que será aplicado al inversor, como se mostrará más adelante, se optó por representar el sistema en el dominio del tiempo a través de la formulación en el espacio de estados.

Por otro lado, y con el objetivo de simplificar el modelado para tener un mejor dominio del sistema, se realiza un desacople entre los convertidores elevadores que conforman el inversor, se rompe el lazo de tensiones entre los capacitores, al sustituir la resistencia de carga R sometida a la tensión de salida V_o , por una fuente de corriente independiente I_o , mediante el arreglo mostrado a continuación:

$$V_{op} = R \times I_o \quad (18)$$

$$I_o = \frac{V_{op}}{R} \quad (19)$$

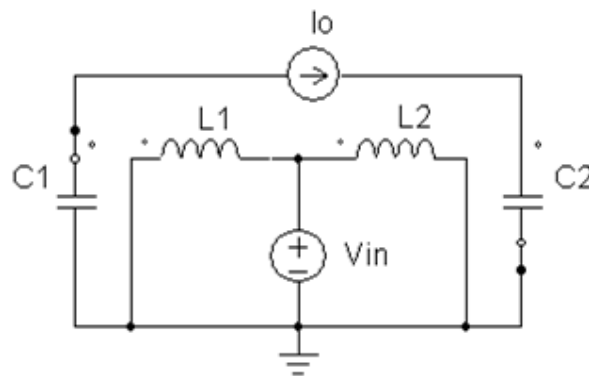
Por simplicidad en los cálculos se puede visualizar el sistema con un enfoque híbrido, el cual consiste en analizar cada uno de los posibles circuitos continuos que se forman en cada conmutación discreta, esto se observa a continuación junto a sus respectivas ecuaciones de estado, al definir el vector de variables de estado como:

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_{C1} \\ I_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix}$$

Primer estado dinámico:

La configuración de la Figura 3-5, se determina a partir de la Figura 3-4 cuando los conmutadores son $U1=1$ y $U2=1$. Además, el vector de dinámicas en el espacio de estados está determinado por (18):

Figura 3-5. Estado dinámico 1



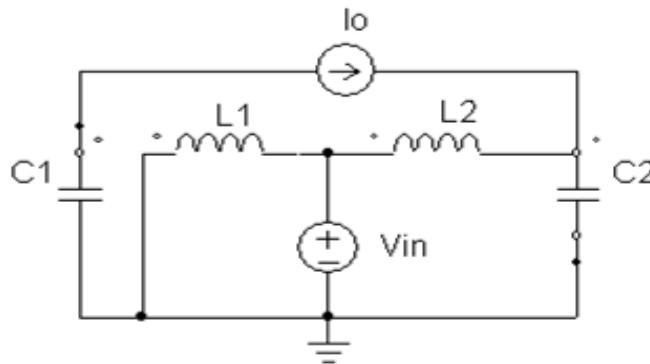
Fuente: Autores

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L} \\ -\frac{I_0}{C} \\ \frac{V_{in}}{L} \\ \frac{I_0}{C} \end{bmatrix} \quad (20)$$

Segundo estado dinámico:

De otro lado, la configuración de la Figura 3-6 se determina a partir de la Figura 3-4 cuando los conmutadores son $U1=1$ y $U2=0$; y el vector de dinámicas en el espacio de estados se determina por (19):

Figura 3-6. Estado dinámico 2



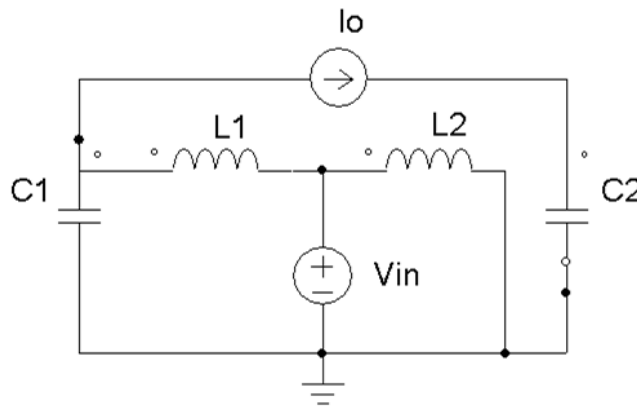
Fuente: Autores

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L} \\ -\frac{I_0}{C} \\ \frac{V_{in} - x_4}{L} \\ \frac{I_0 + x_3}{C} \end{bmatrix} \quad (21)$$

Tercer estado dinámico:

De igual manera, la configuración de la Figura 3-7 se determina a partir de la Figura 3-4 cuando los conmutadores son $U_1=0$ y $U_2=1$; y el vector de dinámicas en el espacio de estados está dado por (20):

Figura 3-7. Estado dinámico 3



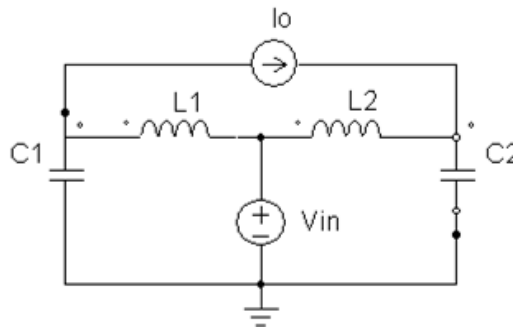
Fuente: Autores

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{V_{in} - x_2}{L} - \frac{x_2}{L} \\ \frac{-I_0 + x_1}{C} + \frac{x_1}{C} \\ \frac{V_{in}}{L} \\ \frac{I_0}{C} \end{bmatrix} \quad (22)$$

Cuarto estado dinámico:

Finalmente, la configuración de la Figura 3-8 se determina a partir de la Figura 3-4 cuando los conmutadores son $U1=0$ y $U2=0$; así, el vector de dinámicas en el espacio de estados se define por (21):

Figura 3-8. Estado dinámico 4



Fuente: Autores

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{V_{in} - x_2}{L} - \frac{x_2}{L} \\ \frac{-I_0 + x_1}{C} + \frac{x_1}{C} \\ \frac{V_{in} - x_4}{L} - \frac{x_4}{L} \\ \frac{I_0 + x_3}{C} + \frac{x_3}{C} \end{bmatrix} \quad (23)$$

Ahora, la expresión (24) mostrada a continuación, se constituye como la superposición de las ecuaciones (20)-(23), y representa el modelo matemático completo del inversor tipo *Boost*.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} (1-U1) + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} (1-U2) + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L} \\ -\frac{I_0}{C} \\ \frac{V_{in}}{L} \\ \frac{I_0}{C} \end{bmatrix} \quad (24)$$

De aquí se puede observar que la ley de control U1 solo afecta a las variables de estado x_1 y x_2 , mientras que la ley de control U2 hace lo propio con los estados x_3 y x_4 . Adicionalmente, las variables de estado x_1 y x_2 no dependen de x_3 y x_4 , y lo mismo ocurre con x_3 y x_4 ; esto es consecuencia del desacople de los dos elevadores, y permite realizar un análisis independiente sobre cada uno de ellos. Esto resulta ventajoso al momento de diseñar una estrategia de control, ya que otorga la posibilidad de controlar cada rama del inversor por separado, tal como se mostrará detalladamente en el siguiente capítulo.

4. CONTROL HÍBRIDO CONMUTADO APLICADO A UN INVERSOR TIPO BOOST

Los recientes avances tecnológicos en los ámbitos de ciencia e ingeniería, muestran el interés por constituir sistemas que combinan características continuas y discretas; por ello el interés desde hace unas décadas, por modelar, analizar y diseñar estrategias de control, capaces de compensar su comportamiento ante perturbaciones y conducir el sistema hacia un estado deseado.

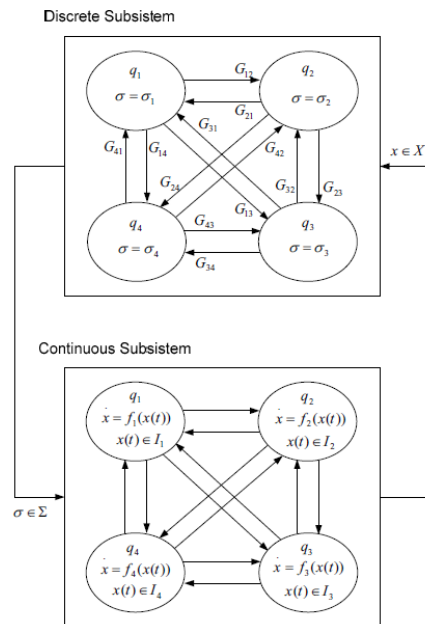
De forma complementaria y como respaldo al modelado, el análisis numérico es crucial al momento de verificar su comportamiento bajo condiciones ideales, debido a que ofrece herramientas suficientes para aplicar entre otras, técnicas de control híbrido. Por tanto, la recurrencia a un entorno de simulación numérica es necesaria para obtener una primera aproximación sobre el comportamiento de técnicas de control, previas a una posible implementación. Así, el presente capítulo busca abordar el estudio de una técnica de control conmutado con enfoque híbrido aplicado sobre un sistema de microgeneración fotovoltaico, para generar un patrón de conmutación suficiente para el correcto funcionamiento del inversor tipo *Boost* seleccionado con anterioridad.

4.1 SISTEMAS HÍBRIDOS

La palabra híbrido hace referencia a aquellos sistemas donde la presencia de dos comportamientos diferentes es la causa de la heterogeneidad [23]. La interpretación de este término dentro del presente trabajo de investigación, está orientada hacia sistemas que pueden modelarse generalmente como la combinación de dinámicas continuas en el tiempo, cambiantes por medio de eventos / condiciones discretas, actuando con condiciones iniciales de un nuevo sistema dinámico continuo [5] [24].

El inversor tipo *Boost*, es ejemplo de un sistema conmutado en el ámbito de la electrónica de potencia, y a su vez representa un sistema dinámico híbrido; esto se debe a que está constituido por convertidores elevadores *Boost*, que según lo indica [25] ya es híbrido. Para complementar, la Figura 4-1 muestra un modelo de los estados continuos de corriente y tensión, generados por los componentes almacenadores de energía como capacitor y bobina. Asimismo, los estados discretos son generados por el *switcheo* de componentes tales como MOSFETs / IGBTs y diodos, provocando un cambio abrupto e instantáneo en su comportamiento dinámico dada la lectura de un evento, tal como se indicó en la sección 3.2. No obstante, la siguiente sección busca justificar el uso de técnicas de control híbrido conmutado aplicables sobre sistemas de microgeneración de tipo fotovoltaico.

Figura 4-1. Modelo híbrido del inversor tipo *Boost*



Fuente: [25]

4.2 CONTROL HÍBRIDO

4.2.1 Técnicas de control híbrido aplicado a sistemas fotovoltaicos

Las técnicas de control con enfoque híbrido, están siendo cada vez más objeto de estudio como método de solución de circuitos lineales conmutados o con discontinuidades conocidas. El aumento en su popularidad ha llegado al campo de los sistemas de generación de energía y alimentación ininterrumpida, aplicándose a inversores y convertidores con la presencia de dinámicas como las mencionadas anteriormente. Muchas de las técnicas encontradas se basan en crear una acción de control global, interpolando acciones de control individuales.

Como resultado de una revisión literaria sobre técnicas de control híbridas aplicadas a sistemas fotovoltaicos, se presentan como típicas las declaradas en [26] [4], a manera de combinación de estrategias clásicas como el PID, junto con lógicas discontinuas que modifican los parámetros de control según unos eventos pre-establecidos. Adicionalmente, en [19] se presenta una técnica de control híbrido que aprovecha las distintas dinámicas que presenta una determinada topología circuital, y combina sus modos de operación para adaptarse a un valor de corriente.

Por otro lado, un detalle determinante para aprovechar las ventajas del enfoque híbrido para el diseño de controladores, consiste en interpretar las discontinuidades presentes en sistemas no lineales producto de zonas muertas, lazos de histéresis, etc., como eventos discretos que determinan la interacción entre las zonas lineales del mismo sistema [27]. No obstante, se optó por el control híbrido por modos deslizantes *SMC* para generar las leyes de control necesarias para ofrecer un correcto funcionamiento en el inversor tipo *Boost*, cuyo resultado será presentado en las secciones subsiguientes.

4.2.2 Control por modos deslizantes

Esta técnica no convencional de control, generalmente aparece en sistemas dinámicos gobernados por ecuaciones diferenciales ordinarias y componentes discontinuas. Consiste en definir una ley de control que conmuta a alta frecuencia, y conduce los estados dinámicos de interés particular, hacia una superficie denominada deslizante; una vez sobre ella, se mantiene por medio de una fuerza de atracción, aún bajo perturbaciones tanto internas como externas al sistema [28].

La superficie de deslizamiento $S(x)$, es definida en el espacio vectorial a partir de las variables de estado x_i . En general $S(x)$ puede ser cualquier función de los estados x tal que el error o seguimiento se haga cero en estado estable. Esta superficie posee propiedades atrayentes, y si la dinámica del sistema logra alcanzarla tenderá a confinarse dentro de esta región.

4.2.3 .Enfoque híbrido del control por modos deslizantes y su aplicación al inversor Boost

El concepto de modos deslizantes se encuentra habitualmente aplicado a sistemas con conmutaciones de alta frecuencia, ya que son sistemas que cambian sus comportamientos dinámicos de manera instantánea. Según [7] esto puede aplicarse en sistemas simples de seguimiento con conmutaciones de estado variable, por medio de la persecución de una superficie dada por:

$$S = \text{Valor deseado} - \text{Valor leído}$$

De la cual se obtiene la ley de control dada por:

$$u = \begin{cases} u_0 & \text{si } S > 0 \\ -u_0 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (25)$$

Como se observa en (25), la ley de control $u(t)$ cambia de acuerdo a un evento discreto asociado al signo de S . Además, se debe garantizar la existencia de la superficie de deslizamiento a través de la ecuación:

$$S \cdot \dot{S} < 0 \quad (26)$$

donde \dot{S} es una medida de la dinámica del error producido en el caso unidimensional [7], lo que garantiza que los estados del sistema siempre sean atraídos hacia la superficie de deslizamiento.

Aplicando (25)-(26) al inversor elevador, y aprovechando el desacople existente entre cada rama del inversor demostrado anteriormente, es válido definir una superficie de deslizamiento para cada rama del inversor como sigue:

$$\begin{aligned} S_1 &= V_{ref1} - V_{C1}, \\ S_2 &= V_{ref2} - V_{C2}, \end{aligned} \quad (27)$$

Donde V_{ref1} y V_{ref2} corresponden con las salidas deseadas para cada convertidor elevador, y V_{C1} y V_{C2} son los valores de tensión obtenidos en cada capacitor. Adicionalmente, de [7] se tiene la forma de las leyes de control independientes para cada lazo del inversor dadas a continuación:

$$\begin{aligned} u_1 &= \frac{1 - \text{signo}(s_1)}{2}, \\ u_2 &= \frac{1 - \text{signo}(s_2)}{2} \end{aligned} \quad (28)$$

Por otro lado, el efecto de implementar (en simulación) el control por modos deslizantes sobre el modelo del inversor dado en la ecuación (24), se muestra en la siguiente sección.

4.3 ANÁLISIS Y RESULTADOS

Para validar la estrategia de control propuesta en la sección anterior, se realizaron las siguientes simulaciones a través de la herramienta MATLAB®, considerando los valores de parámetros del circuito calculados en la sección 3.1 y resumidos en la tabla 4.1.

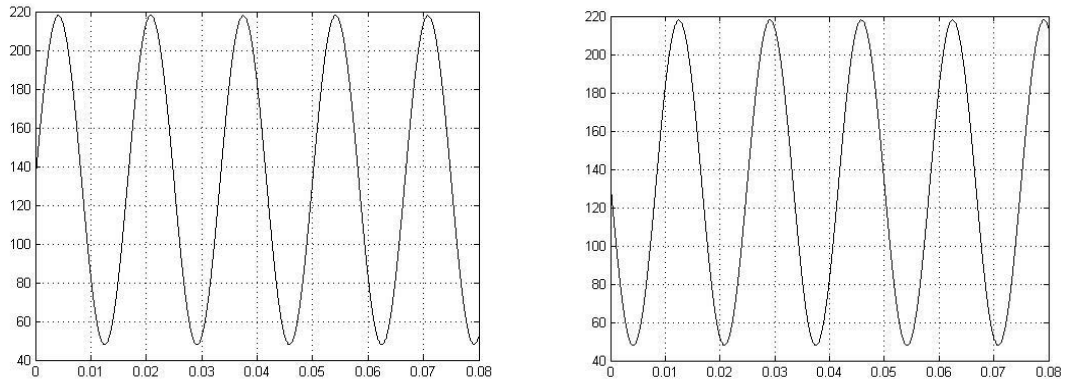
Tabla 4-1. Parámetros de Diseño

Parámetro	Notación	Valor
Tensión de salida	V_o	120 [V_{rms}]
Tensión pico de salida	V_{op}	170 [V]
Tensión de entrada	V_{in}	48 [V]
Potencia de salida	P_o	4000 [W]
Nivel de continua	V_{DC}	140 [V]
Resistencia de carga	R	4 [Ω]
Inductancia	L	44 [μH]
Capacitancia	C	408 [μF]

Fuente: Autores

Es evidente que cada convertidor DC/DC debe seguir independientemente las referencias mostradas en la Figura 4-2.

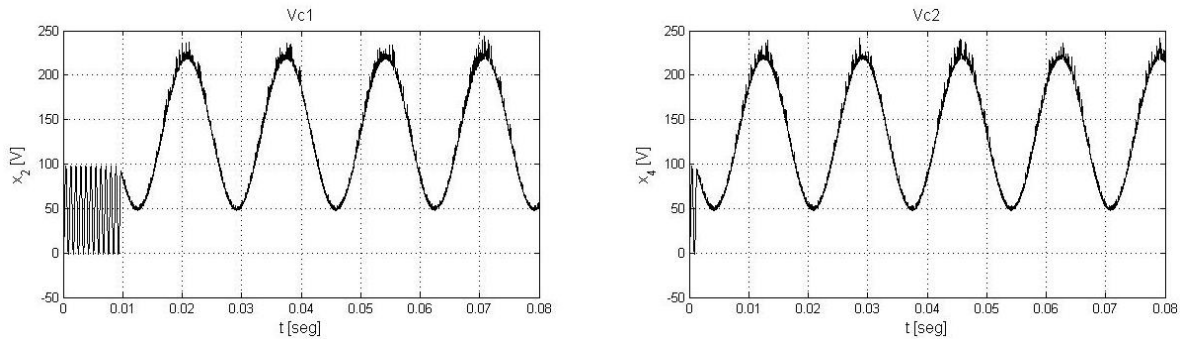
Figura 4-2. Tensiones de referencia capacitores (C1-C2)



Fuente: Autores

En la Figura 4-3, se presenta la salida de tensión obtenida en cada capacitor, donde se verifica por observación el cumplimiento de los requerimientos de diseño determinados en el inversor *Boost*.

Figura 4-3. Tensiones de salida en capacitores (C1-C2)

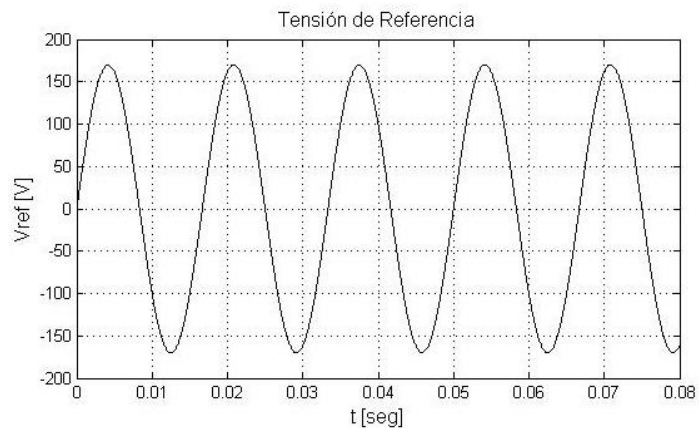


Fuente: Autores

Por otro lado, y dado que el control tiene como objetivo la obtención de una señal de salida como la vista en la Figura 4-4 para el caso ideal del inversor *Boost*, la Figura 4-5 muestra la tensión diferencial a través de la salida de cada capacitor,

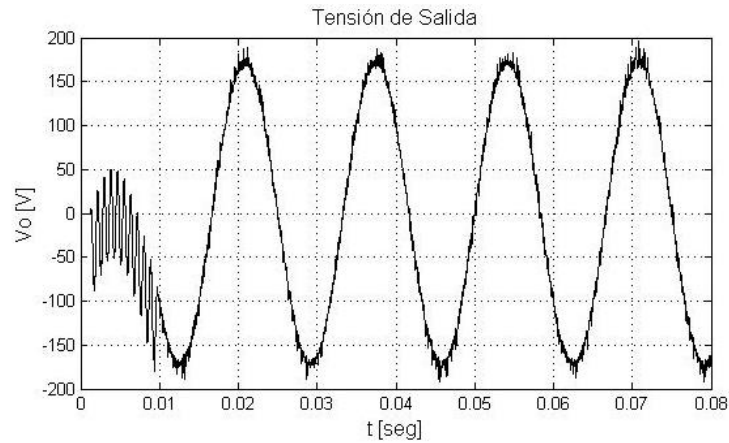
donde se observa como después de un corto transitorio, la tensión de salida tiende a seguir la referencia, como es de esperarse por las características del control aplicado. No obstante, se observa un efecto indeseado asociado a la conmutación propia del control denominado *chattering*, que puede ser fácilmente distinguido por su similitud al ruido de alta frecuencia. Este fenómeno se ilustra en la Figura 4-6, donde se aprecia por medio del diagrama de fase (V_{C1} vs. V_{C2}), la tendencia de los estados dinámicos de interés hacia la superficie de deslizamiento; de esta manera se valida la forma en que el sistema es atraído por dicha superficie y luego permanece en ella.

Figura 4-4. Tensión de referencia



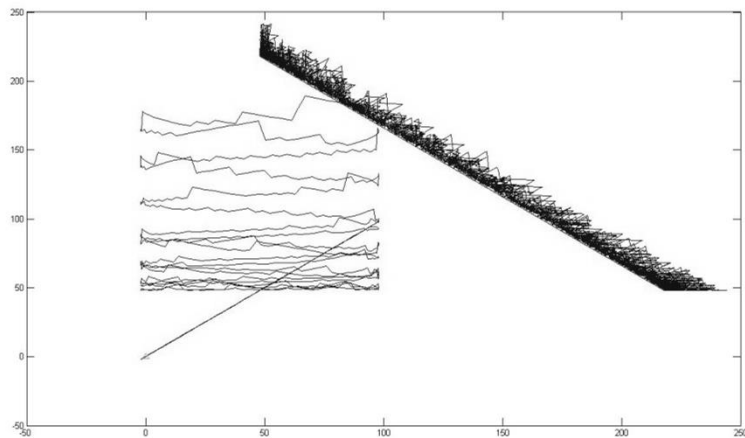
Fuente Autores

Figura 4-5. Tensión medida



Fuente: Autores

Figura 4-6. Diagrama de superficie deslizante



Fuente: Autores

No obstante, es evidente que el seguimiento de referencias independientes según la Figura 4-5 muestra imperfecciones como rizado de tensión, debido a que la estrategia de control no se aplica de forma directa a la salida del inversor; esto hace que el sistema sea susceptible a perturbaciones, lo que se ve reflejado en tensiones DC y errores transitorios significativos. Por esta razón, se propone mantener fija la tensión de referencia de un convertidor por medio de un arreglo matemático, de tal manera que la referencia del segundo siga la tensión de salida

del inversor, por medio de la expresión (29). Así, la referencia a seguir en el segundo convertidor elevador es dependiente de la salida de referencia total del inversor:

$$V_{0ref} = V_{ref1} - V_{ref2} \quad (29)$$

donde

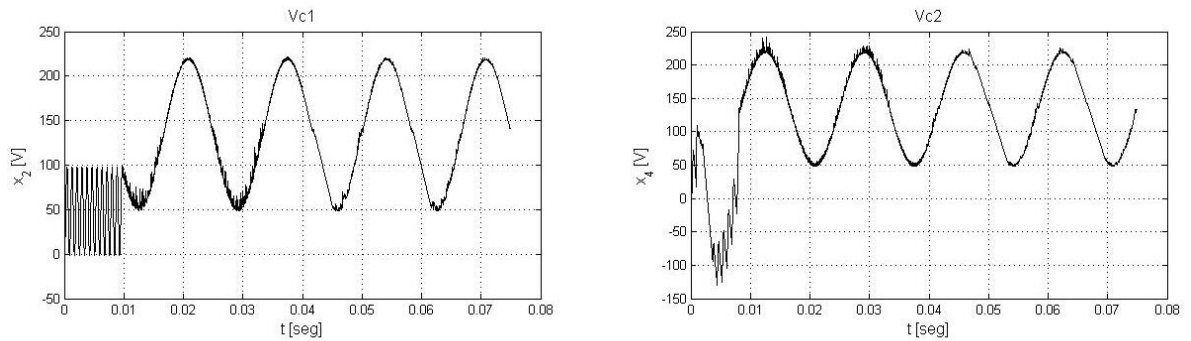
$$V_{0ref} = V_{op} \sin(\omega t) \quad (30)$$

Adicionalmente, la estrategia planteada se puede mejorar si se escoge el convertidor que sigue la salida dependiendo del signo de la misma [22]. De esta manera, las referencias para cada convertidor obedecen al siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\begin{aligned} \text{Si, } \sin(\omega t) < 0 \Rightarrow & \begin{cases} V_{ref1} = V_{ref2} + V_{0ref} \\ V_{ref2} = V_{DC} - \frac{V_{op}}{2} \sin(\omega t) \end{cases} \\ \text{Si, } \sin(\omega t) > 0 \Rightarrow & \begin{cases} V_{ref1} = V_{DC} + \frac{V_{op}}{2} \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = V_{ref1} + V_{0ref} \end{cases} \end{aligned}$$

En la Figura 4-7, nuevamente podemos observar las ondas de tensión en cada capacitor, donde en algunas zonas se producen deformaciones en estado transitorio para compensar el efecto negativo de uno con respecto al otro y producir una forma de onda con mejores características a la salida.

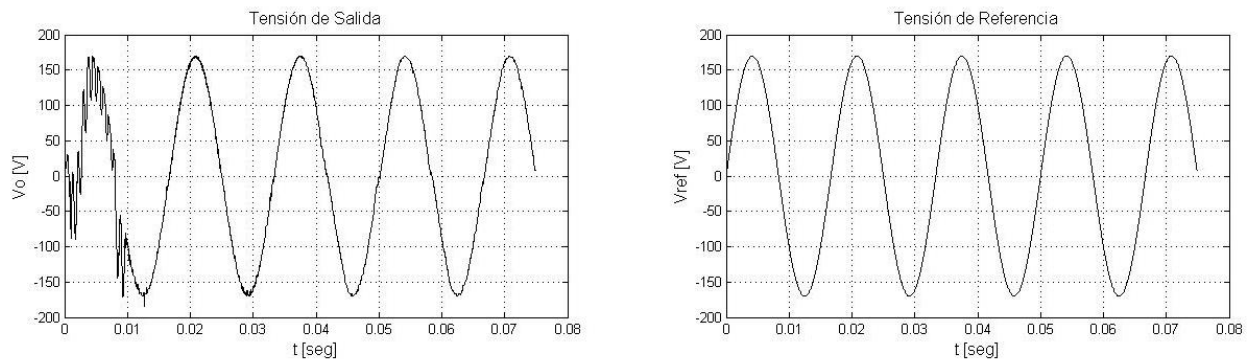
Figura 4-7. Tensiones de referencia capacitores (C1-C2)



Fuente: Autores

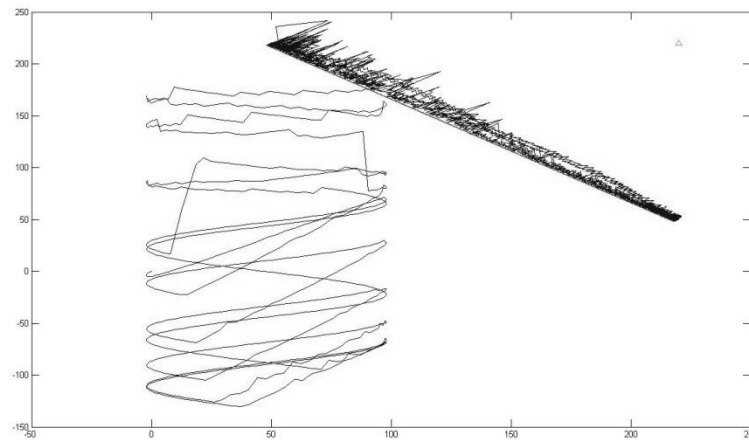
La tensión de salida del inversor bajo la nueva consideración de referencias, se observa en la Figura 4-8, donde en comparación con la vista en la Figura 4-5 se obtiene una notoria reducción del *chattering* durante toda la onda, lo cual se puede corroborar al ver su comportamiento en diagrama de fase de Figura 4-9.

Figura 4-8. Tensión medida - Tensión de referencia



Fuente: Autores

Figura 4-9. Diagrama de superficie deslizante

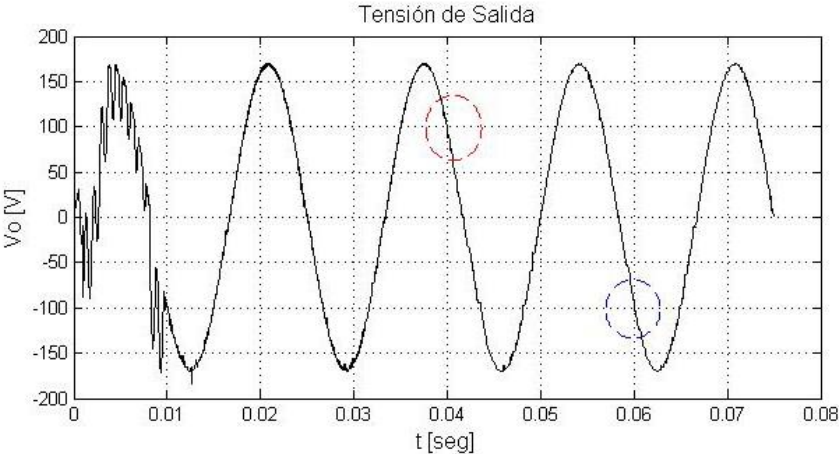


Fuente: Autores

4.3.1 Perturbando el Sistema

El sistema es perturbado al variar la resistencia de carga en un 200% en el tiempo 0.04 [s] (círculo rojo) y la tensión de alimentación cae de 48 a 20 [V] en el instante de tiempo 0.06[s] (círculo azul). De la Figura 4-10 no se evidencian notables cambios en la forma de la onda, lo cual se le puede atribuir a la velocidad con que cambia el sistema inversor con respecto a la ley de control por modos deslizantes, es decir, el control es mucho más rápido que el comportamiento dinámico libre del inversor.

Figura 4-10. Tensión de salida con perturbación



Fuente: Autores

5. CONCLUSIONES

- Se modeló el inversor elevador teniendo en cuenta un enfoque híbrido, con el propósito de controlar y analizar su comportamiento en simulación, mediante la definición de una estrategia de control híbrida por modos deslizantes, la cual manipula cada convertidor o rama del inversor de manera independiente siguiendo tensiones de referencia fijas para cada uno. Además, esta estrategia demostró en simulación que proporciona una salida del inversor deseada con o sin presencia de perturbaciones en la carga y la fuente de suministro. Sin embargo, como desventaja se evidencia la presencia de *chattering* en la tensión de salida.
- La desvinculación del modelo matemático de los dos convertidores elevadores que componen el inversor tipo *Boost*, a través de la ruptura del lazo de tensión mediante el reemplazo de la resistencia de carga por una fuente de corriente, facilitó notoriamente tanto el modelado como el control del sistema general.
- Se verificó bajo simulación, que en la selección del nivel de continua (V_{DC}) de las señales de referencia de los convertidores, se debe buscar un valor próximo a la tensión mínima permitida por el diseño ya que al aumentar este valor, aumenta considerablemente el *chattering* a la salida del inversor.
- Debido al efecto negativo que produjo el uso de referencias independientes en conjunto con el control por modos deslizantes, se presentó una novedosa forma de compensar por vinculación de las referencias con la tensión deseada a la salida del inversor, con el propósito de corregir este inconveniente. De esta manera se obtuvo una reducción en el nivel del

chattering y una eliminación en los picos de tensión producidos en la respuesta transitoria.

6. RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO

A partir del principio de funcionamiento del convertidor DC/AC tipo elevador se hace indispensable en el diseño, la selección adecuada del nivel de tensión continua en los capacitores, para evitar la saturación y reducir el efecto *chattering* en la salida.

Con el objetivo de eliminar el transitorio, disminuir el rizado de la tensión de salida y aumentar la velocidad de respuesta del control, se recomienda a futuro el estudio de estrategias capaces de controlar tanto la tensión en los capacitores como la corriente de la bobina de cada convertidor, adicionalmente, un estudio más a profundidad de la teoría de modos deslizantes, enfatizada en la combinación lineal de superficies conllevará mejores resultados en el control de sistemas conmutados.

Se propone como trabajo futuro la implementación física del inversor elevador junto con el control propuesto como parte de un sistema de generación fotovoltaica.

BIBLIOGRAFÍA

- [9] A. R. Hernández, "La Generación Distribuida y su posible integración al Sistema Interconectado Nacional," Consultoria, Ed., ed. Bogotá, 2009, p. 77.
- [5] A. V. d. Schaft and H. Schumacher, *An Introduction to Hybrid Dynamical Systems* Springer 1999.
- [10] CREG, "Actividades del Autogenerador conectado al Sistema Interconectado Nacional (SIN)," vol. 084, ed: Ministerio de Minas y Energía, 1996, p. 3.
- [13] D. G. Murillo, "Modelado y análisis de sistemas fotovoltaicos " Tesis Doctoral Departamento de ingeniería Universidad Politecnica de Cataluña, Barcelona 2003.
- [16] E. C. Carrascal and P. d. I. F. Casal, "Inversores en Aplicaciones Fotovoltaicas ", Escuela de ingenierías industriales Universidad de Valladolid 2012.
- [11] E. C. Martín and M. A. E. Aguilera, "Edificios fotovoltaicos conectados a la red eléctrica: Características y posibilidades energéticas ", Instituto de energía solar, Universidad Politécnica de Madrid Madrid, 1998.
- [18] E. C. Martínez, "Confiabilidad de inversores integrados en sistemas fotovoltaicos conectados a red," Tesis de maestría en ciencias Departamento de ingeniería electrónica Centro nacional de investigación y desarrollo tecnológico, Cuernavaca, 2008.
- [28] H. Asada and J. J. E. Slotine, *Robot Analysis and Control: Wiley*, 1986.
- [14] H. Rashid, *Power electronics: circuits, devices, and applications*, 3 ed.: Pearson/Prentice Hall, 2004.

- [17] J. J. N. Vera, "Análisis y diseño de controladores para inversores multinivel en sistemas fotovoltaicos conectados a la red " Tesis Doctoral Departamento de ingeniería electrónica Universidad Politecnica de cataluña Barcelona, 2007.
- [19] K. Wei, S. Xinchun, and W. Debing, "A new hybrid mode control strategy of flyback inverter for photovoltaic AC modules," in *Control and Automation (ICCA), 2013 10th IEEE International Conference on*, 2013, pp. 1092-1097.
- [6] Lady Fuentes. , Yuly Karina Tutira Cáceres, Pedro Julio Esteban Rios, "Diseño y simulación de estrategias de control conmutado en convertidores de potencia," Escuela de ingenierías eléctrica, electrónica y de telecomunicaciones Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, 2012.
- [8] LOCATELLI, "Optimal Control, An Introduction," Berlin, 2001.
- [4] L. Yuan, L. Taewon, F. Z. Peng, and L. Dichen, "A Hybrid Control Strategy for Photovoltaic Simulator," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, 2009, pp. 899-903.
- [15] M. A. Abella, *Sistemas Fotovoltaicos* Madrid: Era Solar, 2003.
- [24] M. S. Branicky, V. S. Borkar, and S. K. Mitter, "A unified framework for hybrid control: model and optimal control theory," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 31-45, 1998.
- [3] N. V. Nava, "Desarrollo de inversores con capacidad de elevación para sistemas de alimentación ininterrumpible y sus técnicas de control," Tesis Doctoral, Departamento de Eletrónica Centro nacional de investigación y desarrollo tecnológico Cuernavaca, 2003.
- [1] O. PERPIÑAN LAMIGUEIRO, *Energia Solar Fotovoltaica* 1.23 ed., 2011.
- [22] P. Sanchis, A. Ursaea, E. Gubia, and L. Marroyo, "Boost DC-AC inverter: a new control strategy," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 343-353, 2005.

- [20] R. O. Caceres and I. Barbi, "A boost DC-AC converter: analysis, design, and experimentation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 14, pp. 134-141, 1999.
- [23] R. Sanfelice, "Robust Hybrid Control Systems " Tesis Doctoral, University of California Santa Barbara 2007.
- [21] S. A. Menéndez, "Aportación al control del convertidor cc/ca de tres niveles " Tesis Doctoral Departamento de ingeniería electrónica Universidad Politecnica de cataluña, Barcelona, 2004.
- [12] S. B. Kjaer, "Desing and control of an inverter for Photovoltaic Applications " Tesis Doctoral, Facultad de ingenieria y ciencia Universidad de Aalborg Aalborg Ost, 2005.
- [25] T. D. Rachmildha, Y. Haroen, A. Muqorobin, and E. Rijanto, "Single phase boost inverter using hybrid modelling approach," in *Power Engineering and Renewable Energy (ICPERE), 2012 International Conference on*, 2012, pp. 1-6.
- [26] T. Nguyen Gia Minh, D. Mai Tuan, B. Tran Cong, and P. Nguyen Huu, "PID-fuzzy logic hybrid controller for grid-connected photovoltaic inverters," in *Strategic Technology (IFOST), 2010 International Forum on*, 2010, pp. 140-144.
- [7] V. Utkin, J. Guldner, and M. Shijun, *Sliding Mode Control in Electro-mechanical Systems*: Taylor & Francis, 1999.
- [27] X. Kong and F. Zang, "Study on the intelligent hybrid control for secondary regulation transmission system," in *Automation and Logistics, 2009. ICAL '09. IEEE International Conference on*, 2009, pp. 726-729.