

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

# “ESTUDIO DE CONVERTIDORES CONMUTADOS PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS”

POR

**ORLANDO ISAIÁS CORTÉZ HERNÁNDEZ**

## **TESIS**

PRESENTADA COMO REQUISITO PARCIAL PARA OBTENER EL GRADO DE  
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

DIRECTOR DE TESIS

DR. RODRIGO LOERA PALOMO

CODIRECTOR DE TESIS

DR. MICHEL ALEJANDRO RIVERO CORONA

ISSN: 0188-9060



**RIITEC: (05)-TMCIE-2018**  
Torreón, Coahuila. México,

Junio 2018

SEP

SECRETARÍA DE  
EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MEXICO

Instituto Tecnológico de La Laguna

Torreón, Coah., **13/Junio/2018**

Dependencia: DEPI/CPCIE

Oficio: DEPIJ/CPCIE/068/2018

Asunto: Autorización de impresión  
de tesis.

**C. Orlando Isaías Cortez Hernández**  
**CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA.**  
**PRESENTE**

Después de haber sometido a revisión su trabajo de tesis titulado:

**"Estudio de Convertidores Conmutados para Sistemas Fotovoltáicos"**

Habiendo cumplido con todas las indicaciones que el jurado revisor de tesis hizo, se le comunica que se le concede la autorización con número de registro **RIITEC: (05)-TMCIE-2018**, para que proceda a la impresión del mismo.

**ATENTAMENTE**

EDUCACIÓN TECNOLÓGICA FUENTE DE INNOVACIÓN

**DR. ARMANDO LONGORIA DE LA TORRE**  
**Jefe de la División de Estudios de Posgrado e Investigación**  
**del Instituto Tecnológico de La Laguna**



SECRETARÍA DE  
EDUCACIÓN PÚBLICA  
INSTITUTO TECNOLÓGICO  
de la Laguna  
División de Estudios de Posgrado  
e Investigación

ALT/JIHJ



SEP

SECRETARÍA DE  
EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MEXICO

Instituto Tecnológico de La Laguna

Torreón, Coah., 21/Mayo/2018

**DR. ARMANDO LONGORIA DE LA TORRE**  
**JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**

Por medio de la presente, hacemos de su conocimiento que después de haber sometido a revisión el trabajo de tesis titulado:

**"Estudio de Convertidores Conmutados para Sistemas Fotovoltaicos"**

Desarrollado por el **C. Orlando Isaías Cortez Hernández**, con número de control **M1613003** y habiendo cumplido con todas las correcciones que se le indicaron, estamos de acuerdo que se le conceda la autorización de la fecha de examen de grado para que proceda a la impresión de la misma.

**ATENTAMENTE**

EDUCACIÓN TECNOLÓGICA FUENTE DE INNOVACIÓN

**Dr. Rodrigo Loera Palomo**  
**Asesor/Director de Tesis**

**Dr. Michel A. Rivero Corona**  
**Comité Tutorial**

**Dr. Marco A. Arjona López**  
**Comité Tutorial**

**Dr. Francisco Sellschopp Sánchez**  
**Comité Tutorial**





# Agradecimientos

A mi familia, en especial a mi madre, Claudia P. Hernández Villanueva por su incondicional apoyo, a mi padre, Julio C. Cortés de la Garza, a mi hermano, Osvaldo Cortéz Hernández; porque gracias a ellos todo se vuelve más fácil.

A mis asesores y profesores por su gran paciencia y dedicación, Dr. Rodrigo Loera Palomo, Dr. Michel A. Rivera Corona, Dr. Francisco S. Sellschopp Sánchez.

A mis amigos, quienes hicieron de este viaje más divertido, Jesús M. Morales Domínguez, Alonso Colunga, Ricardo Sánchez, J. Rogelio de Luna Medrano y Abraham Limones Rivas.

Al Instituto Tecnológico de la Laguna a la División de Estudios de Posgrado e Investigación por brindar las facilidades para realizar este trabajo.

Al Consejo Nacional de Ciencias y Tecnología (CONACYT), por brindarme el financiamiento económico para realizar mis estudios de maestría.



# Resumen

La generación de energía eléctrica a través de esquemas renovables es un tópico de gran interés a nivel mundial, siendo la generación fotovoltaica y eólica las tecnologías que han tenido un crecimiento importante los últimos años. Su utilización va desde esquemas a baja escala como una casa-habitación, edificios, entre otros, hasta esquemas de gran escala para generación de energía para su inyección en redes eléctricas.

La generación de energía eléctrica a través de medios fotovoltaicos requiere de sistemas adicionales, debido a sus características inherentes en el proceso de conversión de energía y a la alta variabilidad que presentan dada su dependencia con las condiciones climáticas. Para llevar a cabo el acondicionamiento de la energía para su uso final, los sistemas fotovoltaicos necesitan de convertidores conmutados. El convertidor conmutado es un elemento clave para el procesamiento de la energía, ya que entre otras funciones, permite la extracción de la máxima potencia del sistema fotovoltaico. Aunado a lo anterior, se requiere de un esquema de control apropiado para alcanzar el objetivo de extracción de potencia, regulación de voltaje, acondicionamiento de energía, entre otros.

En este trabajo se propone un convertidor conmutado basado en el concepto de procesamiento de potencia redundante reducida. El convertidor propuesto presenta una estructura de interconexión en no-cascada, siendo en la etapa de entrada donde se da este proceso de reducción de la potencia procesada. La etapa de salida permite la conexión con la red eléctrica. Además, en este trabajo se abordan aspectos de análisis y modelado que determinan las características de la topología. Finalmente, se diseña el control en la etapa de entrada mediante la implementación de un esquema de emulación de resistencia para el seguimiento del punto de máxima potencia del sistema fotovoltaico.

# Índice general

Índice de figuras .....	I
Índice de tablas .....	V
<b>1 Introducción .....</b>	<b>1</b>
1.1 Introducción .....	1
1.2 Motivación .....	4
1.3 Contribuciones .....	5
1.4 Descripción de la tesis .....	5
<b>2 Energía solar fotovoltaica .....</b>	<b>7</b>
2.1 Generales .....	7
2.2 Geometría solar.....	9
2.3 Instrumentos de medición para radiación solar. ....	16
2.4 Evaluación de la radiación solar en la región .....	18
2.5 Modelo del panel fotovoltaico (PV) .....	23
2.6 Estimación de generación de potencia por medio de sistema PV .....	28
<b>3 Convertidor con procesamiento reducido de potencia .....</b>	<b>31</b>
3.1 Procesamiento de potencia redundante reducida .....	31
3.2 Inversor de dos niveles.....	34
3.2.1 Modelo promedio del inversor.....	39
3.3 Celda básica de conmutación de dc-dc .....	42
3.3.1 Convertidor flyback.....	43
3.4 Configuración del sistema de DC.....	48
<b>4 Análisis y modelado del convertidor conmutado .....</b>	<b>64</b>
4.1 Modelo promedio del inversor de dos niveles.....	64
4.2 Análisis y modelado de convertidor dc-dc .....	71
4.3 Integración de modelos.....	75
<b>5 Esquemas de control .....</b>	<b>79</b>
5.1 Esquema de control para inversor de dos niveles .....	79
5.2 Esquema de control para convertidor flyback .....	84



<b>6 Resultados de sistema fotovoltaico .....</b>	<b>91</b>
6.1 Escenario de simulación del inversor de dos niveles .....	91
6.2 Escenario de simulación de la etapa de dc .....	97
6.3 Integración de sistemas .....	106
<b>7 Conclusiones.....</b>	<b>110</b>
Bibliografía.....	112

# Índice de figuras

Figura 1.1 Configuración de sistemas fotovoltaicos: (a) Centralizada, (b) Cadena y (c) Multicadena. ....	2
Figura 1.2 Configuraciones de sistemas fotovoltaicos: (a) Convertidor por panel y (b) Modular. ....	3
Figura 2.1 Relación geométrica Sol-Tierra. ....	8
Figura 2.2 Variación de la radiación extraterrestre a lo largo del año.....	9
Figura 2.3 Ilustración representativa de la radiación difusa, directa y total (reflejada) [14]. ....	10
Figura 2.4 Esquema ilustrativo de latitud [15]. ....	12
Figura 2.5 Esquema ilustrativo de declinación a lo largo del año [15]. ....	13
Figura 2.6 Ilustración representativa de los ángulos solares. ....	13
Figura 2.7 Esquema ilustrativo del ángulo horario [15]. ....	14
Figura 2.8 Pirheliómetro: instrumento de medición de radiación directa [16] [17]...	17
Figura 2.9 (a) Piranómetro: instrumento de medición de radiación total. (b) Anillo de sombreado para medición de radiación difusa [18] [19]. ....	17
Figura 2.10 Estación meteorológica “Vantage Pro Plus” [20]. ....	18
Figura 2.11 Mediciones de irradiancia en Torreón, Coahuila del día 02/08/2017 al 19/10/2017 con señalamiento en lecturas no continuas. ....	19
Figura 2.12 Comparación de irradiancia extraterrestre e irradiancia medida.....	19
Figura 2.13 Distribución de probabilidad de la irradiancia medida. ....	20
Figura 2.14 Gráfico del día 11 de Agosto de 2017.....	21
Figura 2.15 Distribución de probabilidad de cambios de irradiancia debido a la obstrucción de agentes externos. ....	21
Figura 2.16 Distribución de probabilidad de cambios de irradiancia debido al movimiento de la Tierra. ....	22
Figura 2.17 Diagrama a bloques de la cadena de generación fotovoltaica.....	23
Figura 2.18 Modelo de un diodo para celda fotovoltaica. ....	24
Figura 2.19 Curvas características de: (a) P-V. y (b) I-V.....	25
Figura 2.20 Curva característica P-V con afectación en: (a) radiación y (b) temperatura. ....	27

Figura 2.21 Irradiancia diaria medida correspondiente al día 13 de Agosto de 2017.....	28
Figura 2.22 Gráficos de voltaje, corriente y potencia generada por panel PV durante de un día. ....	29
Figura 3.1 Modelo de tres puertos de un regular conmutado de PFC .....	31
Figura 3.2 Gráficos de flujo de potencia: (a) Tipo I, (b) Tipo II y (c) Tipo III.....	32
Figura 3.3 Diagramas de flujo de potencia para reguladores PFC: (a) Tipo I-I, (b) Tipo I-II, (c) Tipo I-III y (d) Tipo II-III.....	33
Figura 3.4 Diagrama de flujo de potencia I-IIA. ....	33
Figura 3.5 Estructura de interconexión en no-cascada I-IIA.....	34
Figura 3.6 Diagrama esquemático de inversor de dos niveles ideal.....	35
Figura 3.7 Estrategia PWM: (a) Señal moduladora y portadora, (b) señal de conmutación para el interruptor $Q_1$ y (c) señal de conmutación para el interruptor $Q_4$ .....	36
Figura 3.8 Formas de onda de inversor de dos niveles.....	37
Figura 3.9 Control de voltaje variando $m$ .....	39
Figura 3.10 Circuito equivalente para la representación de la topología Tipo I-IIA..	42
Figura 3.11 Celdas básicas de conmutación: (a) Reductor, (b) Elevador, (c) Reductor-elevador, (d) Forward y (e) Flyback.....	43
Figura 3.12 Convertidor: (a) reductor-elevador, (b) reductor-elevador con inductor de dos devanados y (c) flyback. ....	44
Figura 3.13 Convertidor flyback: (a) con interruptor cerrado y (c) con interruptor abierto. ....	44
Figura 3.14 Formas de onda de convertidor flyback: (a) función de conmutación, (b) corriente de magnetización, (c) voltaje de capacitor de acoplamiento, (d) voltaje de capacitor de almacenamiento, (e) corriente de interruptor activo y (f) corriente de interruptor pasivo. ....	48
Figura 3.15 Ilustración de: (a) Configuración I, (b) Configuración II y (c) Configuración III.....	49
Figura 3.16 Diagrama esquemático de la Configuración III. ....	50
Figura 3.17 Gráfico de relación corriente de magnetización con respecto a la corriente del módulo PV.....	56
Figura 3.18 Gráfico de ciclo de trabajo contra relación de transformación $a$ . ....	56
Figura 3.19 Esquema representativo del procesamiento de potencia.....	57
Figura 3.20 Gráfica de factor de procesamiento de potencia. ....	59

Figura 3.21 Contribución de voltaje en puerto de salida de convertidor con respecto a las potencias del sistema.....	59
Figura 3.22 Gráfico de ciclo de trabajo utilizando dos convertidores en serie. ....	60
Figura 3.23 Gráfico de factor de procesamiento de potencia utilizando dos convertidores en serie.....	61
Figura 3.24 Diagrama esquemático de convertidor flyback con parásitos.....	62
Figura 3.25 Eficiencia del convertidor flyback como función de la relación de transformación a.....	63
Figura 4.1 Diagrama esquemático de inversor de dos niveles conectado a una red trifásica. ....	64
Figura 4.2 Diagrama esquemático de ecuaciones dinámicas de inversor de dos niveles. ....	70
Figura 4.3 Representación esquemática de una red trifásica.....	70
Figura 4.4 Diagrama esquemático de configuración de sistema de dc.....	72
Figura 4.5 Esquema representativo de la configuración de la etapa de dc.....	74
Figura 4.6 Esquema ilustrativo de conexión. ....	75
Figura 4.7 Unión de modelos conmutados. ....	77
Figura 5.1 Diagrama a bloques del control en modo corriente. ....	81
Figura 5.2 Diagrama a bloques de lazo de control de voltaje de bus de dc.....	84
Figura 5.3 Diagrama a bloques de circuito PFC.....	85
Figura 5.4 Modulador General PWM.....	86
Figura 5.5 Esquema de convertidor propuesto con aproximación PFC como técnica de MPPT.....	87
Figura 5.6 Diagrama a bloques del control. ....	90
Figura 6.2 Diagrama esquemático de inversor de dos niveles en lazo abierto.....	91
Figura 6.3 Diagrama a bloques de lazo de control de voltaje de bus de dc.....	92
Figura 6.4 Cambios de referencia para nivel de voltaje en el bus de dc. ....	96
Figura 6.5 Control de factor de potencia mediante la potencia reactiva. ....	97
Figura 6.6 Diagrama esquemático de convertidor flyback en lazo abierto. ....	97
Figura 6.7 Diagrama a bloques del control. ....	98
Figura 6.8 Curvas características del módulo Soltech 1STH-350-WH.....	102
Figura 6.9 Pruebas de seguimiento de máximo punto de potencia a distintas irradiancias. ....	103

Figura 6.10 Pruebas de seguimiento de distintas referencias. ....	104
Figura 6.11 Diagrama esquemático del sistema dc-dc. ....	105
Figura 6.12 Dinámica de seguimiento de MPP con dos convertidores en serie.....	106
Figura 6.13 Configuración I-IIA. ....	107
Figura 6.14 Comportamiento dinámico del sistema de dc. ....	108
Figura 6.15 Comportamiento dinámico del sistema de ac. ....	109
Figura 6.16 Comportamiento dinámico del sistema de ac. ....	109

# Índice de tablas

Tabla 3. 1 Conjunto de ecuaciones resultantes del análisis del sistema dc propuesto. ....	51
Tabla 6. 1 Parámetros y especificaciones de operación del inversor. ....	92
Tabla 6. 2 Parámetros y especificaciones de operación del convertidor dc. ....	100



# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1 Introducción

Los sistemas de alimentación a través de arreglos fotovoltaicos, así como otros esquemas de generación renovable, han ido ganando cada vez mayor atención debido al incremento en la demanda de energía a nivel mundial. Sin embargo, las tecnologías de generación renovable siguen manteniendo un costo relativamente alto comparado con esquemas de generación tradicional, como el uso de petróleo, gas, carbón, nuclear o hidráulica [1].

El creciente aumento del uso de energías renovables, como la fotovoltaica, es necesario tener en cuenta diversos factores, principalmente si estos serán conectados a redes eléctricas. Los esquemas de generación a través de esquemas fotovoltaicos presentan una alta variabilidad debido a que estos son dependientes de las condiciones climáticas, como la temperatura, nubosidad, contaminación, polvo, entre otros. Esta dependencia de las condiciones climáticas hace que uno de los principales objetivos sea la extracción de la máxima potencia que pueden ofrecer estos sistemas, sin embargo, existen tendencias en la inyección de potencia constante para reducir la variabilidad de la potencia inyectada, y reducir problemas de inestabilidad de redes [2]. Por otro lado, la maximización de la energía extraída requiere de estrategias de control apropiadas que puedan extraer la máxima potencia ante condiciones de irradiancia variable, sombreado parcial, diferente orientación de módulos o uso de diferentes tecnologías. Además, las nuevas políticas al buscar una mejor y mayor participación de los esquemas de generación renovable, imponen retos en los sistemas de acondicionamiento de energía eléctrica como nuevas topologías de convertidores conmutados, diseño, control, entre otros.

En términos generales los sistemas fotovoltaicos requieren de módulos fotovoltaicos que pueden ser conectados en diferentes configuraciones. El tipo de arreglo fotovoltaico incide directamente sobre el tipo de topología de convertidor electrónico de potencia a usarse. La combinación o unión de módulos fotovoltaicos y convertidores determina la operación, capacidades y eficiencia de todo el sistema fotovoltaico. Dentro de las configuraciones más comunes de sistemas fotovoltaicos se pueden mencionar:

- Centralizada – Arreglo fotovoltaico de varias cadenas de paneles en paralelo con diodo de bloqueo para evitar la recirculación de corriente entre cadenas. Todo el arreglo se conecta a un único convertidor de potencia (ver Fig. 1.1 (a)).



- Cadena – Versión simplificada de la configuración centralizada donde se tiene un arreglo de varias cadenas de paneles. Cada cadena se conecta a un convertidor de dc-ac (ver Fig. 1.1 (b)).
- Multi-cadena – Configuración con múltiples cadenas de paneles en donde cada una es conectada a un convertidor dc-dc, siendo estos últimos conectados a un convertidor dc-ac. Cada convertidor dc-dc tiene un esquema MPPT, haciendo de ésta una configuración flexible que mejora la eficiencia global de la planta fotovoltaica (ver Fig. 1.1 (c)).
- Convertidor por panel – Cada módulo cuenta con un convertidor dc-ac, teniendo así un esquema MPPT por cada panel. Esta configuración es costosa y difícil de mantener cuando la potencia del sistema se incrementa (ver Fig. 1.2 (a)).
- Modular – Configuración donde los convertidores dc-dc y dc-ac comparten un bus común en dc. Cada convertidor dc-dc se conecta a una cadena de paneles, donde el convertidor tiene un esquema MPPT. Cada convertidor dc-ac en el arreglo es conectado al bus de dc y a la red eléctrica, siendo un esquema altamente confiable por su modularidad (ver Fig. 1.2 (b)).

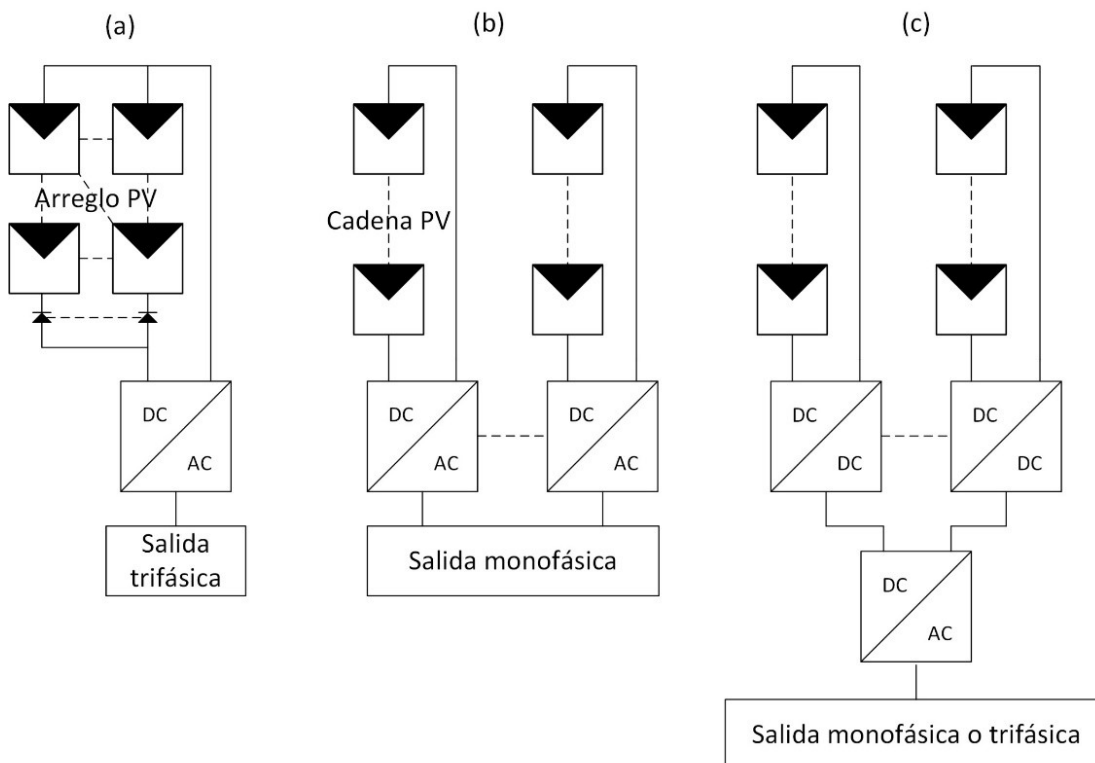


Figura 1. 1 Configuración de sistemas fotovoltaicos: (a) Centralizada, (b) Cadena y (c) Multicadena.

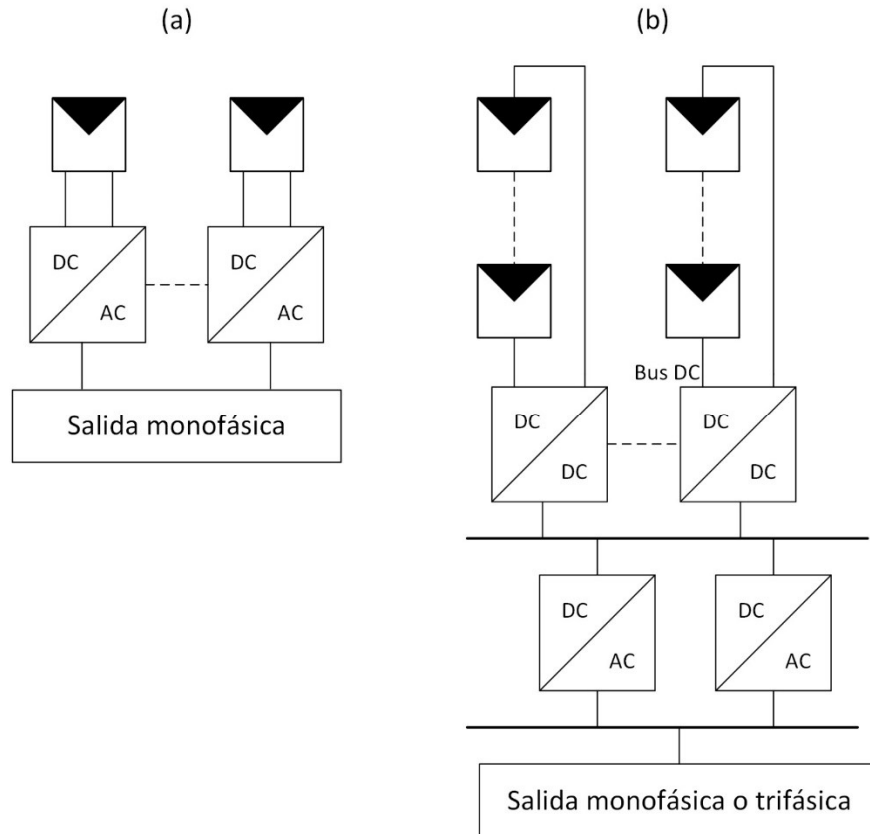


Figura 1. 2 Configuraciones de sistemas fotovoltaicos: (a) Convertidor por panel y (b) Modular.

En los sistemas fotovoltaicos, los esquemas de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT por sus siglas en inglés) son una parte esencial para la extracción de la potencia máxima que el sistema fotovoltaico puede ofrecer. En la literatura especializada pueden encontrarse diversas aproximaciones de seguidores del punto de máxima potencia (MPP). En esencia estos seguidores son de dos tipos: 1) esquemas que no requieren de la información de la topología o modelo del convertidor de potencia (o de interfaz de electrónica de potencia), y 2) esquemas que para su desarrollo y sintonización requieren de la información del modelo del convertidor. En [3] se presenta una revisión de diversos esquemas MPPT, donde se establece una discusión de sus características principales, así como sus ventajas y desventajas. En [4] se establece una técnica de MPPT a través de un control por modos deslizantes donde son usados dos lazos de control. A diferencia de otros esquemas, en este trabajo se usa la corriente del capacitor de acoplamiento en el lazo interno de corriente. En el trabajo dado en [5] se propone una metodología denominada TEODI (Técnica de ecualización de los puntos de operación), en la que se establece un esquema MPPT distribuido de fácil implementación, teniendo como ventaja el limitar los efectos desfavorables de las perturbaciones de baja frecuencia propagados desde la red hacia las terminales de los arreglos fotovoltaicos. En [6] se presenta un esquema MPPT basado en lógica difusa en el que se requiere de sensar el voltaje y corriente en terminales del panel

para generar la señal de control, esto último a través de un proceso de integración. Una de las principales ventajas es la reducción de las oscilaciones en el MPP.

## 1.2 Motivación

En los sistemas fotovoltaicos, así como en otros esquemas de generación y/o acondicionamiento de energía, los convertidores electrónicos de potencia son dispositivos clave para la operación y extracción de potencia generada. Estos sistemas de procesamiento de potencia tienen un papel central en la transferencia de la energía eléctrica producida por los arreglos fotovoltaicos; donde deben asegurar una alta eficiencia, modularidad y particularmente un alta confiabilidad [7]. En la literatura técnica se encuentran ejemplos de desarrollo y aplicación de topologías de convertidores conmutados; por ejemplo, en [8] se propone una topología basada en el convertidor flyback con dos interruptores y conexión intercalada, la topología es apropiada para aplicaciones de alta potencia en sistemas fotovoltaicos. En [9] se propone un esquema convertidor por panel, en donde cada convertidor se conecta en serie permitiendo tener topologías simples con relaciones de conversión bajas. En este trabajo se tiene un esquema MPPT en cada convertidor con el fin de maximizar la potencia global extraída; en un escenario de irradiancia no uniforme, para evitar el sobre-voltaje en el bus de dc, se propone un segundo esquema de control que asegura robustez ante cambios rápidos de irradiancia así como limitar el voltaje de salida. En la línea del trabajo anterior, en [10] se realiza un estudio de diferentes conceptos de integración convertidor-panel, esta evaluación permite establecer topologías y arreglos pertinentes para la extracción de máxima potencia ante escenarios de irradiancia no uniforme o el uso de diferentes tecnología de módulos fotovoltaicos. Finalmente en [11] se propone una topología de convertidor dc-dc de alta ganancia con el fin de evitar etapas de conversión con transformadores de baja frecuencia. El convertidor propuesto presenta alta ganancia comparada contra el convertidor boost típico, además, para aplicaciones de alta potencia la capacidad del convertidor se incrementa al agregar etapas en conexión intercalada.

Bajo la línea de desarrollo de nuevas topologías de convertidores conmutados, el principio de procesamiento de potencia redundante reducido ( $R^2P^2$ ) establece que la potencia procesada desde una fuente hacia una carga puede reducirse si se emplea entre ellas una interconexión en no-cascada de convertidores conmutados [12]. Este principio fue propuesto para el desarrollo de convertidores de ac-dc, donde las tareas de control son la corrección del factor de potencia y la regulación del voltaje a su salida. Sin embargo, se ha establecido que este principio es útil en la generación de convertidores conmutados de dc-dc [13,14].

El principio  $R^2P^2$  fue propuesto originalmente para la generación de topologías de ac-dc, y además, existen trabajos relacionados con la generación de nuevas topologías de dc-dc bajo este principio. Este trabajo de investigación aborda el desarrollo de una topología dc-ac bajo el principio  $R^2P^2$  con el uso de celdas básicas de conmutación de dc-dc y dc-ac. La propuesta en este trabajo se enfoca hacia el desarrollo de una topología para aplicaciones fotovoltaicas, donde se abordan aspectos de análisis de estado estable, así como la obtención de un modelo dinámico de la topología propuesta. Finalmente, se propone la aplicación de un esquema

PWM (Modulación de ancho de pulso) general como emulador de resistencia para el control de la topología propuesta en el seguimiento del punto de máxima potencia del arreglo fotovoltaico usado.

### 1.3 Contribuciones

Algunas contribuciones como resultado de este trabajo se mencionan a continuación:

1) Se establece una topología dc-ac basado en una estructura en no-cascada, la cual está formada por dos etapas de conversión: una etapa de dc y, una etapa de inversión realizada con una celda básica de seis interruptores. La etapa de dc se compone de una celda básica flyback que procesa una fracción de la potencia total del arreglo fotovoltaico, mientras que la potencia restante se transfiere de forma directa a la etapa de inversión. Además, esta etapa de dc se extiende al agregar una segunda celda básica para formar un convertidor de doble entrada.

2) Se propone el uso de un modulador PWM general en una estructura de corrección de factor de potencia para la extracción de la máxima potencia de arreglos fotovoltaicos. En este sentido se aprovechan las características de este esquema como emulador de resistencia para establecer el mecanismo de regulación del voltaje en terminales del arreglo fotovoltaico, y así buscar extraer la máxima potencia de éste.

3) Como resultado de este trabajo de investigación se desarrolló la siguiente producción científica:

- *A maximum power point control scheme applied to a noncascading dc-dc converter for a PV system.* IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC).

### 1.4 Descripción de la tesis

Esta tesis se divide en siete capítulos, los cuales están estructurados de la siguiente manera. El capítulo 2 comprende los fundamentos sobre radiación solar y movimiento solar aparente. Se abordan aspectos generales sobre los instrumentos de medición de irradiancia, así como una evaluación de la radiación solar en la región. Finalmente, se da el modelo matemático de módulos fotovoltaicos.

En el capítulo 3 se dan los aspectos generales para el desarrollo de la topología propuesta, así como aspectos generales de operación de las celdas básicas de conmutación que conformarán la topología. Con base a un análisis de estado estable se da la configuración a estudiar en este trabajo.

El capítulo 4 se desarrolla el modelo dinámico no-lineal de las dos etapas (dc y ac) que conforman al convertidor propuesto. Una vez establecido el modelo para cada una de las

etapas, se proporcionan las reglas para unir los modelos de la etapa de dc y la etapa de inversión, teniendo así un único modelo para la topología propuesta.

En el capítulo 5 se establecen las tareas de control en la topología propuesta, así como los esquemas de control a implementar. En la etapa de inversión se muestra cómo es llevado el desacople de las ecuaciones dinámicas para simplificar el control. Con este enfoque se tiene un control independiente de la potencia reactiva inyectada, y el control de voltaje en el bus de dc (punto de unión entre la etapa de dc y ac). Cabe señalar que en la etapa de inversión se usan esquemas típicos de control. En la etapa de dc se establece un esquema denominado PWM general para realizar un proceso de emulación de resistencia, y así tener control del voltaje en terminales del arreglo fotovoltaico. Este control permite seguir una referencia de voltaje, cuyo valor debe corresponder con el voltaje en el punto de máxima potencia del arreglo fotovoltaico.

En el capítulo 6 se da el escenario de simulación y se resumen los resultados obtenidos. En este capítulo se establecen tres escenarios principales. El primero se enfoca únicamente a la etapa de inversión, siendo la etapa de dc y arreglo fotovoltaico representado por una fuente de corriente. El segundo corresponde a la etapa de dc, donde la etapa de inversión se representa como una fuente de voltaje. Esto último debido a que una de las tareas de control del inversor es regular la tensión del bus de dc. El tercero muestra el sistema integrado donde se aplican distintas pruebas a los sistemas de control con la finalidad de observar la dinámica del sistema integrado.

Finalmente, en el capítulo 7 se dan las conclusiones del trabajo, además se abordan aspectos generales del trabajo a desarrollar a futuro.

# Capítulo 2

## Energía solar fotovoltaica

El aprovechamiento de la energía solar a través de medios fotovoltaicos está limitado por las condiciones climáticas de la región. Las variaciones en la generación de estos sistemas se deben principalmente al paso de nubes y contaminantes en el ambiente, los cuales reducen la irradiancia incidente en una zona. Además, las altas temperaturas reducen la capacidad de generación en sistemas fotovoltaicos. Por dicha razón, en este capítulo se abordan temas generales acerca de la geometría solar, los distintos instrumentos de medición para radiación solar, así como la adquisición y procesamiento de la irradiancia medida en la región de Torreón, Coahuila. Esto con la finalidad de conocer el potencial de generación de energía eléctrica de la zona. Finalmente, se abordará el modelado de sistemas fotovoltaicos con el propósito de estudiar su comportamiento de acuerdo a los parámetros de irradiancia y temperatura recopiladas en la zona de interés.

### 2.1 Generales

La estructura del Sol y sus características determinan la energía irradiada hacia el espacio. El 98% de la energía que emite el Sol se encuentra entre  $0.25$  y  $3.0\mu\text{m}$ . Estas longitudes de onda corresponden al rango espectro que va del ultravioleta (UV) al infrarrojo (IR). La radiación que emite el Sol puede ser aprovechada por sistemas solares térmicos y sistemas fotovoltaicos. En ambos sistemas el movimiento aparente del Sol es de suma importancia ya que éste determina la dirección de incidencia de la radiación solar y su intensidad. Por esta razón es necesario estudiar los fundamentos matemáticos que nos permitan estimar de forma precisa la radiación solar incidente en algún lugar específico. El Sol es una esfera conformada por gases calientes, cuenta con un diámetro de  $1.39 \times 10^9$  m y se encuentra a una distancia promedio de la Tierra de  $1.5 \times 10^{11}$  m [13]. En la Fig. 2.1 se pueden observar las características geométricas del Sol y su distancia media con respecto al planeta Tierra. El Sol cuenta con una temperatura efectiva de cuerpo negro de 5777 K, la temperatura en su interior central se estima desde  $8 \times 10^6$  hasta  $40 \times 10^6$  K y su núcleo tiene una densidad de aproximadamente 100 veces la densidad del agua [13].

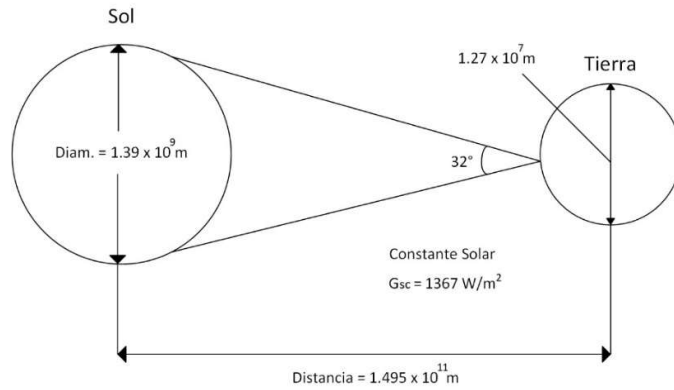


Figura 2. 1 Relación geométrica Sol-Tierra.

De la energía proveniente del Sol, la constante solar  $G_{sc}$  es la energía por unidad de tiempo que llega a un área con superficie perpendicular a la dirección de propagación del haz de luz a una distancia media Tierra-Sol al exterior de la atmósfera. El Centro Mundial de Radiación (WRC) adoptó un valor de  $1367 \text{ W/m}^2$  como constante solar con un error de 1% [13].

Debido a la rotación y traslación que presenta la Tierra con respecto al Sol, la radiación que llega a un punto de la superficie de la Tierra varía con respecto al tiempo. La irradiancia emitida por el Sol tiene una variación menor a  $\pm 1.5\%$ , mientras que variar la distancia entre la Tierra y el Sol crea cambios en el flujo de radiación de  $\pm 3.3\%$  [13]. En la Fig. 2.2 se muestra el cambio de radiación extraterrestre a lo largo del año, la cual se describe por la siguiente ecuación

$$G_{on} = G_{sc}(1.000110 + 0.034221 \cos B + 0.001280 \sin B + 0.000719 \cos 2B + 0.000077 \sin 2B) \quad , \quad (2.1)$$

donde  $G_{on}$  es la radiación extraterrestre incidente en un plano normal a la radiación en el  $n$ -ésimo día del año y  $B$  está dado por

$$B = (n - 1) \frac{360}{365} \quad , \quad (2.2)$$

Siendo  $n$  el día Juliano (ver Tabla 2.1)

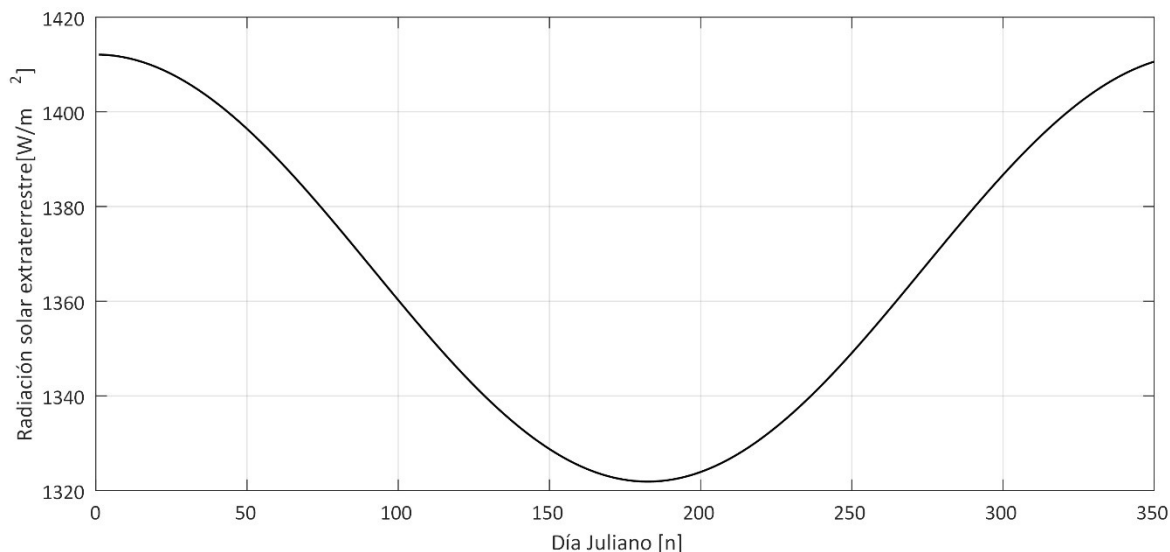


Figura 2. 2 Variación de la radiación extraterrestre a lo largo del año.

Tabla 2. 1 Día promedio recomendado por mes y valores de  $n$  de acuerdo al mes.

Mes	$n$ -ésimo día del mes	Día promedio del mes	
		Día	$n$
Enero	$i$	17	17
Febrero	$31 + i$	16	47
Marzo	$59 + i$	16	75
Abril	$90 + i$	15	105
Mayo	$120 + i$	15	135
Junio	$151 + i$	11	162
Julio	$181 + i$	17	198
Agosto	$212 + i$	16	228
Septiembre	$243 + i$	15	258
Octubre	$273 + i$	15	288
Noviembre	$304 + i$	14	318
Diciembre	$334 + i$	10	344

## 2.2 Geometría solar

El análisis de la energía solar requiere del entendimiento de ciertos conceptos que se describen a continuación:

**Radiación directa** Radiación solar recibida del Sol sin ser dispersada por la atmósfera (ver Fig. 2.3).



<b>Radiación difusa</b>	Radiación solar recibida del Sol después de que su dirección ha sido modificada debido a la dispersión de la atmósfera (ver Fig. 2.3).
<b>Radiación solar total</b>	Es la suma de la radiación directa y la radiación difusa en una superficie (ver Fig. 2.3).
<b>Irradiancia (W/m<sup>2</sup>)</b>	Razón a la cual la energía radiante incide en una superficie por unidad de área superficial. El símbolo $G$ es utilizado para denotar irradiancia solar.
<b>Tiempo solar</b>	Tiempo basado en el movimiento angular aparente del Sol a través del cielo, siendo el mediodía solar la hora en la cual el Sol cruza el meridiano del observador.

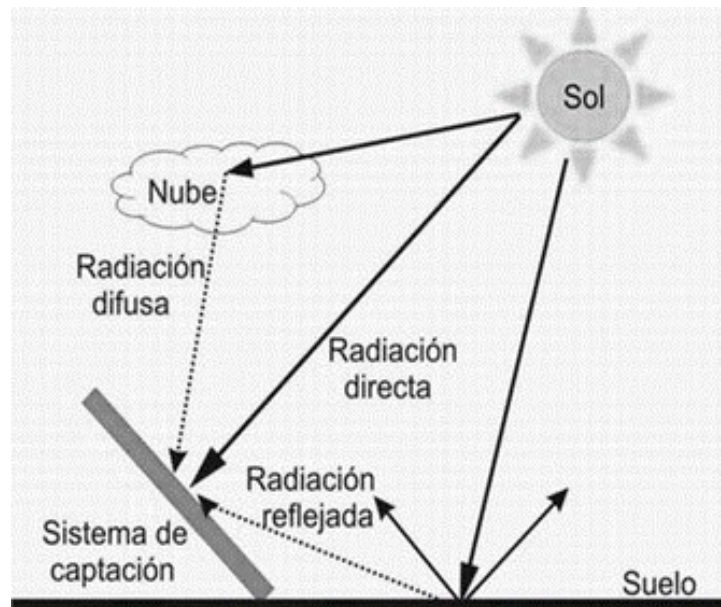


Figura 2. 3 Ilustración representativa de la radiación difusa, directa y total (reflejada) [14].

El tiempo solar es utilizado en el cálculo de la relación de ángulos solares. Para su manipulación, es necesario convertir el tiempo estándar a tiempo solar. La diferencia en minutos entre el tiempo solar y el tiempo estándar está dado por

$$t_{sol} - t_{std} = 4(L_{std} - L_{loc}) + E \quad , \quad (2.3)$$

donde  $L_{std}$  es el meridiano estándar para la zona de tiempo local,  $L_{loc}$  es la longitud donde se desea conocer el tiempo solar, y la longitud se maneja en grados oeste, es decir,  $0^\circ < L < 360^\circ$ , el parámetro  $E$  es la ecuación del tiempo (en minutos):

$$E = 229.2 (0.000075 + 0.001868 \cos B - 0.032077 \sin B - 0.014615 \cos 2B - 0.04089 \sin 2B) \quad (2.4)$$

La radiación directa que proviene del Sol se puede relacionar con un plano en una orientación relativa particular con respecto a la Tierra mediante ciertos ángulos [15], siendo estos,

$\varphi$ <b>Latitud</b>	Localización angular ubicada al norte o sur tomando como referencia el ecuador, norte positivo. La latitud varía desde $-90^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$ (ver Fig. 2.4), en los cuales México se encuentra entre los $14^\circ\text{N}$ y $32^\circ\text{N}$
$\delta$ <b>Declinación</b>	Ángulo formado por el plano que contiene el eje de rotación terrestre y el plano perpendicular a la eclíptica, norte positivo. La declinación varía desde $-23.45^\circ \leq \delta \leq 23.45^\circ$ (ver Fig. 2.5).
$\beta$ <b>Inclinación</b>	Ángulo formado entre el plano de superficie donde se desea conocer la dirección del haz de luz y la horizontal. Varía desde $0^\circ \leq \delta \leq 180^\circ$ (ver Fig. 2.6).
$\gamma$ <b>Ángulo de superficie azimuthal</b>	Desviación de la proyección en un plano horizontal de la normal a la superficie del meridiano local, con cero hacia el sur, este negativo y oeste positivo. Varía desde $-180^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ$ (ver Fig. 2.6).
$\omega$ <b>Ángulo horario</b>	Desplazamiento angular del Sol hacia el este u oeste del meridiano local debido a la rotación de la Tierra de $15^\circ$ por hora. Siendo el amanecer negativo y el atardecer positivo (ver Fig. 2.7).
$\theta$ <b>Ángulo de incidencia</b>	Ángulo entre el haz de radiación en una superficie y la normal de dicha superficie.

Existen ángulos adicionales que describen el posicionamiento del Sol en el cielo.

$\theta_z$	<b>Ángulo cenital</b>	Ángulo entre la vertical y la posición del Sol (ver Fig. 2.6).
$\alpha_s$	<b>Ángulo de altitud solar</b>	Ángulo entre la horizontal y la posición del Sol, es decir, el complemento del ángulo cenital (ver Fig. 2.6).
$\gamma_s$	<b>Ángulo solar azimutal</b>	Desplazamiento angular desde el sur de la proyección del haz de radiación en un plano horizontal. Siendo negativo el desplazamiento de este a sur y positivo para desplazamiento de oeste a sur (ver Fig. 2.6).

De las definiciones anteriores, se tiene que el ángulo de declinación  $\delta$  se puede aproximar mediante la ecuación de Cooper [13]

$$\delta = 23.45 \sin \left( 360 \frac{284+n}{365} \right) . \quad (2.5)$$

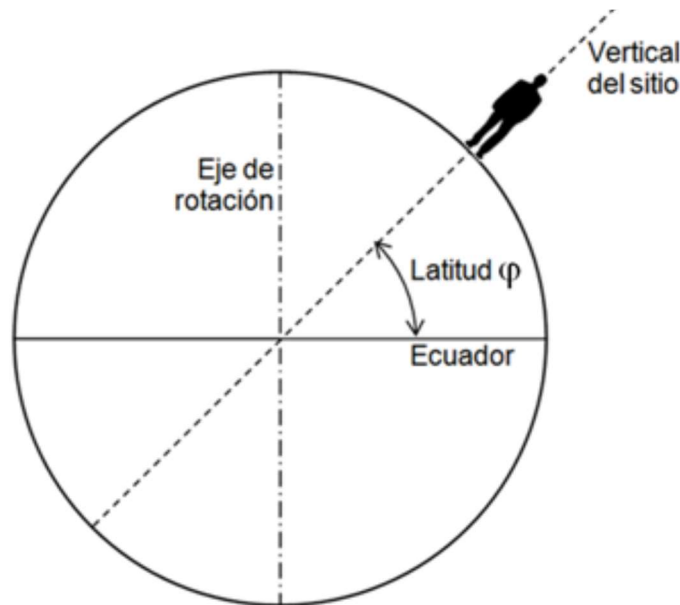


Figura 2. 4 Esquema ilustrativo de latitud [15].

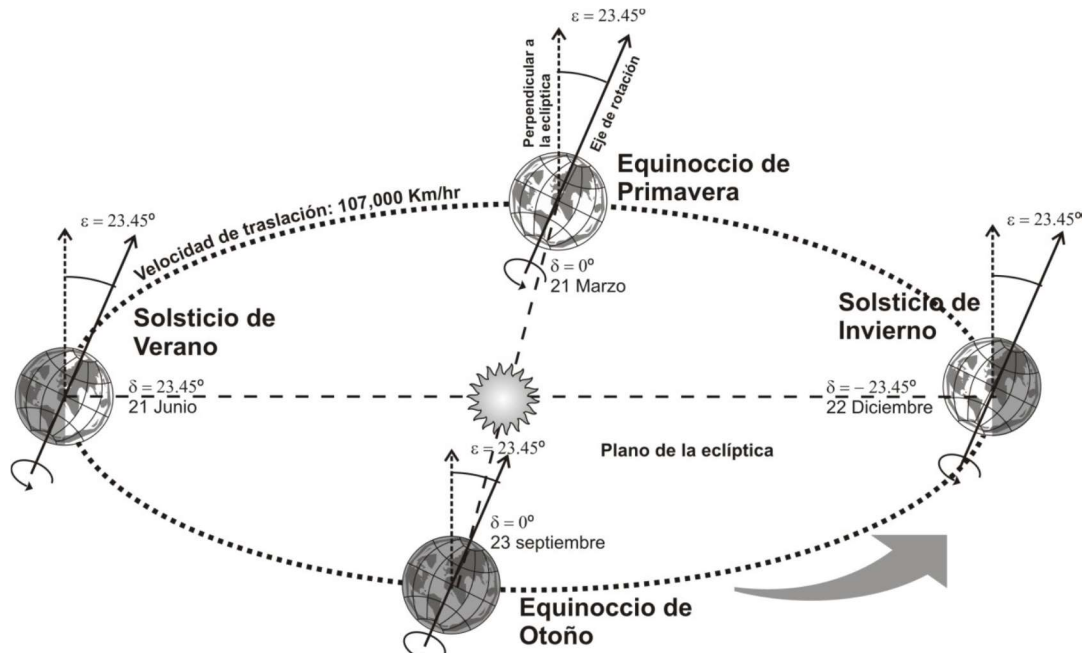


Figura 2.5 Esquema ilustrativo de declinación a lo largo del año [15].

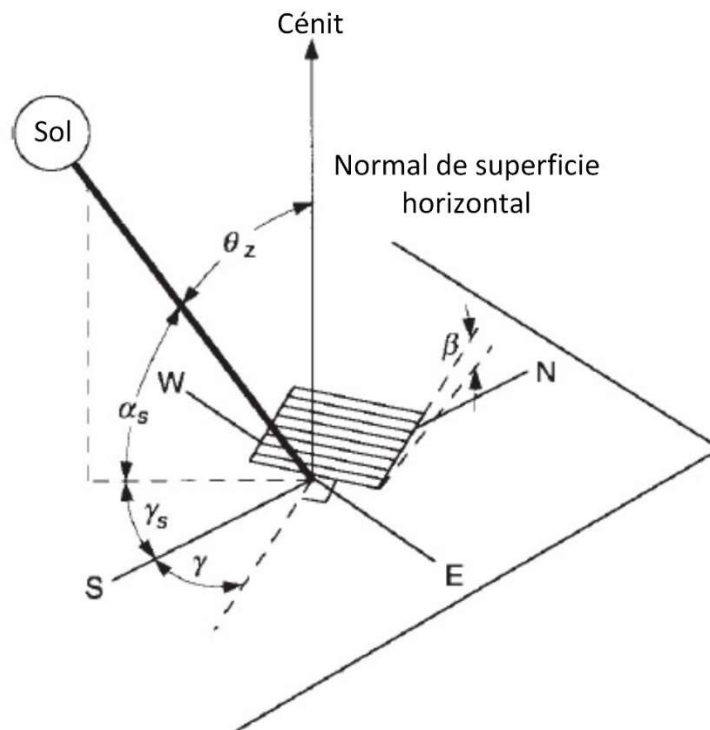


Figura 2. 6 Ilustración representativa de los ángulos solares.

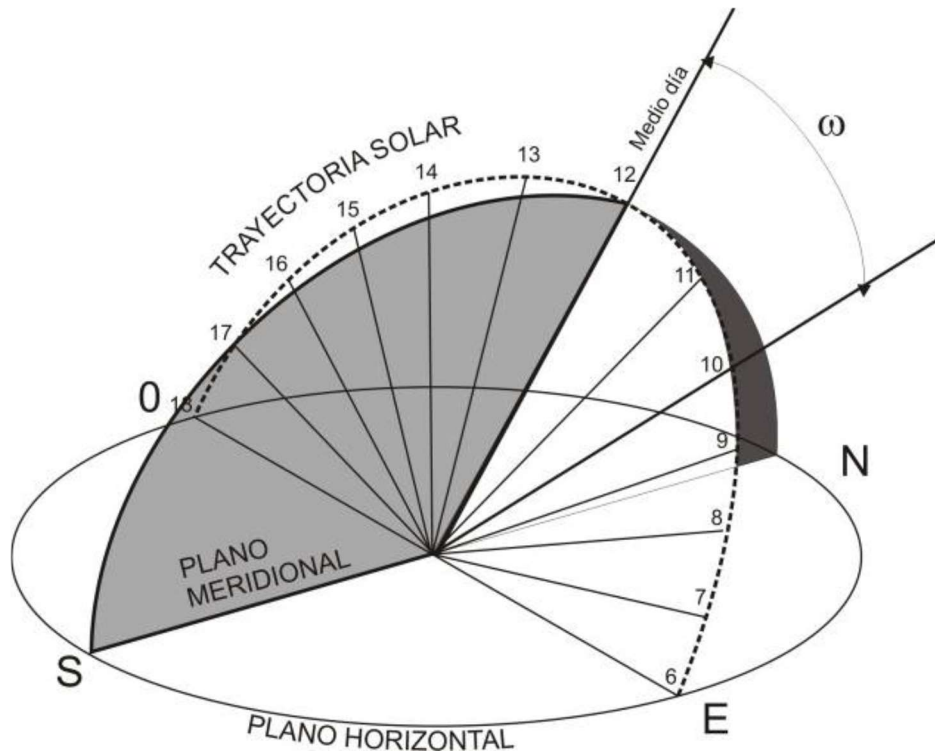


Figura 2. 7 Esquema ilustrativo del ángulo horario [15].

El ángulo de incidencia  $\theta$  con respecto al resto de los ángulos, se puede expresar a través de

$$\cos \theta = \sin \delta \sin \varphi \cos \beta - \sin \delta \cos \varphi \sin \beta \cos \gamma + \cos \delta \cos \varphi \cos \beta \cos \omega + \cos \delta \sin \varphi \sin \beta \cos \gamma \cos \omega + \cos \delta \sin \beta \sin \gamma \sin \omega , \quad (2.6)$$

y

$$\cos \theta = \cos \theta_z \cos \beta + \sin \theta_z \sin \beta \cos(\gamma_s - \gamma) . \quad (2.7)$$

Si el ángulo de incidencia  $\theta$  excede los  $90^\circ$ , indica que el Sol se encuentra detrás de la superficie [13].

### Ejercicio Ilustrativo

Se desea conocer el ángulo de incidencia  $\theta$  que llega a una superficie, la cual presenta una inclinación  $\beta = 66^\circ$  y ángulo de superficie azimutal  $\gamma = -90^\circ$ . Dicha superficie se encuentra localizada en Torreón, Coahuila, el día 17 de Agosto a las 12:15 P.M.

### ***Solución***

La longitud correspondiente a Torreón, Coahuila es  $103.442^{\circ}\text{W}$ , la latitud está dada por  $\varphi = 25.5444^{\circ}$  y el meridiano estándar es de  $90^{\circ}$ . Para obtención del tiempo solar, es necesario obtener y utilizar la ecuación del tiempo  $E$ . De acuerdo a la tabla 2.1, el día 17 de Agosto corresponde a  $n = 229$ .

$$B = (229 - 1) \frac{360}{365} = 103.442$$

$$E = 229.2 (0.000075 + 0.001868 \cos B - 0.032077 \sin B - 0.014615 \cos 2B - 0.04089 \sin 2B) = -4.48504\text{min}$$

$$t_{Sol} = t_{std} + \frac{4(90-103.442)+E}{60} = 11.2791\text{min}$$

Para la obtención del ángulo de incidencia  $\theta$  es necesario conocer el resto de los ángulos

$$\omega = 15^{\circ}(t_{Sol} - 12) = -10.8129^{\circ}$$

$$\delta = 23.45 \sin \left( 360 \frac{284 + n}{365} \right) = 13.1224^{\circ}$$

De acuerdo a (2.6)

$$\theta = \cos^{-1}(\sin \delta \sin \varphi \cos \beta - \sin \delta \cos \varphi \sin \beta \cos \gamma + \cos \delta \cos \varphi \cos \beta \cos \omega + \cos \delta \sin \varphi \sin \beta \cos \gamma \cos \omega + \cos \delta \sin \beta \sin \gamma \sin \omega)$$

$$\theta = 56.0978^{\circ}$$

Este resultado indica que el haz de radiación llega a la superficie con un ángulo de incidencia de  $56.09^{\circ}$  con respecto a su normal, donde un ángulo de incidencia de  $0^{\circ}$  indica que la superficie está recibiendo la máxima irradiancia disponible en ese instante.

La geometría solar nos permite conocer los ángulos asociados con el haz de radiación que incide en un plano ubicado en cualquier parte de la Tierra. Esta información es de utilidad en la determinación de la radiación incidente en dicho plano. Entonces, se tiene que la radiación solar se encuentra sujeta a distintos factores como lo pueden ser la ubicación de referencia, la hora y el día del año, por ello resulta conveniente realizar cálculos de radiación utilizando niveles normalizados de radiación, donde al valor normalizado se le conoce como índice de claridad. Éste se define como el cociente de la radiación medida y la radiación calculada.

La radiación solar incidente a un plano horizontal en el exterior de la atmósfera en cualquier instante de tiempo está dado por

$$G_o = G_{sc} \left( 1 + 0.033 \cos \frac{360 n}{365} \right) (\cos \varphi \cos \delta \cos \omega + \sin \varphi \sin \delta), \quad (2.8)$$

donde  $G_o$  es la radiación extraterrestre instantánea dada en  $W/m^2$ ,  $G_{sc}$  es la constante solar y  $n$  es del día Juliano del año.

Usualmente es necesario conocer la radiación diaria extraterrestre  $H_o$  que llega a una superficie horizontal.

$$H_o = \frac{24 \times 3600 G_{sc}}{\pi} \left( 1 + 0.0333 \cos \frac{360 n}{365} \right) \times \left( \cos \varphi \cos \delta \sin \omega_s + \frac{\pi \omega_s}{180} \sin \varphi \sin \delta \right), \quad (2.9)$$

donde  $\omega_s$  es el ángulo horario de la puesta del Sol y está dado por

$$\cos \omega_s = -\tan \varphi \tan \delta. \quad (2.10)$$

Si bien la estimación de la radiación solar instantánea,  $I$ , o diaria,  $H_o$ , son una buena aproximación para días claro (en ausencia de nubes y una atmósfera sin contaminantes), comúnmente se requieren de modelos más sofisticados que consideran estos efectos. El más simple consiste en considerar una transmitancia efectiva para la atmósfera. Para el lugar de interés y para los fines establecidos en este trabajo, la aproximación presentada brinda una excelente aproximación.

### 2.3 Instrumentos de medición para radiación solar.

Como se mostró en la sección anterior, la estimación de la radiación de una zona específica permite determinar la radiación solar disponible para su posible aprovechamiento. Sin embargo, se requiere validar los modelos propuestos, y esto se lleva a cabo mediante su comparación con mediciones. Los instrumentos de medición más utilizados para medición de radiación solar directa y difusa son el pirheliómetro y el piranómetro, respectivamente.

El pirheliómetro es un instrumento de medición de radiación solar directa, el cual cuenta con un detector para la cuantificación de la radiación proveniente del Sol y el cielo que lo rodea, dicho instrumento se presenta en la Fig. 2.8.



Figura 2. 8 Pirheliómetro: instrumento de medición de radiación directa [16] [17].

Los pirheliómetros actuales utilizan una termopila formada por 40 uniones de constantán y manganin, su terminal caliente es calentada por la radiación solar que atraviesa el detector colimado y la terminal fría se encuentra en contacto con la carcasa del instrumento. Cuando el instrumento es expuesto a radiación, se crea una diferencia térmica entre las terminales caliente y fría la cual provee un diferencial de potencial eléctrico proporcional a la medición de radiación obtenida [13].

El piranómetro es un instrumento de medición de radiación solar total en una superficie horizontal (ver Fig. 2.9). Es posible sombrear el haz de radiación utilizando un anillo o disco de sombreado, esto con la finalidad de medir solo la radiación difusa.

El detector de estos instrumentos debe tener una respuesta independiente de la longitud de onda y del ángulo de incidencia de la radiación solar. Generalmente, los detectores del piranómetro cuentan con un vidrio hemisférico para protegerlos de agentes exteriores, por ello la cubierta debe ser uniforme en grosor para no afectar la medición del dispositivo.

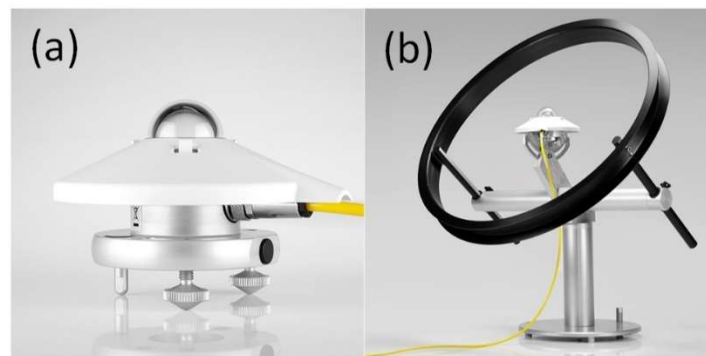


Figura 2. 9 (a) Piranómetro: instrumento de medición de radiación total. (b) Anillo de sombreado para medición de radiación difusa [18] [19].



## 2.4 Evaluación de la radiación solar en la región

Con el propósito de evaluar la radiación solar en la ciudad de Torreón, Coahuila, se realizó la medición y recopilación de información de la radiación solar con ayuda de la estación meteorológica “Vantage Pro Plus”, mostrada en la Fig. 2.10. Esta estación se encuentra ubicada en las instalaciones del Instituto Tecnológico de la Laguna (ITL) cuya latitud y longitud corresponden a  $25.544^\circ$  y  $103.44^\circ$ , respectivamente. Esta estación cuenta con sensores que le permiten medir la dirección y velocidad de viento, temperatura y humedad relativa, radiación solar y UV, y presión atmosférica, así como otras variables.



Figura 2. 10 Estación meteorológica “Vantage Pro Plus” [20].

Para este trabajo es de interés conocer la radiación solar y los cambios que se puedan presentar en los niveles de radiación solar debido a la obstrucción de agentes externos como nubes, aves, gases, etc.

La estación meteorológica se encarga de realizar mediciones cada minuto, es decir, se tiene un total de 1440 mediciones diarias. Los datos utilizados en este trabajo comprenden del día 02 de Agosto de 2017 al día 19 de Octubre de 2017 en la ciudad de Torreón, Coahuila. Una vez obtenidas las mediciones de los días y ubicación previamente mencionados, se procedió al procesamiento y análisis de estos. En primera instancia, los datos fueron sometidos a distintos procesos para verificar a cantidad de los mismos. Entre los métodos que se implementaron fue su comparación contra valores plausible ( $0 \text{ W/m}^2 < G_{med} < G_{sc}$ ), dinámicos ( $G_{med} < G_{on}$ ), y análisis visual de las mediciones para eliminar aquellos días en los que no se tuvieran los datos completos, como se muestra en la Fig. 2.11.

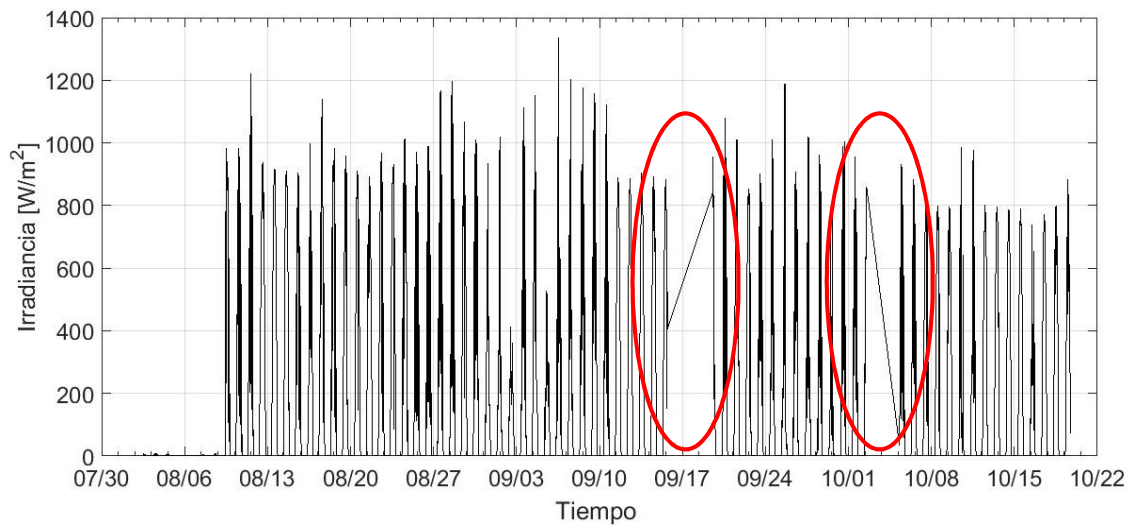


Figura 2. 11 Mediciones de irradiancia en Torreón, Coahuila del día 02/08/2017 al 19/10/2017 con señalamiento en lecturas no continuas.

La eliminación de datos inconsistentes permite tener una base de datos confiable de la zona de estudio. Para tener una perspectiva de la irradiación incidente con respecto a la esperada, se calcula la irradiancia extraterrestre  $G_o$  correspondiente a la ciudad de Torreón durante los días que se realizaron mediciones, esto a través de la expresión (2.9). En la Fig. 2.10 se muestra la superposición de  $G_o$  y  $G_{med}$ , se aprecia que  $G_{med}$  está delimitada por  $G_o$  debido a las pérdidas de energía solar que generan los gases atrapados entre la atmósfera y la superficie de la Tierra, es decir,  $G_{med}$  deberá ser igual o menor a  $G_o$  en todo instante de tiempo.

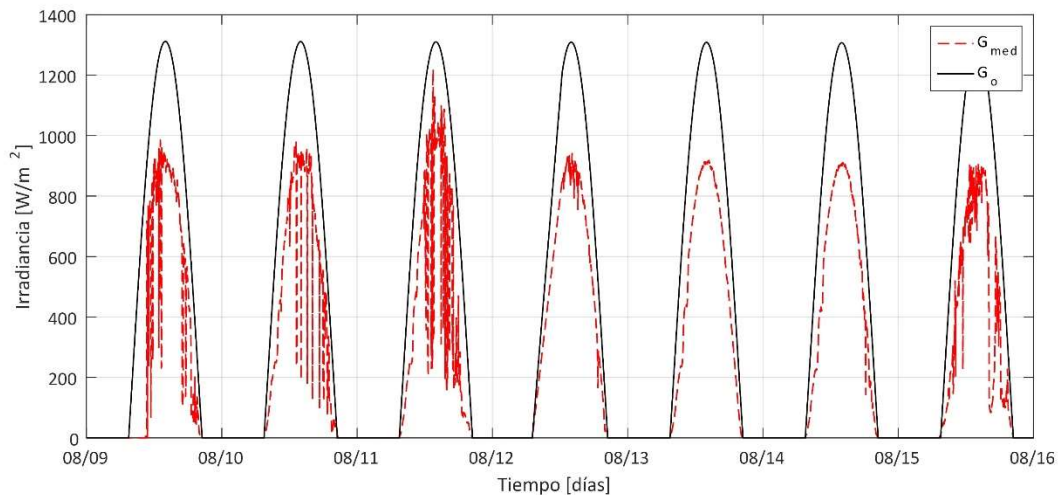


Figura 2. 12 Comparación de irradiancia extraterrestre e irradiancia medida.

A partir de la base de datos obtenida se pueden determinar características inherentes al comportamiento de la irradiación. La probabilidad de distribución permite determinar la probabilidad de aparición de una magnitud de irradiancia específica en el periodo que se tomó la muestra. En la Fig. 2.13 se muestra la distribución de probabilidad de acuerdo a la cantidad de mediciones ubicadas para cada nivel de irradiancia, en la cual se puede observar que los niveles de irradiancia se ven cuasi-uniformemente distribuidos a lo largo de los días medidos. En este histograma las irradiancias menores a  $50 \text{ W/m}^2$  (que incluye el crepúsculo, noche y amanecer) fueron ignoradas para efecto del estudio. Se puede observar que irradiancias superiores a  $900 \text{ W/m}^2$  presentan un porcentaje de aparición pequeño.

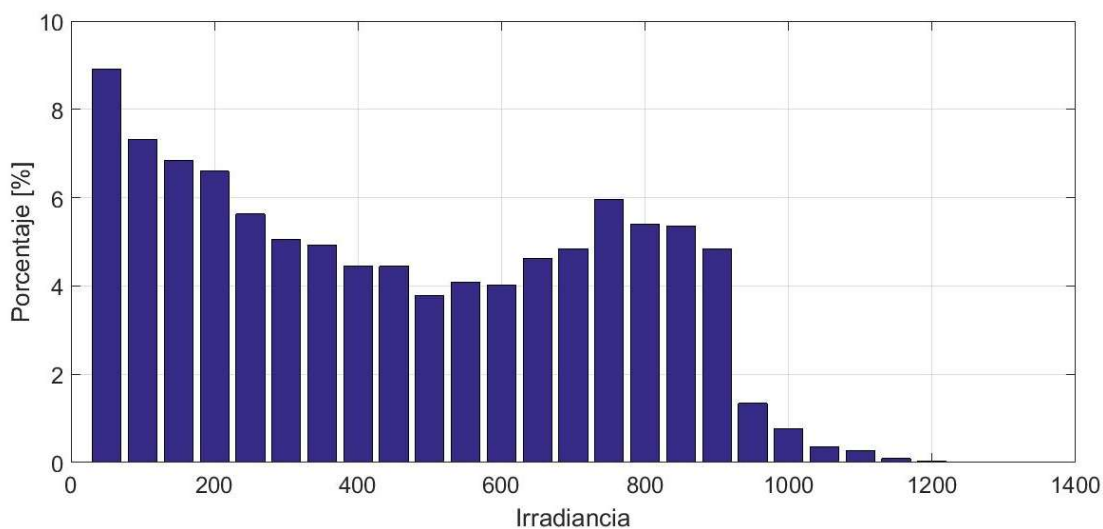


Figura 2. 13 Distribución de probabilidad de la irradiancia medida.

Otro parámetro de mayor interés en el estudio y desarrollo de convertidores de potencia para sistemas fotovoltaicos son las fluctuaciones de irradiancia que pueden ocurrir a lo largo de los distintos días donde se tomaron mediciones. Si bien existen diversas razones que pueden llevar a fluctuaciones en las variables eléctricas de los sistemas fotovoltaicos, las variaciones en la irradiancia producidas por las nubes son las más significativas. En la Fig. 2.14 se observa que los cambios de irradiancia de mayor magnitud ocurren al mediodía solar, esto debido a que durante el mediodía solar la irradiancia es máxima, por tanto, al interferir un agente externo con el paso del haz de radiación éste presenta una atenuación mayor.

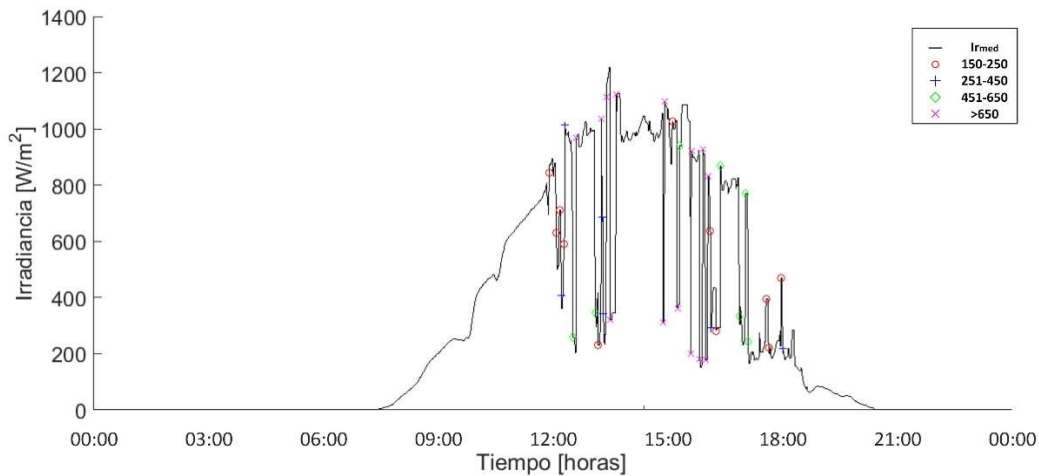


Figura 2. 14 Gráfico del día 11 de Agosto de 2017.

En el análisis de convertidores de potencia es necesario conocer las variaciones en la irradiancia. Esto se obtiene realizando un histograma de la diferencia en las mediciones de radiación presentadas en la Fig. 2.12. En la Fig. 2.15 se muestra la distribución de probabilidad de los cambios de irradiancia para el periodo de medición. Se puede observar que para este día con nublado parcial, aproximadamente un 60% de las variaciones son inferiores a 10 W/m<sup>2</sup>. Estas variaciones se pueden atribuir al movimiento aparente del Sol y al paso de nubes delgadas que no afectan significativamente la irradiancia. Es importante resaltar, que aunque la mayoría de las variaciones son inferiores a 200 W/m<sup>2</sup>, se presentan cambios en la irradiancia de hasta 800 W/m<sup>2</sup> en un minuto, y los convertidores conmutados deben contar con la capacidad de manejar estas fluctuaciones para mantener su operación en el máximo punto de potencia y obteniendo así un voltaje constante en terminales del módulo PV.

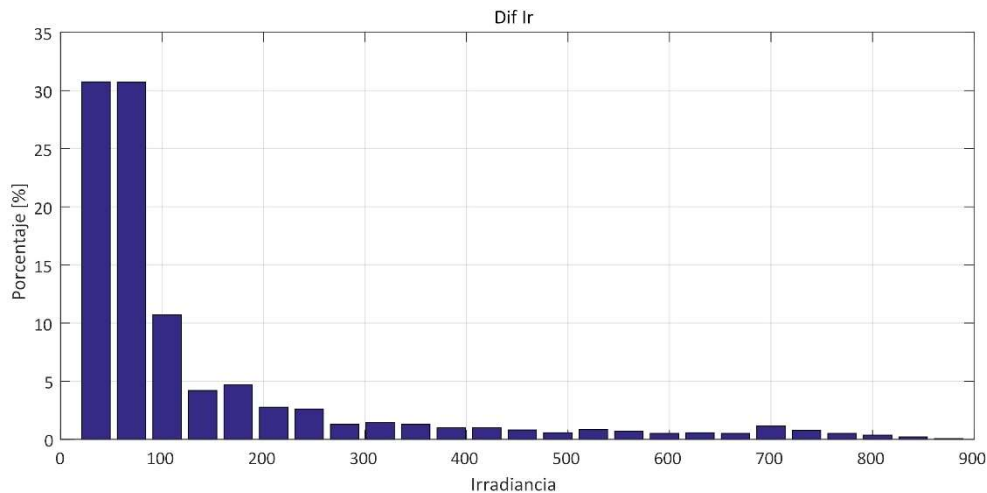


Figura 2. 15 Distribución de probabilidad de cambios de irradiancia debido a la obstrucción de agentes externos.

Como se mencionó anteriormente, el movimiento de la Tierra con respecto al Sol está asociado a variaciones en la irradiancia que llega a una superficie. Por ello, utilizando la ecuación (2.9) se puede conocer los cambios de irradiancia provocados por la rotación y traslación de la Tierra. En la Fig. 2.16 se presenta la distribución de probabilidad para los cambios provocados por el movimiento de rotación de la Tierra en el mismo intervalo de tiempo graficado en la Fig. 2.15. De ella se puede concluir que los cambios de irradiancia de mayor magnitud originados por el movimiento de la Tierra son de aproximadamente  $5.5 \text{ W/m}^2$  cuando se consideran intervalos de tiempo de un minuto. Estas variaciones pueden alcanzar hasta  $50 \text{ W/m}^2$  cuando se consideren intervalos de 10 min, que son correspondientes al tiempo de muestreo de las estaciones meteorológicas actuales.

Además, aspectos como la probabilidad de aparición de la irradiancia medida, cambios abruptos de irradiancia, valores máximos permiten tener información pertinente para el diseño de las interfaces de electrónica de potencia, asociados al acondicionamiento de la energía generada por sistemas fotovoltaicos,

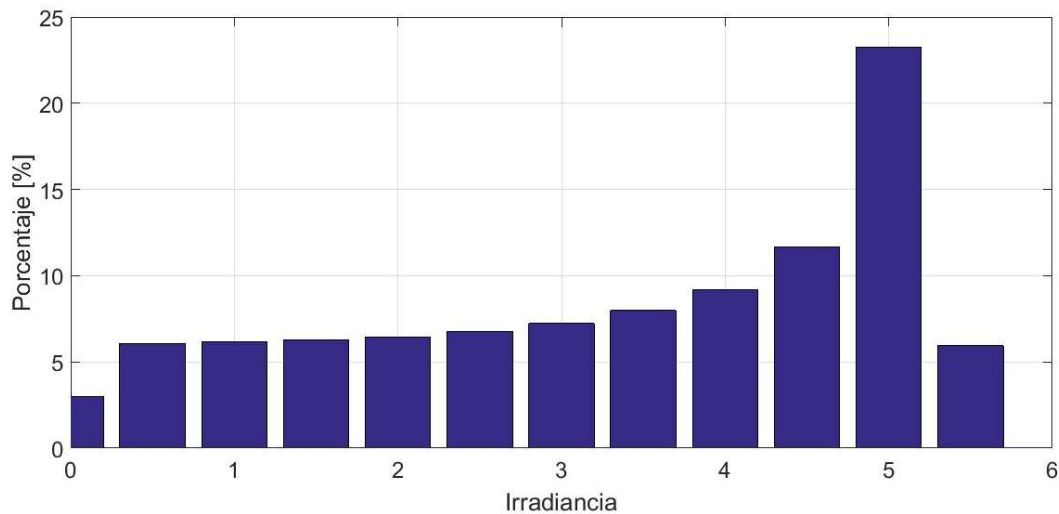


Figura 2. 16 Distribución de probabilidad de cambios de irradiancia debido al movimiento de la Tierra.

En el contexto de este trabajo, el análisis de los datos obtenidos por la estación meteorológica resulta de interés. En primer lugar, la información obtenida permite tener un panorama cualitativo y cuantitativo de energía solar en el ITL. Es importante resaltar que los resultados mostrados en esta sección corresponden a un periodo de tiempo de 78 días, y no es representativo de la climatología característica del ITL. En este caso, se deberían analizar datos de al menos un año. Para efecto de este trabajo, los aspectos antes mencionados no son significativos ya que se esperaba identificar las variaciones características de la irradiancia en un periodo de tiempo dado ya que estos parámetros son relevantes en el diseño y análisis de convertidores.

## 2.5 Modelo del panel fotovoltaico

El desarrollo de un modelo general de un sistema fotovoltaico incluye la estimación de la irradiancia solar (mostrado en la sección anterior), el modelo del sistema fotovoltaico, modelo del convertidor y el acoplamiento a la red eléctrica. Esto se presenta gráficamente en la Fig. 2.17. En esta sección se describe el modelo del panel fotovoltaico.

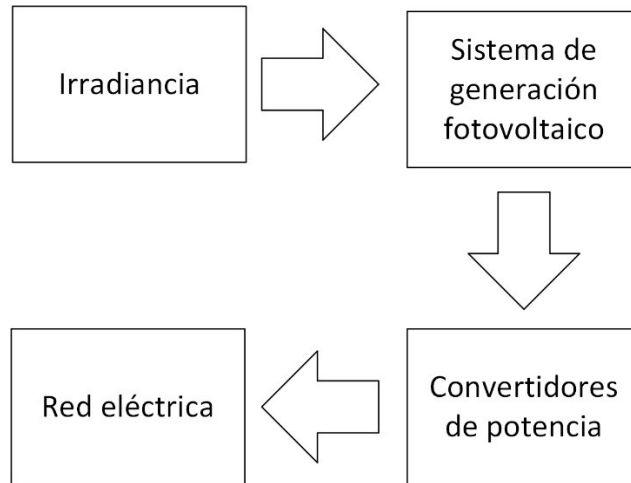


Figura 2. 17 Diagrama a bloques de la cadena de generación fotovoltaica.

En términos generales, una celda fotovoltaica (PV por sus siglas en inglés) está compuesta por diodos semiconductores, donde su unión p-n se expone a la luz. Las celdas PV tiene la capacidad de convertir luz solar en energía eléctrica mediante un fenómeno conocido como efecto fotoeléctrico [21]. Sin embargo, solo una fracción de la luz solar que llega a la celda fotovoltaica es absorbida mientras que otra fracción de la luz es reflejada y refractada. La cantidad de radiación solar convertida y el espectro de radiación aprovechado dependen de la tecnología fotovoltaica utilizada.

Dentro de los modelos existentes que describen el comportamiento de módulos o sistemas PV, el modelo de un diodo [22] corresponde a la representación más simple y que describe de manera adecuada sus características eléctricas para muchas aplicaciones. La representación de este modelo en forma de circuito equivalente se muestra en la Fig. 2.18. Este modelo está compuesto por una fuente de corriente  $I_{ph}$ , un diodo en antiparalelo  $D$ , una resistencia en paralelo  $R_{sh}$  y una resistencia en serie  $R_s$ .

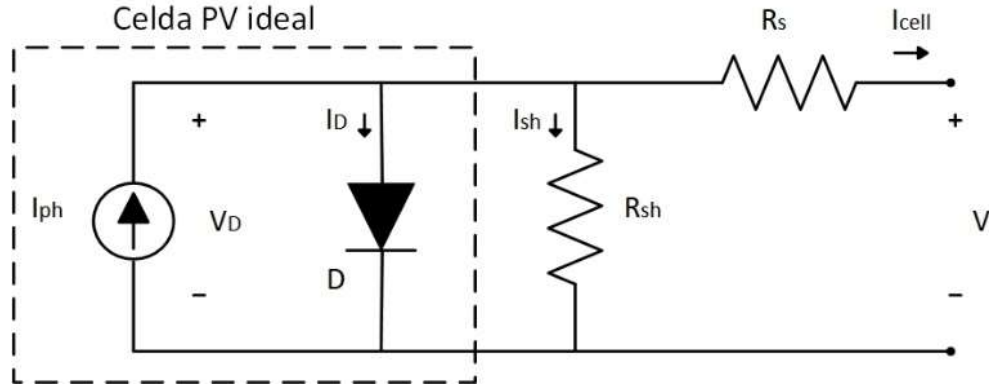


Figura 2. 18 Modelo de un diodo para celda fotovoltaica.

La ecuación matemática que describe la característica  $I$ - $V$  de una celda ideal PV [23] es

$$I_{cell} = I_{ph} - I_D = I_{ph} - I_0 \left[ \exp\left(\frac{qV}{\alpha KT}\right) - 1 \right], \quad (2.11)$$

donde  $I_{ph}$  es la corriente generada por la luz incidente,  $I_D$  es la ecuación del diodo Shockley,  $I_0$  es la corriente de fuga del diodo,  $q$  es la carga del electrón ( $1.60217646 \times 10^{-19}$  C),  $k$  es la constante de Boltzman ( $1.3806503 \times 10^{-23}$  J/K),  $T$  es la temperatura de la unión p-n en grados Kelvin y  $\alpha$  es el factor de idealidad del diodo. Sin embargo, la ecuación (2.11) no representa las características  $I$ - $V$  prácticas de un módulo PV. Esto se debe a que un módulo PV está compuesto por varias celdas PV conectadas en serie. La ecuación que describe el comportamiento de un módulo PV está dado por

$$I = I_{ph} - I_0 \left[ \exp\left(\frac{V+R_s I}{V_t \alpha}\right) - 1 \right] - \frac{V+R_s I}{R_{sh}}, \quad (2.12)$$

donde  $V_t = N_s k T / q$  es el voltaje térmico del arreglo con  $N_s$  celdas conectadas en serie. La ecuación (2.12) describe el comportamiento de un módulo PV en términos de su voltaje y corriente en terminales. Sin embargo, la representación de arreglos PV (conexión de módulos PV en serie y paralelo) requiere de ajustar el modelo (2.12) en función de la cantidad de módulos PV en serie  $M_s$  (cadena) y las cadenas conectadas en paralelo  $M_p$ .

La ecuación que describe un arreglo PV corresponde a

$$I = M_p I_{ph} - M_p I_0 \left\{ \exp\left[\alpha_p \left(\frac{V}{N_s} + \frac{R_s I}{M_p}\right)\right] - 1 \right\} - \frac{M_p}{R_{sh}} \left(\frac{V}{N_s} + \frac{R_s I}{M_p}\right), \quad (2.13)$$

donde la constante  $\alpha_p$  está dada por

$$\alpha_p = \frac{q}{\alpha k T N_s}. \quad (2.14)$$

En condiciones nominales de operación o condiciones estándar de prueba (dadas por los fabricantes), el modelo en circuito equivalente (ver Fig. 2.18) o el modelo dado en (2.12) describe el comportamiento de un módulo PV en términos de su voltaje, corriente y potencia en terminales del módulo. Si es usada una carga puntual conectada en terminales del módulo, el modelo determinará de forma puntual las condiciones de voltaje, corriente y potencia para esa carga específica. Por el contrario, si en terminales del módulo se considera una carga variable, por ejemplo una carga resistiva que tome valores de  $0\Omega$  hasta  $\infty\Omega$ , entonces, se puede obtener la característica del módulo PV en términos de corriente-voltaje ( $I-V$ ) y potencia-voltaje ( $P-V$ ), como se muestra en la Fig. 2.19 (a) y (b), respectivamente.

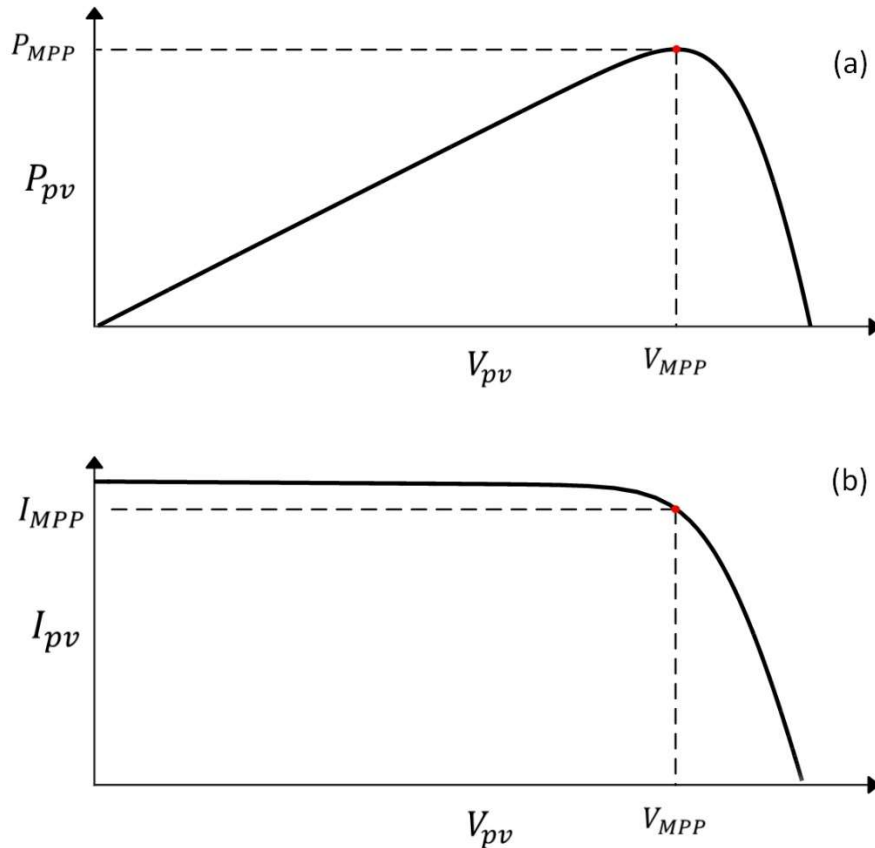


Figura 2. 19 Curvas características de: (a) P-V. y (b) I-V.

Las curvas características muestran gráficamente la localización de ciertos puntos de interés como el voltaje de circuito abierto  $V_{oc}$ , la corriente de cortocircuito  $I_{sc}$  y el máximo punto de potencia  $P_{MPP}$ . Sin embargo, el  $P_{MPP}$  se ve afectado por los cambios de irradiancia y



temperatura que se presentan en el módulo PV, por tanto, el modelo (2.12) debe modificarse para incluir estos cambios [22], resultando en

$$I = I_{ph} - I_0 \left\{ \exp \left[ \frac{q(V+IR_s)}{N_s k T \alpha} \right] - 1 \right\} - \frac{(V+IR_s)}{R_{sh}}, \quad (2.15)$$

los cambios de temperatura tiene una afectación sobre la corriente fotovoltaica

$$I_{ph} = \frac{G}{G_{ref}} [I_{sc} + K_i(T - T_{ref})], \quad (2.16)$$

donde  $G$  es la irradiancia actual,  $G_{ref}$  corresponde a la irradiancia en condiciones estándar de prueba,  $K_i$  es coeficiente de temperatura de corriente y  $T_{ref}$  es la temperatura en condiciones estándar de prueba.

Además, la corriente de saturación  $I_0$  también debe ser modificada

$$I_0 = \frac{\exp(\beta_p) G (I_{sc} + K_i(T - T_{ref}))}{(G I_{sc} / I_{0r} + 1)^{T_{ref}/T} - \exp(\beta_p)}, \quad (2.17)$$

donde la constante  $\beta_p$  está dada por

$$\beta_p = \frac{|K_v|(T - T_{ref})q}{M_s k T \alpha}, \quad (2.18)$$

donde  $K_v$  es coeficiente de temperatura de voltaje. Por otro lado la corriente de saturación en condiciones estándar de prueba  $I_{0r}$  se modifica de la siguiente manera

$$I_{0r} = \frac{I_{sc} - V_{oc}/R_{sh}}{\exp\left(\frac{qV_{oc}}{M_s k T_{ref} \alpha}\right) - 1}. \quad (2.19)$$

En la Fig. 2.20 (a), se puede observar la potencia del módulo PV como función del voltaje para distintas irradiancias. Como se muestra, una reducción en la irradiancia disminuye la potencia máxima que puede entregar el módulo PV, además se tiene que el voltaje al cual ocurre este máximo de potencia se desplaza ligeramente hacia voltajes menores. Por otro lado, en la Fig. 2.20 (b) se muestra la variación de la potencia del módulo como función del voltaje para distintas temperaturas de las celdas. Se puede observar que un incremento en la temperatura de la celda afecta negativamente la potencia entregada por el sistema PV, además de cambiar en gran medida el valor de voltaje al cual ocurre el punto de máxima potencia; así mismo, el voltaje de circuito abierto disminuye conforme aumenta la temperatura.

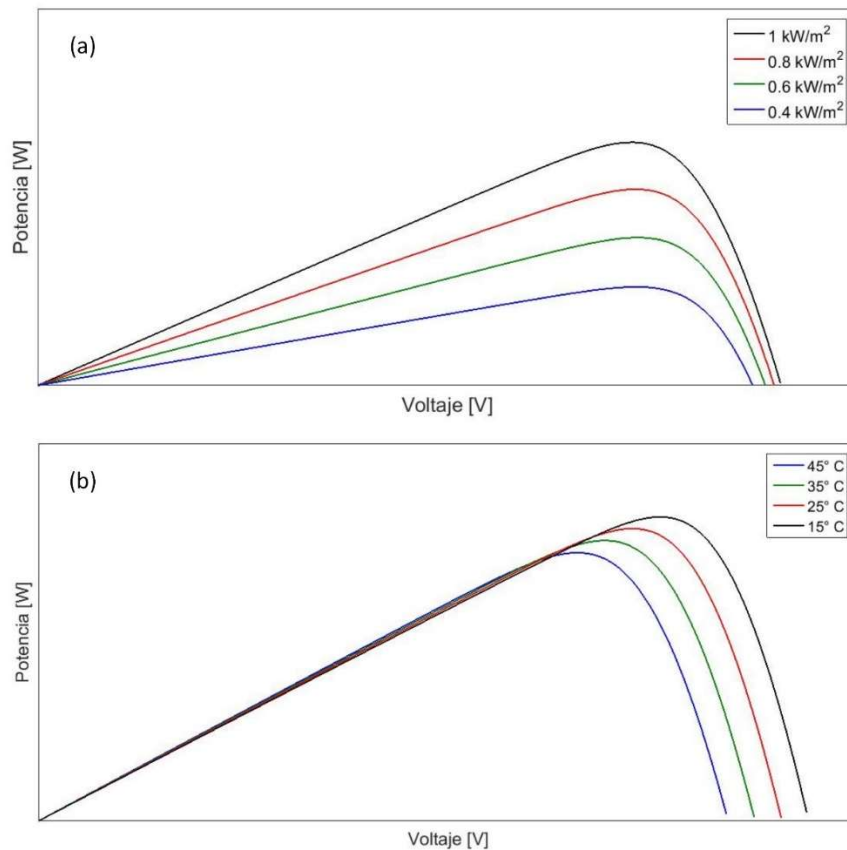


Figura 2. 20 Curva característica P-V con afectación en: (a) radiación y (b) temperatura.

Debido a condiciones climáticas, la potencia máxima que pueden ofrecer los sistemas fotovoltaicos es variable, en donde el punto de máxima potencia ( $V_{MPP}$ ,  $P_{MPP}$ ) depende de la irradiancia solar y de la temperatura de la celda. En este sentido, es necesario un algoritmo para asegurar que el arreglo PV opere en el MPP en todo momento. Estos algoritmos reciben el nombre de seguidores de máximo punto de potencia (MPPT). Entre los algoritmos de MPPT existentes en la literatura, existen algoritmos de MPPT que no requieren conocer el modelo matemático de la interfaz de electrónica de potencia, como por ejemplo: algoritmo de perturbar y observar (P&O), conductancia incremental, fracción de voltaje de circuito abierto y fracción de corriente de corto circuito [24], entre otros. Este tipo de algoritmos, a pesar de funcionar adecuadamente en la determinación del MPP presentan el inconveniente de ser rápidos pero muy oscilatorios al utilizar un incremento de ciclo de trabajo muy alto o, muy finos en su desempeño pero muy lentos debido a la utilización de un incremento de ciclo de trabajo muy pequeño. Para solventar estos inconvenientes, en la literatura técnica existen reportados esquemas de control donde es necesario conocer la dinámica de la interfaz electrónica de potencia para su implementación [25,26].

## 2.6 Estimación de generación de potencia por medio de sistema PV

En secciones anteriores se presentó la gráfica de irradiancia diaria medida en las instalaciones del Instituto Tecnológico de la Laguna durante el periodo comprendido entre el día 2 de Agosto y 19 de Octubre de 2017 (ver Fig.2.11). En la Fig. 2.14 se mostró el perfil de irradiancia solar para un día nublado con el objetivo de identificar las variaciones características en la irradiancia. En la Fig. 2.21 se muestra la irradiancia solar para el día 13 de Agosto de 2017. En esta figura se puede observar que este día es mayormente despejado.

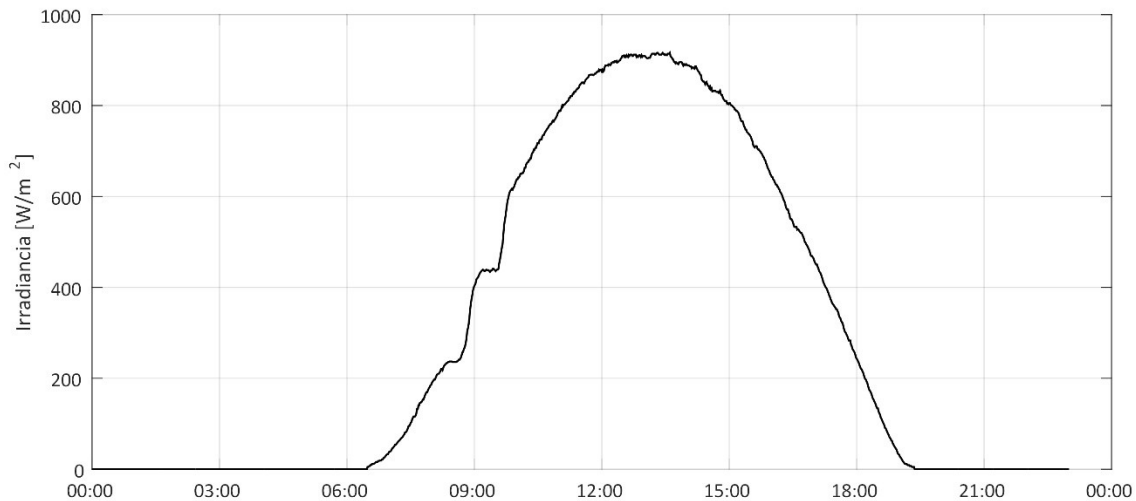


Figura 2. 21 Irradiancia diaria medida correspondiente al día 13 de Agosto de 2017.

Considerando la irradiancia medida (ver Fig. 2.21) y las ecuaciones que describen el comportamiento de un sistema PV (ecuaciones (2.11)-(2.18)), es posible calcular la potencia diaria generada por un módulo. Sin embargo, debido a los cambios de irradiancia y temperatura que se presentan a lo largo del día el punto de máxima potencia (MPP) se encuentra en constante cambio (ver Fig. 2.20), por ello, es necesario un sistema de control capaz de realizar el seguimiento del máximo punto de potencia (MPPT). El funcionamiento del sistema de control asegura una operación en el MPP para obtener la máxima potencia disponible en el módulo PV en todo momento.

Asumiendo que se tiene un sistema de control capaz de realizar el seguimiento del MPP, una temperatura de operación constante de 25°C e introduciendo al modelo matemático los niveles de irradiancia medidos para el día 13 de Agosto de 2017 se obtienen los gráficos mostrados en la Fig. 2.22.

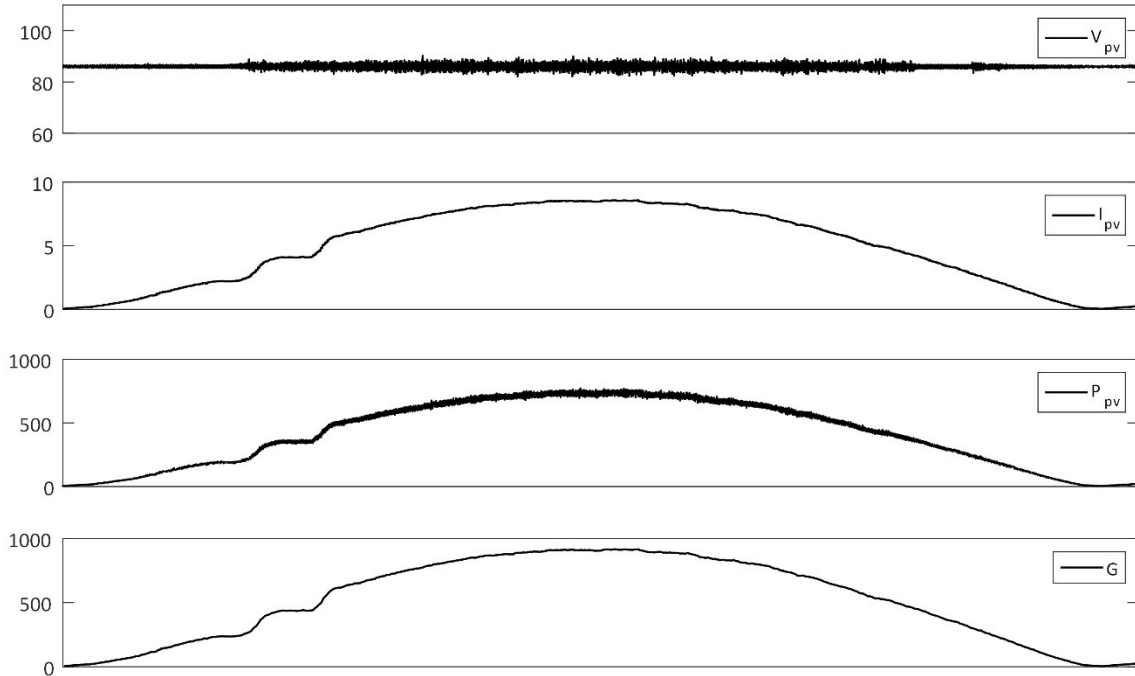


Figura 2. 22 Gráficos de voltaje, corriente y potencia generada por panel PV durante de un día.

En la Fig. 2.22 se observa cómo el sistema de control asegura una operación en el MPP, el cual corresponde a un nivel de voltaje aproximadamente constante (ver Fig. 2.20 (a)), donde se toma la suposición de una temperatura de operación constante en este ejercicio numérico. Por otro lado, se observa que conforme la irradiancia incrementa la potencia generada por el módulo PV también incrementa.

Para conocer la potencia diaria generada por el módulo PV basta con integrar la potencia instantánea que genera el panel en el transcurso del día, por tanto, con base en a los datos obtenidos de la Fig. 2.22 se obtiene que

$$P_{diaria} = 6.8424 \frac{kW}{día}.$$

En este ejercicio se observa que es posible determinar la generación de energía en terminales de arreglos fotovoltaicos en un intervalo de tiempo dado. Además, la energía obtenida será máxima si el sistema conectado en terminales del arreglo (interfaz electrónica de potencia) es capaz de realizar un seguimiento adecuado del MPP. La determinación de la potencia en terminales de la interfaz electrónica de potencia dependerá de sus características y eficiencia. Sin embargo, aunque es relevante determinar la generación de energía por sistemas fotovoltaicos, este punto queda fuera de los alcances de este trabajo. El objetivo principal de este trabajo se centra en el desarrollo y estudio de una topología de convertidor conmutado (interfaz de electrónica de potencia) para aplicaciones fotovoltaicas e interconexión con la

red eléctrica; además, bajo la acción de un esquema de control adecuado, ser capaz de seguir el MPP de arreglos fotovoltaicos.

# Capítulo 3

## Convertidor con procesamiento reducido de potencia

El aprovechamiento de la energía eléctrica generada a través de sistemas fotovoltaicos requiere de etapas adicionales para su procesamiento. El convertidor electrónico de potencia como interfaz permite el procesamiento de la energía generada para después entregarse a sistemas posteriores o usuarios finales. En este sentido, y bajo esquemas de control apropiados, el convertidor conmutado debe encargarse de la extracción de potencia del sistema fotovoltaico y del acondicionamiento de la energía eléctrica generada.

### 3.1 Procesamiento de potencia redundante reducida

El concepto de procesamiento de potencia redundante reducida ( $R^2P^2$ ) resulta de un análisis de las características principales de las topologías reguladoras con corrección de factor de potencia (PFC), además de la necesidad de obtener reguladores PFC más eficientes [12]. Este tipo de sistemas típicamente están formados por un convertidor que lleva a cabo la tarea de corrección de factor de potencia y, un convertidor dc-dc que realiza la regulación de voltaje a su salida. En el desarrollo de este tipo de reguladores PFC se propone en [12] a través de un modelo de tres puertos, ver Fig. 3.1. En éste el puerto de entrada y carga presentan un flujo de potencia unidireccional, mientras que el puerto de almacenamiento tiene un flujo de potencia bidireccional.

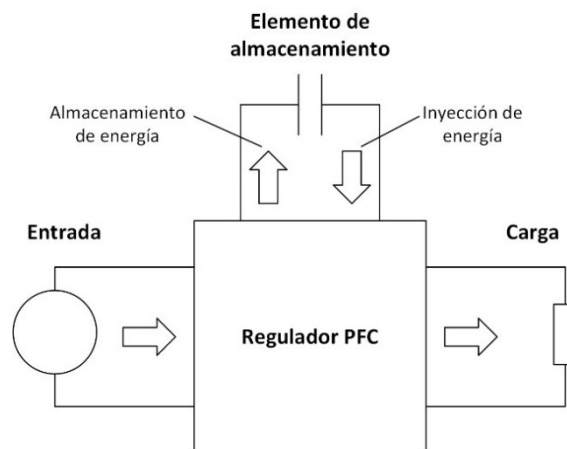


Figura 3. 1 Modelo de tres puertos de un regular conmutado de PFC

En el modelo mostrado en la Fig. 3.1, de forma interna, la potencia puede fluir de tres formas distintas: Tipo I, la potencia se transfiere de un puerto a otro puerto; Tipo II, la potencia se transfiere de dos puertos a un puerto; Tipo III, la potencia se transfiere de un puerto a dos puertos (ver Fig 3.2). La combinación de dos de los tres gráficos de flujo de potencia permite satisfacer la característica de potencia de cada uno de los puertos. Como resultado se obtienen cuatro diagramas de flujo de potencia, los cuales se muestran en la Fig. 3.3.

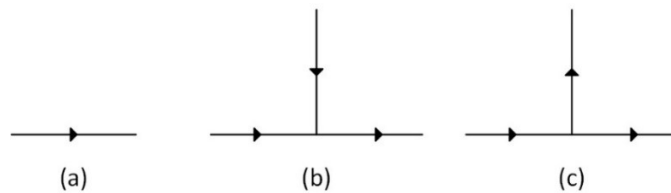


Figura 3. 2 Gráficos de flujo de potencia: (a) Tipo I, (b) Tipo II y (c) Tipo III

A partir de los diagramas de flujo de potencia (ver Fig. 3.3) es posible establecer estructuras de interconexión para el desarrollo de reguladores PFC. Sin embargo, a pesar de que el concepto  $R^2P^2$  fue desarrollado para aplicaciones de PFC (fuente de alimentación en alterna), se ha probado que este concepto es útil en la generación de topologías de convertidores dc-dc [27,28]. En este sentido, y en el contexto de este trabajo, la aplicación de este concepto se realizará bajo el aprovechamiento de la energía generada por sistemas fotovoltaicos, teniendo como salida un voltaje trifásico de alterna.

En [12] se establece que el control de la potencia se realiza a través de dos estructuras básicas de conmutación, donde cada una de éstas se inserta en una rama de cada gráfico de flujo de potencia. Con base en lo anterior, y dado que la etapa de inversión requiere de procesar toda la potencia en el puerto de salida, solo los diagramas de flujo de potencia Tipo I-I y Tipo I-II satisfacen esta condición. Dado que una estructura de interconexión en no-cascada es teóricamente más eficiente que una estructura en cascada, el diagrama Tipo I-II es más propicio para la aplicación abordada en este trabajo debido a que presenta un camino directo de transferencia de potencia y así mejorar la eficiencia del sistema.

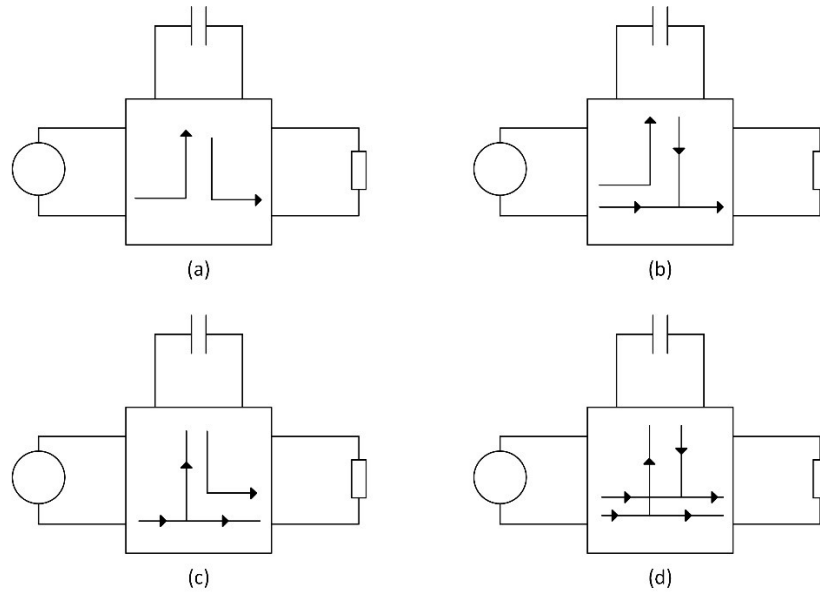


Figura 3. 3 Diagramas de flujo de potencia para reguladores PFC: (a) Tipo I-I, (b) Tipo I-II, (c) Tipo I-III y (d) Tipo II-III.

Como se mencionó, el control de toda la potencia en el modelo de tres puertos se realiza a través de dos celdas básicas de conmutación. Ya que la potencia en el puerto de salida debe ser procesada por una celda básica de tipo inversora, esta celda se insertará en la rama de salida del gráfico de potencia Tipo II. Por lo tanto, la celda de conmutación restante se insertará en el flujo de potencia Tipo I, como se muestra en la Fig. 3.4.

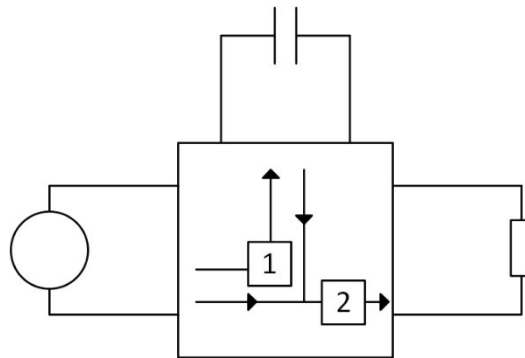


Figura 3. 4 Diagrama de flujo de potencia I-IIA.

El esquema de la Fig. 3.4 en términos de interconexión en diagramas de bloques se muestra en la Fig. 3.5. En esta estructura, en el puerto de entrada se representa un arreglo fotovoltaico, es un capacitor de acoplamiento  $C_i$ , es el elemento de almacenamiento  $C_o$ . El bloque 1 es una celda básica de conmutación de dc-dc y, el bloque 2 es una celda de tipo inversora de dc-ac.



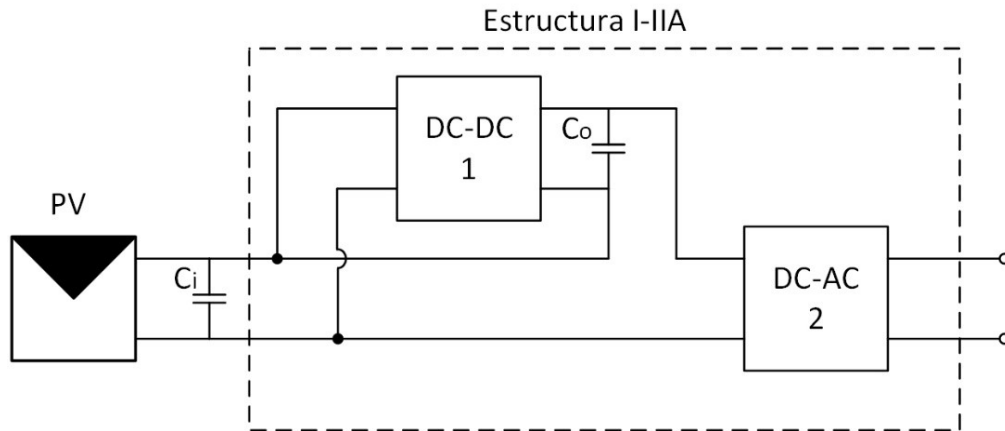


Figura 3. 5 Estructura de interconexión en no-cascada I-IIA.

En la estructura de la Fig. 3.5 se observa que la potencia proporcionada por el arreglo PV es dividida, una fracción de la potencia se transfiere de forma directa hacia el bloque 2, mientras que el resto de la potencia es procesada por el bloque 1 (celda básica de dc-dc). Por tanto, la celda básica de dc-dc se encarga de la extracción de la potencia del arreglo PV. La potencia a la salida del bloque 1 se transfiere a la celda de conmutación de dc-ac, la cual se realizará con un inversor trifásico de dos niveles.

### 3.2 Inversor de dos niveles

Dentro de las topologías de convertidores de tipo inversor (DC-AC), el inversor trifásico de dos niveles es una topología sencilla y ampliamente usada, ver Fig. 3.6. Este inversor está compuesto por tres ramas, con dos interruptores de potencia cada una, donde el nodo central de cada rama entrega una fase (voltaje alterno) del inversor. El par de interruptores que componen una rama del inversor operan de forma complementaria. Al tomar como referencia el nodo 0 (ver Fig. 3.6), los niveles de voltaje que puede tomar el nodo central de cada rama ( $t_j$ , con  $j = a, b, c$ ) son  $V_{dc}/2$  y  $-V_{dc}/2$ .

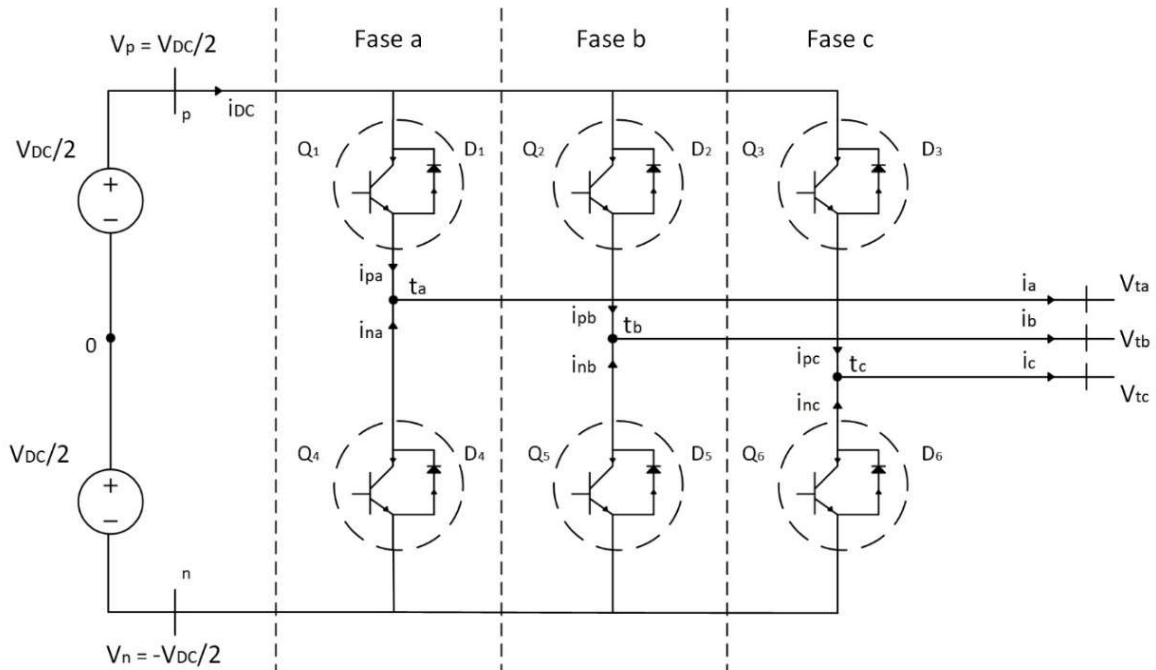


Figura 3. 6 Diagrama esquemático de inversor de dos niveles ideal.

La operación del inversor se realiza a través de la apertura y cierre de los interruptores de potencia, en donde el par de interruptores que forman una rama deben de operar de forma complementaria para evitar un estado de corto circuito. La activación de los interruptores se realiza a través de una técnica de modulación de ancho de pulso (PWM). La técnica más común consiste en la comparación de una señal triangular de alta frecuencia (señal portadora) y una señal de baja frecuencia (señal moduladora). Por lo general, la señal portadora tiene una magnitud que oscila entre el valor de -1 y 1 con un periodo fijo dado por  $T_s$ . En la Fig. 3.7 se muestra el proceso de obtención de las señales de activación para los interruptores  $Q_1$  y  $Q_4$ , cuyo periodo está regido por la señal portadora.

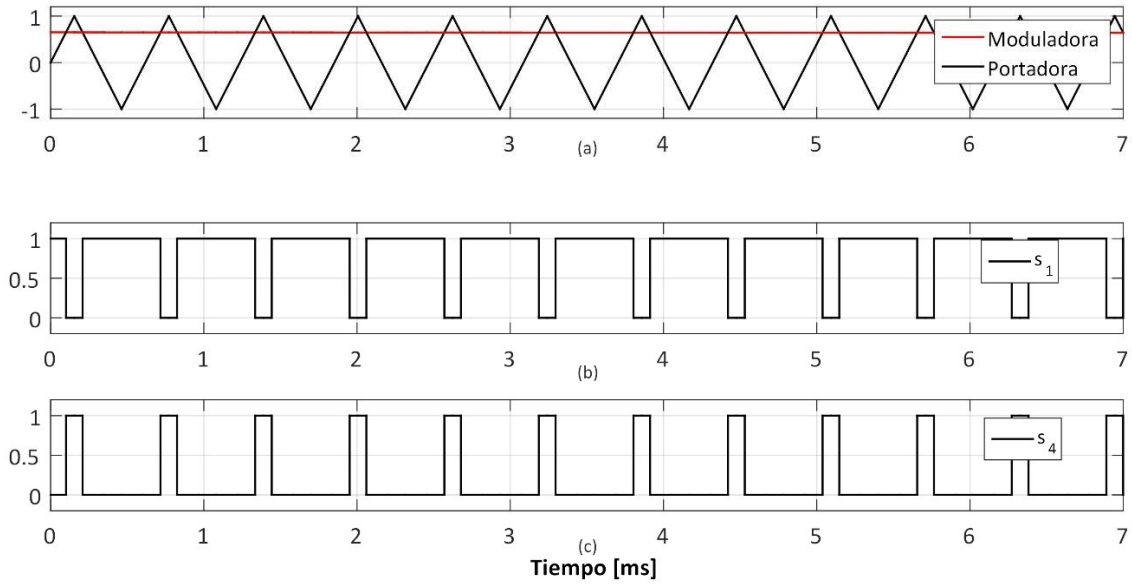


Figura 3. 7 Estrategia PWM: (a) Señal moduladora y portadora, (b) señal de conmutación para el interruptor  $Q_1$  y (c) señal de conmutación para el interruptor  $Q_4$ .

Los estados de los interruptores de potencia dictan la operación del inversor mostrado en la Fig. 3.6; cuando  $s_1 = 0$  y  $s_4 = 1$ , el interruptor  $Q_1$  se encuentra en bloqueo; se provoca un flujo de corriente  $i$  a través de  $D_4$ . Por tanto, el nodo central toma un nivel de voltaje tal que  $V_t = V_n = -V_{dc}/2$ , el cual pertenece al semiciclo negativo del voltaje alterno a la salida del inversor. Cuando el  $s_1 = 1$  y  $s_4 = 0$ , el interruptor  $Q_1$  se encuentra en conducción, permitiendo el flujo de corriente  $i$  a través del interruptor  $Q_1$ ; esto resulta en un nivel de voltaje en el nodo central  $V_t = V_p = V_{dc}/2$  perteneciente al semiciclo positivo del voltaje alterno. Las formas de ondas de operación del inversor se muestran en la Fig. 3.8.

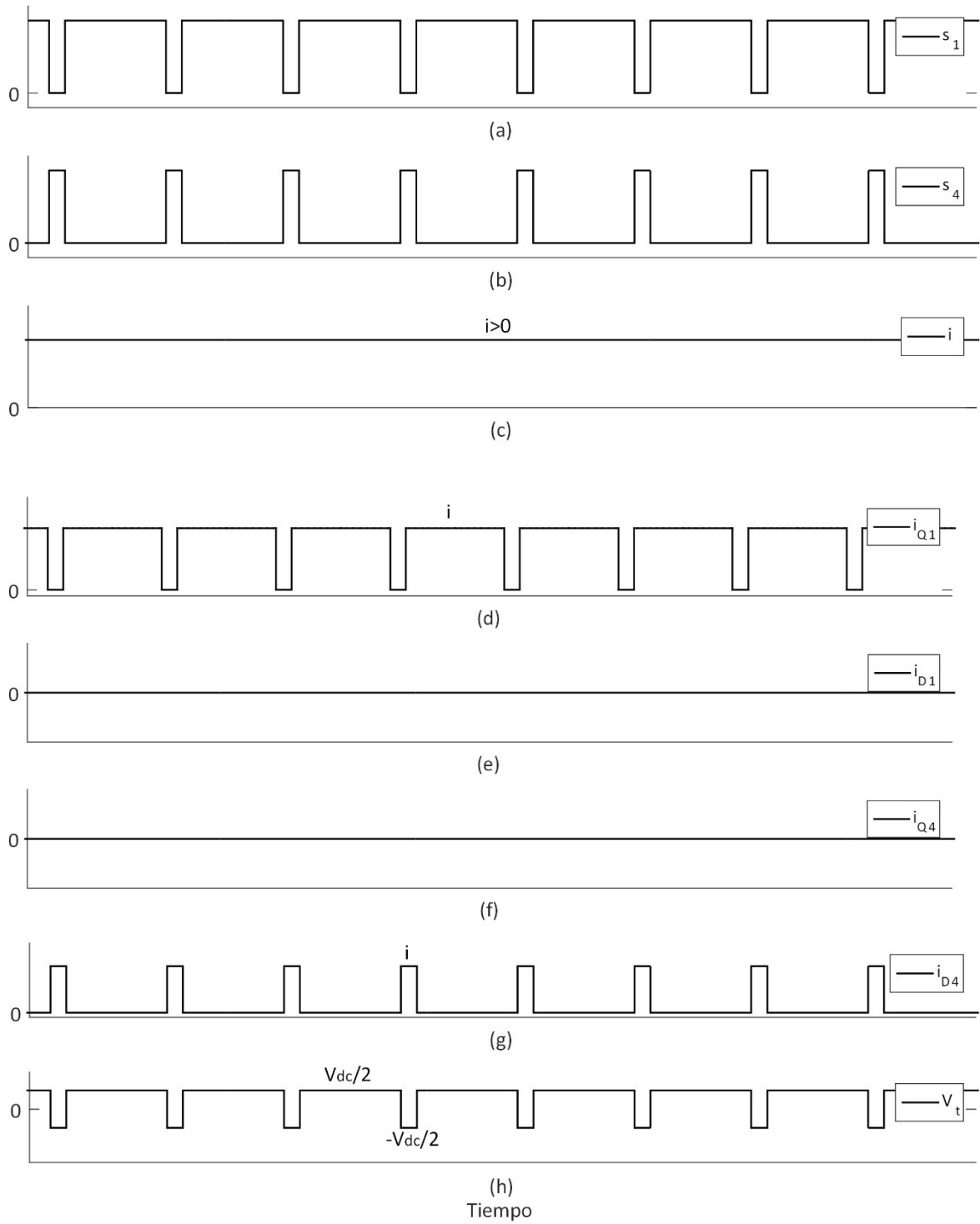


Figura 3. 8 Formas de onda de inverter de dos niveles

Si la corriente  $i$  es negativa, el diodo  $D_1$  y el interruptor  $Q_4$  permitirán la conducción de corriente, mientras que la corriente en  $Q_1$  y  $D_4$  tendrá un valor de cero. Este hecho implica que el voltaje en los nodos  $V_t$  es independiente de la dirección de la corriente  $i$ .

Sin embargo, el voltaje de salida del inversor no depende únicamente de la conmutación de los interruptores, sino también de la relación de modulación. La relación de modulación  $m$  está dada por la relación entre la amplitud de la señal portadora ( $V_p$ ) y la máxima amplitud de la señal moduladora ( $V_m$ ), tal como se muestra en (3.1). La relación de modulación permite definir los modos de operación del inversor.

$$m = \frac{V_m}{V_p} . \quad (3.1)$$

La condición  $\hat{V}_t = m \frac{V_{dc}}{2}$  determina la región lineal (ver Fig. 3.9). Se le considera PWM sinusoidal en el cual la amplitud del voltaje fundamental varía linealmente con la relación de amplitud de modulación  $m$ . La región de sobremodulación está dada por  $\frac{V_{dc}}{2} \leq \hat{V}_t \leq \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2}$  (ver Fig. 3.9). En el rango de sobremodulación, la amplitud del voltaje fundamental no varía linealmente con  $m$ . La sobremodulación causa que el voltaje de salida contenga más armónicos en las bandas laterales en comparación con la operación en el rango lineal. La región de onda cuadrada está dada por  $\hat{V}_t > \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2}$  (ver Fig. 3.9). La forma de onda del voltaje a la salida de ac se ve modificada de una forma de onda de ancho de pulso a una onda cuadrada.

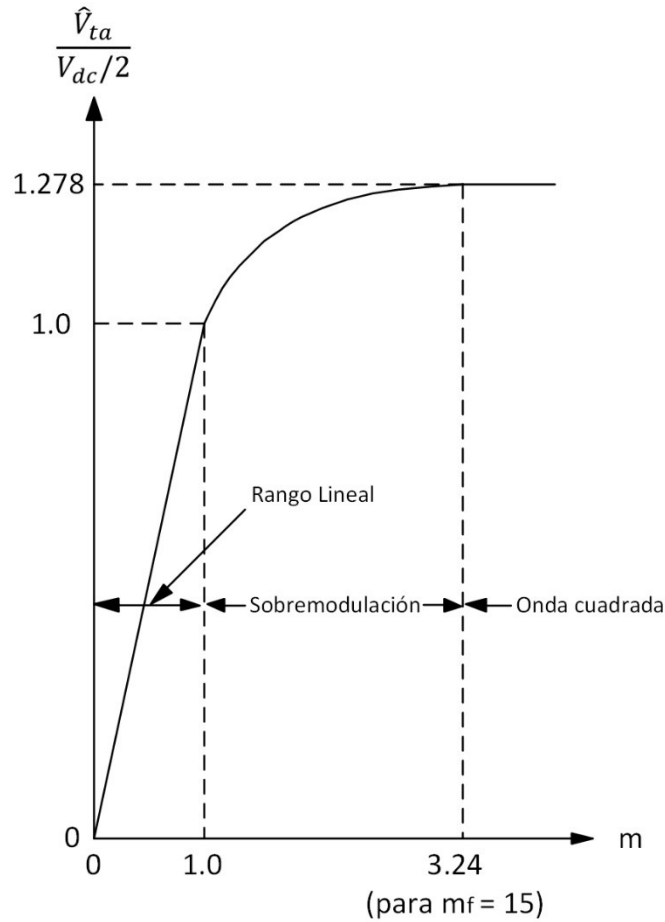


Figura 3. 9 Control de voltaje variando  $m$ .

Por otro lado, la relación de la frecuencia de la señal portadora ( $f_p$ ) y la frecuencia de la señal moduladora ( $f_m$ ) se le conoce como relación de frecuencia de modulación ( $m_f$ ) y está dada por

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} . \quad (3.2)$$

Generalmente se desea obtener una relación de frecuencia de modulación pequeña ( $m_f \leq 21$ ) para evitar un alto contenido armónico, esto se logra cuando la frecuencia de la señal portadora es mucho mayor que la frecuencia de la señal moduladora [25].

### 3.2.1 Modelo promedio del inversor

En el estudio de sistemas con convertidores conmutados, el circuito conmutado del convertidor permite realizar estudios y análisis en función de su operación, procesos de conmutación, contaminación armónica, entre otros. Sin embargo, no es necesario considerar las señales de alta frecuencia debidas a los procesos de conmutación al realizar un estudio de

la interacción de convertidores con sistemas anteriores y posteriores a él, determinación de desempeño, diseño e implementación de estrategias de control, entre otros análisis y estudios. En este sentido, los modelos promediados retiran las señales de alta frecuencia, capturando la dinámica no-lineal de baja frecuencia inherente al convertidor.

El circuito conmutado del inversor trifásico de dos niveles se muestra en la Fig. 3.6. Para aspectos de análisis será considerada únicamente una rama del inversor (interruptores  $Q_1$  y  $Q_4$ ), además, se asume que la señal portadora con respecto a la moduladora tiene una frecuencia mucho mayor. Lo anterior implica que las señales de voltaje y corriente en el convertidor se pueden considerar constantes en varios ciclos de conmutación.

Como se mencionó con anterioridad, los interruptores de potencia asociados a una misma rama del inversor deben operar de forma complementaria. Las funciones de conmutación que determinan la operación de los interruptores  $Q_1$  y  $Q_4$  están dadas por

$$s_1(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < dT_s \\ 0, & dT_s < t < T_s \end{cases}, \quad (3.3)$$

$$s_4(t) = \begin{cases} 0, & 0 < t < dT_s \\ 1, & dT_s < t < T_s \end{cases}, \quad (3.4)$$

siendo  $T_s$  el periodo de la señal portadora y  $dT_s$  es el tiempo de encendido del interruptor  $Q_1$ .

Cuando la función de conmutación toma el valor de  $s_1 = 1$  y  $s_4 = 0$ , el interruptor  $Q_1$  está en conducción y  $Q_4$  se encuentra bloqueado, como resultado se obtiene que

$$V_t(t) = V_p = \frac{V_{dc}}{2}, \quad (3.5)$$

$$i_p(t) = i(t), \quad (3.6)$$

$$i_n(t) = 0. \quad (3.7)$$

Cuando la función de conmutación cambia a  $s_1 = 0$  y  $s_4 = 1$ , se tiene que

$$V_t(t) = V_n = -\frac{V_{dc}}{2}, \quad (3.8)$$

$$i_p(t) = 0, \quad (3.9)$$

$$i_n(t) = i(t). \quad (3.10)$$

Dado que el voltaje y las corrientes en el convertidor dependen únicamente de las funciones de conmutación, entonces,

$$V_t(t) = \frac{V_{dc}}{2} [s_1(t) - s_4(t)] , \quad (3.11)$$

$$i_p(t) = i(t)s_1(t) , \quad (3.12)$$

$$i_n(t) = i(t)s_4(t) . \quad (3.13)$$

Al promediar las funciones de conmutación en un periodo de conmutación, y teniendo en cuenta que  $s_1 + s_4 \equiv 1$ , entonces

$$\langle s_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_1(\tau) d\tau = d(t) , \quad (3.14)$$

$$\langle s_4(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_4(\tau) d\tau = 1 - d(t) . \quad (3.15)$$

En consecuencia, el voltaje y corrientes promediados del convertidor están dados por

$$V_t(t) = \frac{V_{dc}}{2} [2d - 1] , \quad (3.16)$$

$$i_p(t) = d i(t) , \quad (3.17)$$

$$i_n(t) = (1 - d)i(t) , \quad (3.18)$$

donde la señal de control toma valores  $0 < d < 1$ .

En función de la técnica de modulación, comparación de una señal moduladora y portadora, la relación entre la magnitud de la moduladora y la señal de control está dada por

$$d = \frac{(m+1)}{2} , \quad (3.19)$$

siendo el modelo promedio para una rama del inversor

$$V_t(t) = \frac{V_{dc}}{2} m(t) , \quad (3.20)$$

$$i_p(t) = \frac{(m+1)}{2} i(t) . \quad (3.21)$$



El modelo promediado para el inversor trifásico de dos niveles corresponde a

$$\begin{aligned} V_{ta}(t) &= \frac{V_{dc}}{2} m_a(t), \\ V_{tb}(t) &= \frac{V_{dc}}{2} m_b(t), \\ V_{tc}(t) &= \frac{V_{dc}}{2} m_c(t), \end{aligned} \tag{3.22}$$

En formato matricial  $V_{tabc} = \frac{V_{dc}}{2} m_{abc}$ , donde  $V_{tabc} = [V_{ta} \ V_{tb} \ V_{tc}]^T$  y  $m_{tabc} = [m_a \ m_b \ m_c]^T$ .

### 3.3 Celda básica de conmutación de dc-dc

Como se estableció con anterioridad, la estructura I-IIA será usada para el desarrollo de una topología útil en sistemas fotovoltaicos. En esta estructura, ver Fig. 3.10, el bloque 1 corresponderá a una celda básica de conmutación de dc-dc. Uno de los factores principales para la selección de la celda básica de conmutación de dc-dc son las trayectorias de corto-circuito que se pueden generar en la estructura I-IIA. Para facilidad de explicación, en la selección de la celda básica de conmutación se denomina a las terminales de entrada del bloque 1 como  $X^+$  y  $X^-$ , y sus terminales de salida como  $Y^+$  e  $Y^-$ , como se observa en la Fig. 3.10.

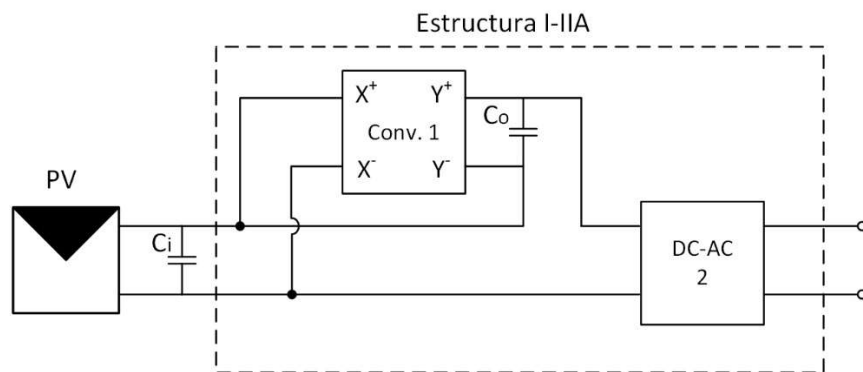


Figura 3. 10 Circuito equivalente para la representación de la topología Tipo I-IIA.

En la implementación del bloque 1 son consideradas las celdas de conmutación no-aisladas y aisladas mostradas en la Fig. 3.11. Los convertidores aislados cuentan con un transformador, esto genera un aislamiento galvánico de los sistemas y además brinda un aumento en la relación de conversión, mientras que los no aislados carecen de un transformador y, por tanto, no existe aislamiento alguno entre sistemas.

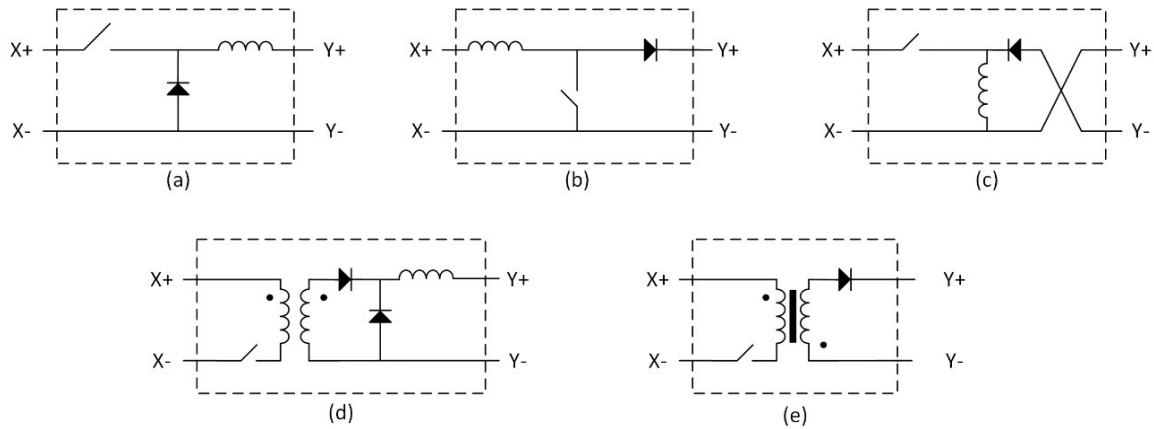


Figura 3. 11 Celdas básicas de conmutación: (a) Reductor, (b) Elevador, (c) Reductor-elevador, (d) Forward y (e) Flyback.

De las celdas de conmutación presentada en la Fig. 3.11, se observa que los convertidores no aislados reductor y elevador, Fig. 3.11(a) y (b) respectivamente, presentan una conexión directa entre las terminales  $X^-$  e  $Y^-$ ; al insertarse cualquiera de estas celdas en la estructura I-IIA, se genera un camino de corto-circuito en la terminales del sistema fotovoltaico, siendo estas celdas no aptas para su implementación. Análogamente, se observa que la celda reductora-elevadora genera una trayectoria de corto-circuito en el puerto de entrada del bloque 2.

Entonces, para el bloque 1 de la estructura I-IIA, se concluye que un camino de trayectoria directa entre las terminales  $X^+$  e  $Y^-$  es posible. En consecuencia, de las celdas básicas propuestas, la celda básica aislada forward o flyback pueden implementarse debido a que no presentan un posible camino de corto-circuito.

Las celdas básicas aisladas forward y flyback cuentan con un transformador de alta frecuencia que permite obtener una mayor relación de conversión. Sin embargo, la celda básica flyback presenta características reductoras-elevadoras de transformación, que resultan de utilidad para aplicaciones fotovoltaicas, mientras que el convertidor forward solo presenta características elevadoras. Cabe agregar que la celda básica flyback cuenta con un menor número de componentes que la celda básica forward, lo cual permite reducir las pérdidas en el sistema. Con base en lo descrito anteriormente, en este trabajo se utilizará una celda básica de conmutación tipo flyback, que se presenta a continuación.

### 3.3.1 Convertidor flyback.

El convertidor flyback es un convertidor aislado el cual se desarrolló a partir de la base de funcionamiento del convertidor reductor-elevador [26]. El diagrama esquemático del convertidor flyback insertado en la topología I-IIA (ver Fig. 3.10) se muestra en la Fig. 3.12.

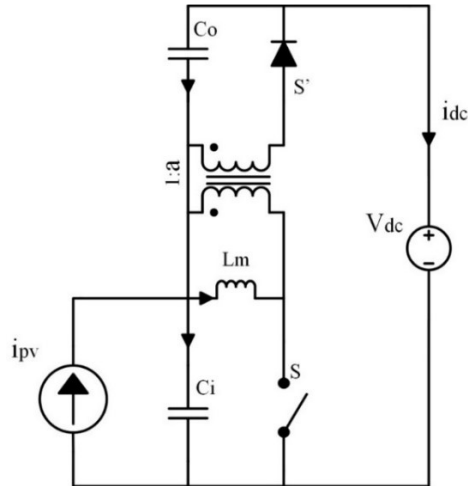


Figura 3. 12 Convertidor: (a) reductor-elevador, (b) reductor-elevador con inductor de dos devanados y (c) flyback.

La topología del convertidor conmutado obtenido está formada por un módulo PV representado por una fuente de corriente  $i_{pv}$ , un capacitor de acoplamiento  $C_i$ , un capacitor de almacenamiento  $C_o$ , una inductancia de magnetización propia del transformador de alta frecuencia  $L_m$ , un interruptor activo  $S$  y un interruptor pasivo  $S'$ . La salida del convertidor se encuentra conectada a una fuente de voltaje de dc  $V_{dc}$ , la cual simula la demanda de voltaje en las terminales de entrada del inversor.

A partir del circuito mostrado en la Fig. 3.12 es posible obtener la característica de estado estable del convertidor. Esta condición de estado estable o punto de operación del convertidor es de interés para determinar sus características operativas bajo distintas condiciones de operación. Para este fin, se realiza un análisis de los circuitos que se forman cuando el interruptor activo está cerrado (Fig. 3.13(a)) o abierto (Fig. 3.13(b)).

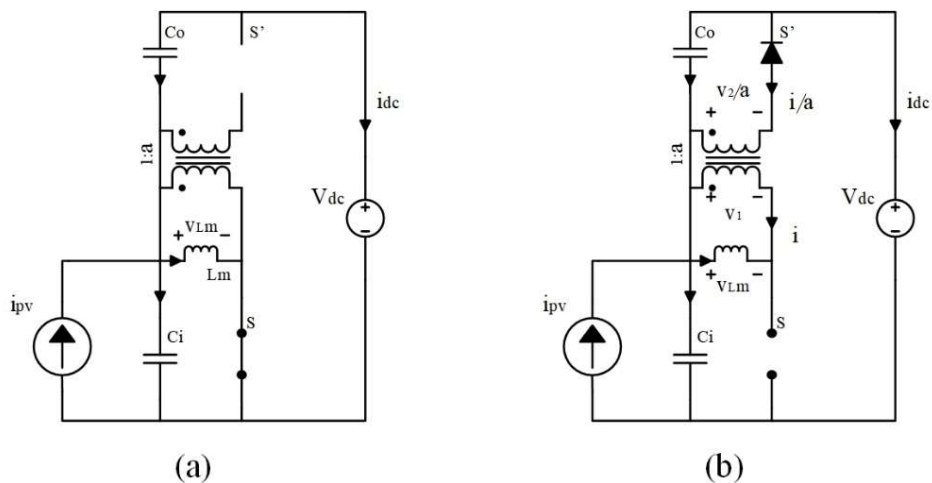


Figura 3. 13 Convertidor flyback: (a) con interruptor cerrado y (c) con interruptor abierto.

Cuando el interruptor  $S$  se encuentra cerrado, el diodo  $S'$  se polariza en inversa (ver Fig. 3.13 (a)), por tanto, el voltaje del inductor  $v_{Lm}$ , la corriente del capacitor de acoplamiento  $i_{Ci}$  y la corriente del capacitor de almacenamiento  $i_{Co}$  están dados por

$$v_{Lm} = v_{Ci} , \quad (3.23)$$

$$i_{Ci} = i_{pv} - i_{Lm} - i_{dc} , \quad (3.24)$$

$$i_{Co} = -i_{dc} . \quad (3.25)$$

Cuando el interruptor  $S$  se encuentra abierto, el diodo  $S'$  se polariza en directa (ver Fig. 3.13 (b)), por tanto, el voltaje del inductor  $v_{Lm}$ , la corriente del capacitor de acoplamiento  $i_{Ci}$  y la corriente del capacitor de almacenamiento  $i_{Co}$  son

$$v_{Lm} = -\frac{v_{Co}}{a} , \quad (3.26)$$

$$i_{Ci} = i_{pv} - i_{dc} , \quad (3.27)$$

$$i_{Co} = \frac{i_{Lm}}{a} - i_{dc} . \quad (3.28)$$

En las variables eléctricas del convertidor, la componente de dc es mucho mayor en magnitud que la componente de alta frecuencia [26]. En este sentido, es posible aproximar el voltaje y corriente en terminales del convertidor a la componente de dc, a esto se le conoce como aproximación de rizo pequeño [26].

Aplicando la aproximación de rizo pequeño cuando el interruptor  $S$  se encuentra cerrado (ver ecuaciones (3.23)-(3.25)) se llega a

$$v_{Lm} = V_{Ci} , \quad (3.29)$$

$$i_{Ci} = I_{pv} - I_{Lm} - I_{dc} , \quad (3.30)$$

$$i_{Co} = -I_{dc} , \quad (3.31)$$

de la misma manera cuando el interruptor  $S$  se encuentra abierto (ver ecuaciones (3.26)-(3.28)), se tiene que

$$v_{Lm} = -\frac{V_{Co}}{a}, \quad (3.32)$$

$$i_{Ci} = I_{pv} - I_{dc}, \quad (3.33)$$

$$i_{Co} = \frac{I_{Lm}}{a} - I_{dc}. \quad (3.34)$$

El principio de balance de volt-segundo para inductores permite conocer las condiciones de la corriente en estado estable [26]. En este principio se establece la condición de estado estable del convertidor, en donde el voltaje promedio del inductor en un periodo de conmutación es cero, dado por

$$0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{Lm}(t) dt = \langle v_{Lm} \rangle, \quad (3.35)$$

donde  $\langle v_{Lm} \rangle$  es el valor promedio del voltaje del inductor. Las expresiones dadas en (3.29) y (3.32) establecen la forma de onda del voltaje del inductor. Ahora, aplicando (3.35) se obtiene

$$0 = \langle v_{Lm} \rangle = DV_{Ci} - \left(\frac{V_{Co}}{a}\right)(1 - D), \quad (3.36)$$

despejando para  $V_{Co}$

$$V_{Co} = V_{Ci} a \frac{D}{1-D}, \quad (3.37)$$

siendo la relación de conversión de voltaje del convertidor

$$M(D) = \frac{V_{Co}}{V_{Ci}} = a \frac{D}{1-D}. \quad (3.38)$$

De manera similar, el principio de balance de carga para capacitores permite conocer las condiciones de voltaje del convertidor en estado estable. Este principio establece que en estado estable la corriente promedio del capacitor es cero, dado por

$$0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c(t) dt = \langle i_c \rangle, \quad (3.39)$$

donde  $\langle i_c \rangle$  es el valor promedio de la corriente del capacitor.

Las expresiones en (3.30) y (3.33) establecen la forma de onda de corriente del capacitor  $C_i$ . Usando (3.39) se llega a

$$0 = \langle i_{Ci} \rangle = I_{pv} - I_{dc} - I_{Lm}D, \quad (3.40)$$

de la misma manera para la corriente del capacitor de almacenamiento  $C_o$ , usando las expresiones (3.31), (3.34) y (3.39), se obtiene

$$0 = \langle i_{Co} \rangle = (1 - D) \frac{I_{Lm}}{a} - I_{dc}, \quad (3.41)$$

despejando (3.41) para  $I_{dc}$  y sustituyendo en (3.40) es posible obtener la corriente de magnetización  $I_{Lm}$  en estado estable

$$I_{Lm} = I_{pv} \frac{a}{[1-D(1-a)]}. \quad (3.42)$$

En la Fig. 3.14 se muestran las formas de onda del convertidor, en ella se puede observar que cuando la función de conmutación  $q = 1$ , el interruptor  $S$  se encuentra en modo de conducción (ver Fig. 3.13(a)), la energía generada por el módulo PV es almacenada por la inductancia de magnetización  $L_m$  por tanto, la corriente de magnetización  $i_{Lm}$  (ver Fig. 3.14 (b)) y el voltaje del capacitor de almacenamiento (ver Fig. 3.14 (d)) inician a incrementar hasta que la función de conmutación cambia. Una vez que la función de conmutación  $q = 0$ , el interruptor pasivo  $S'$  se polariza en directa y permite la transferencia de energía almacenada por la inductancia de magnetización, transmitiéndola del devanado primario al devanado secundario, tal como se observa en la Fig. 3.14(e) y (f).

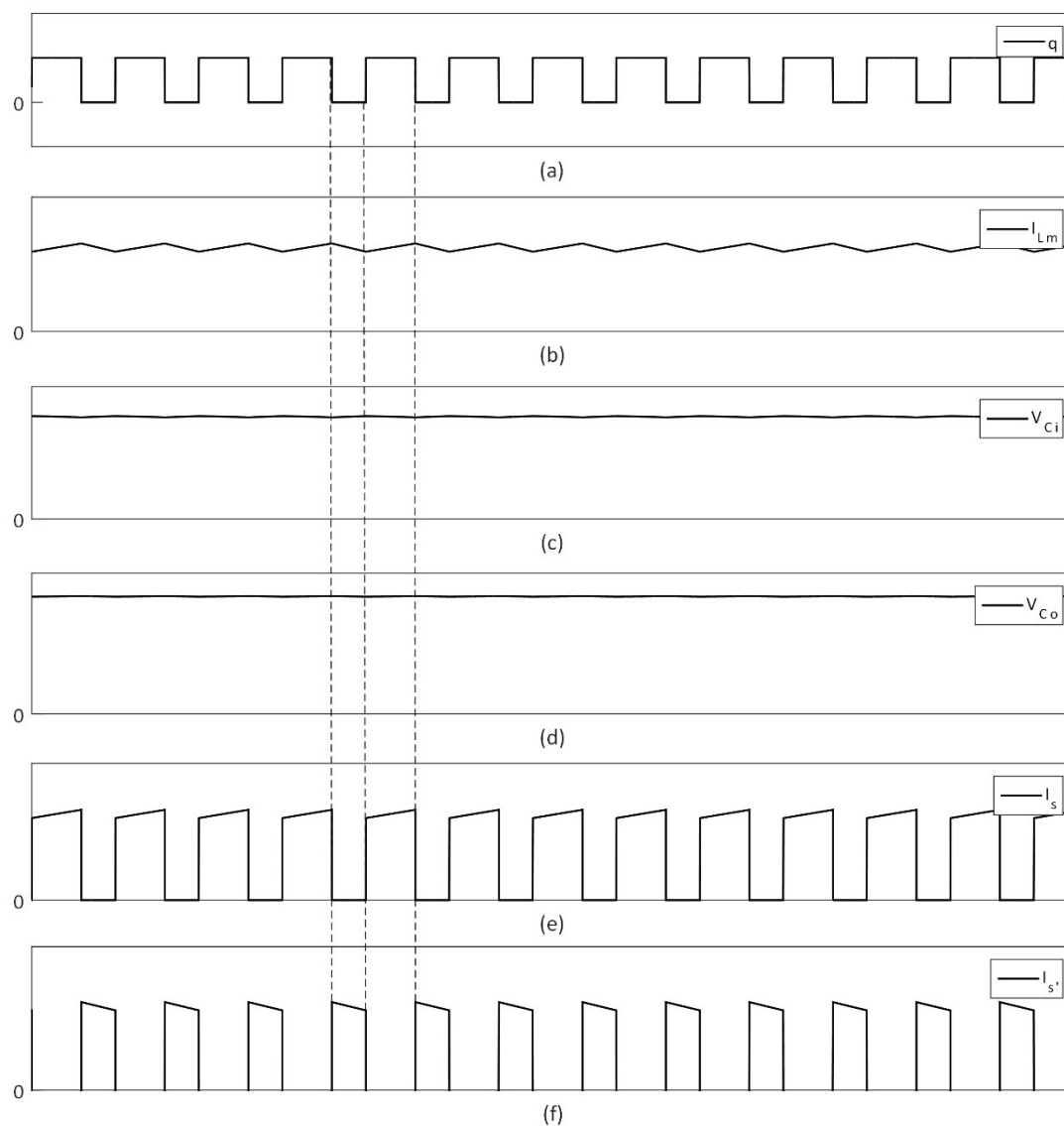


Figura 3. 14 Formas de onda de convertidor flyback: (a) función de conmutación, (b) corriente de magnetización, (c) voltaje de capacitor de acoplamiento, (d) voltaje de capacitor de almacenamiento, (e) corriente de interruptor activo y (f) corriente de interruptor pasivo.

### 3.4 Configuración del sistema de DC

Como se mencionó con anterioridad, este trabajo se enfoca a la generación de energía eléctrica a través de la energía solar por medio de paneles fotovoltaicos. Dentro del proceso de conversión de energía y acondicionamiento de ella, son necesarios dos convertidores: un convertidor dc-dc que se encargará de alcanzar el MPP, y un inversor de dos niveles, con el cual se obtiene un voltaje trifásico de alterna a la salida del convertidor; esto bajo una estructura en no-cascada tipo I-IIA.

El inversor estará conectado a una red eléctrica, y para su correcto funcionamiento es necesario que el voltaje en sus terminales de entrada (bus de dc) satisfaga la siguiente desigualdad [27]

$$V_{bus} \geq 2 \hat{V}_t, \quad (3.43)$$

donde  $\hat{V}_t$  es el valor pico de voltaje línea-neutro.

La desigualdad (3.43) implica que el arreglo panel-convertidor dc-dc permita un voltaje alto a su salida, comparado con el voltaje del módulo(s) fotovoltaico(s). En este contexto, la etapa de dc puede darse en diversos arreglos:

**Configuración I.-** Una arreglo de paneles PV conectados en serie alimentando un convertidor dc-dc (ver Fig. 3.15(a)).

**Configuración II.-** Un cadena de convertidores dc-dc conectados en serie alimentados cada uno de los convertidores por un panel PV (ver Fig. 3.15(b)).

**Configuración III.-** Un arreglo de paneles PV conectados en serie alimentando a una cadena de convertidores dc-dc (ver Fig. 3.15(c)).

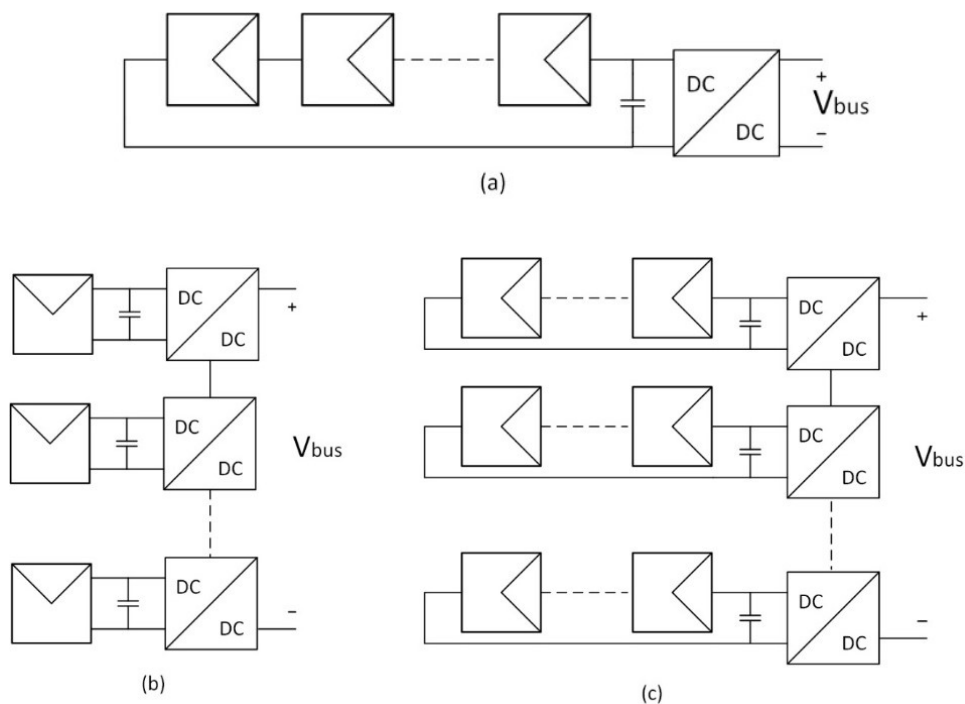


Figura 3. 15 Ilustración de: (a) Configuración I, (b) Configuración II y (c) Configuración III.



De la Fig. 3.15, es fácil de observar que la configuración III es una generalización de las configuraciones I y II del sistema, por tanto, se realizará el análisis de dicha configuración para este caso de estudio. En la Fig. 3.16 se muestra el diagrama esquemático de la configuración III, el cual se analizarán dos convertidores conectados en serie con la finalidad de obtener una representación general del sistema.

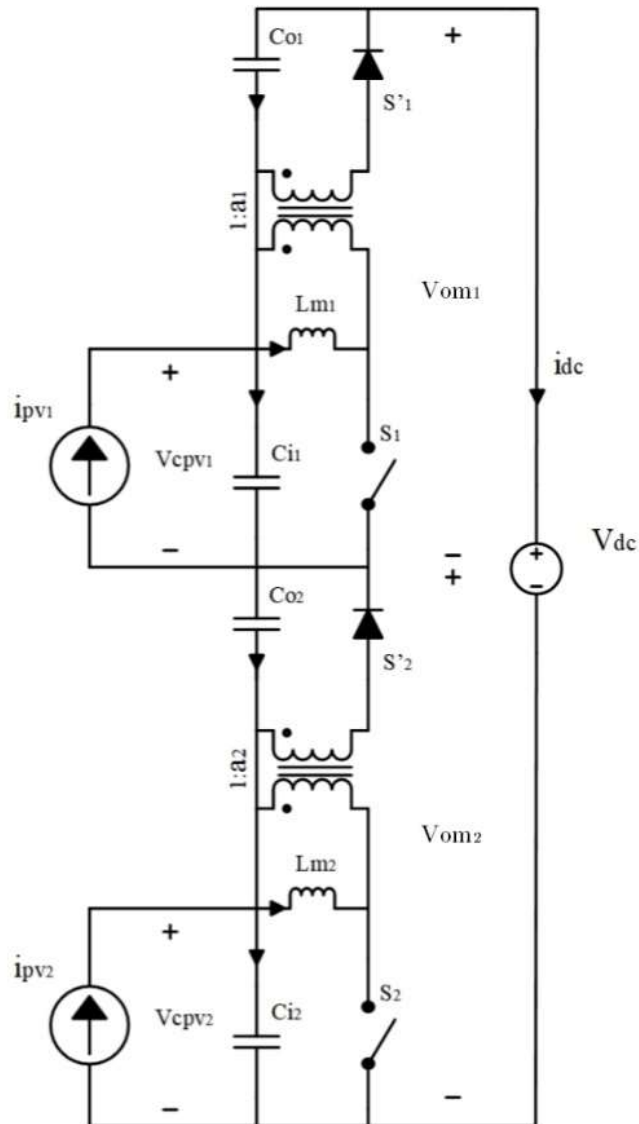


Figura 3. 16 Diagrama esquemático de la Configuración III.

Del circuito presentado en la Fig. 3.16, se observa que el sistema de dc está compuesto por un interruptor activo y pasivo para cada uno de los convertidores, reuniendo un total de cuatro interruptores en el sistema. Realizando un análisis para las posibles combinaciones de la conmutación de los interruptores se obtiene la siguiente tabla.

Tabla 3. 1 Conjunto de ecuaciones resultantes del análisis del sistema dc propuesto.

Estados	Ecuaciones	
$q_1 = 1$ $q_2 = 1$	$C_{i1} \frac{d v_{Cpv1}}{dt} = i_{pv1} - i_{Lm1} - i_{dc}$ $L_{m1} \frac{d i_{Lm1}}{dt} = n_{pv1} v_{Ci1}$ $C_{o1} \frac{d v_{Co1}}{dt} = -i_{dc}$	$C_{i2} \frac{d v_{Cpv2}}{dt} = i_{pv2} - i_{Lm2} - i_{dc}$ $L_{m2} \frac{d i_{Lm2}}{dt} = n_{pv2} v_{Ci2}$ $C_{o2} \frac{d v_{Co2}}{dt} = -i_{dc}$
$q_1 = 1$ $q_2 = 0$	$C_{i1} \frac{d v_{Cpv1}}{dt} = i_{pv1} - i_{Lm1} - i_{dc}$ $L_{m1} \frac{d i_{Lm1}}{dt} = n_{pv1} v_{Ci1}$ $C_{o1} \frac{d v_{Co1}}{dt} = -i_{dc}$	$C_{i2} \frac{d v_{Cpv2}}{dt} = i_{pv2} - i_{dc}$ $L_{m2} \frac{d i_{Lm2}}{dt} = -\frac{v_{Co2}}{a_2}$ $C_{o2} \frac{d v_{Co2}}{dt} = \frac{i_{Lm2}}{a_2} - i_{dc}$
$q_1 = 0$ $q_2 = 1$	$C_{i1} \frac{d v_{Cpv1}}{dt} = i_{pv1} - i_{dc}$ $L_{m1} \frac{d i_{Lm1}}{dt} = -\frac{v_{Co1}}{a_1}$ $C_{o1} \frac{d v_{Co1}}{dt} = \frac{i_{Lm1}}{a_1} - i_{dc}$	$C_{i2} \frac{d v_{Cpv2}}{dt} = i_{pv2} - i_{Lm2} - i_{dc}$ $L_{m2} \frac{d i_{Lm2}}{dt} = n_{pv2} v_{Ci2}$ $C_{o2} \frac{d v_{Co2}}{dt} = -i_{dc}$
$q_1 = 0$ $q_2 = 0$	$C_{i1} \frac{d v_{Cpv1}}{dt} = i_{pv1} - i_{dc}$ $L_{m1} \frac{d i_{Lm1}}{dt} = -\frac{v_{Co1}}{a_1}$ $C_{o1} \frac{d v_{Co1}}{dt} = \frac{i_{Lm1}}{a_1} - i_{dc}$	$C_{i2} \frac{d v_{Cpv2}}{dt} = i_{pv2} - i_{dc}$ $L_{m2} \frac{d i_{Lm2}}{dt} = -\frac{v_{Co2}}{a_2}$ $C_{o2} \frac{d v_{Co2}}{dt} = \frac{i_{Lm2}}{a_2} - i_{dc}$

Debido a que los convertidores son idénticos, las ecuaciones que describen el comportamiento de cada uno de ellos son iguales. Si además se aplica la aproximación de rizo pequeño, el principio de balance volt-segundo para inductores y balance de carga para capacitores, es posible obtener el punto de operación de los convertidores, donde

$$0 = \langle v_{Lm_{1,2}} \rangle = D_{1,2} V_{Cpv_{1,2}} - \frac{(1-D_{1,2})}{a_{1,2}} V_{Co_{1,2}},$$

$$0 = \langle i_{Ci_{1,2}} \rangle = I_{pv_{1,2}} - I_{dc} - I_{Lm_{1,2}} D_{1,2}, \quad (3.44)$$

$$0 = \langle i_{Co_{1,2}} \rangle = \frac{(1-D_{1,2})}{a_{1,2}} I_{Lm_{1,2}} - I_{dc}.$$

Por tanto, a partir de (3.44) se obtiene que

$$V_{Cpv_{1,2}} = \frac{(1-D_{1,2})}{a_{1,2} D_{1,2}} V_{Co_{1,2}}, \quad (3.45)$$

$$I_{Lm_{1,2}} = \frac{a_{1,2}}{(1-D_{1,2})} I_{dc}, \quad (3.46)$$

$$I_{dc} = I_{pv_{1,2}} - I_{Lm_{1,2}} D_{1,2}. \quad (3.47)$$

Resulta conveniente que las ecuaciones (3.45)-(3.47) estén en función de variables de diseño, por tanto, sustituyendo (3.47) en (3.46) y simplificando se obtiene

$$I_{Lm_{1,2}} = \frac{a_{1,2}}{(1-D_{1,2}+a_{1,2}D_{1,2})} I_{pv_{1,2}}. \quad (3.48)$$

De manera análoga, al sustituir (3.48) en (3.47) permite obtener una relación que involucre solo variables de diseño, lo cual resulta en

$$I_{dc} = \frac{(1-D_{1,2})}{(1-D_{1,2}+a_{1,2}D_{1,2})} I_{pv_{1,2}}. \quad (3.49)$$

Se conoce además que la potencia en terminales del panel PV está dada  $P_{Cpv} = V_{Cpv} * I_{pv}$ , por tanto

$$I_{dc} = \frac{P_{Cpv_{1,2}}}{V_{Cpv_{1,2}}} \alpha_{1,2}, \quad (3.50)$$

donde

$$\alpha_{1,2} = \frac{(1-D_{1,2})}{(1-D_{1,2}+a_{1,2}D_{1,2})}. \quad (3.51)$$

Por tanto, de (3.50) se concluye que

$$I_{dc} = \frac{P_{Cpv1}}{V_{Cpv1}} \alpha_1 = \frac{P_{Cpv2}}{V_{Cpv2}} \alpha_2 , \quad (3.52)$$

de acuerdo a (3.52), el voltaje  $V_{Cpv1}$  está dado por

$$V_{Cpv1} = \frac{\alpha_1}{\alpha_2} \frac{P_{Cpv1}}{P_{Cpv2}} V_{Cpv2} , \quad (3.53)$$

mientras que  $V_{Cpv2}$  está dado por

$$V_{Cpv2} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \frac{P_{Cpv2}}{P_{Cpv1}} V_{Cpv1} . \quad (3.54)$$

Sin embargo, se desea que los voltajes  $V_{Cpv_{1,2}}$  se encuentren en función de variables conocidas, por tanto, realizando una sumatoria de voltajes en la malla exterior del sistema se obtiene que

$$V_{dc} - V_{Cpv1} - V_{Co1} - V_{Cpv2} - V_{Co2} = 0 , \quad (3.55)$$

de acuerdo a (3.45), el voltaje del capacitor de almacenamiento  $V_{Co}$  está dado por

$$V_{Co_{1,2}} = \frac{a_{1,2} D_{1,2}}{(1-D_{1,2})} V_{Cpv_{1,2}} . \quad (3.56)$$

Por tanto, sustituyendo (3.56) en (3.55) y simplificando la expresión se obtiene que

$$V_{dc} - V_{Cpv1} \left[ 1 + \frac{a_1 D_1}{(1-D_1)} \right] - V_{Cpv2} \left[ 1 + \frac{a_2 D_2}{(1-D_2)} \right] = 0 , \quad (3.57)$$

ahora, al sustituir (3.54) en la nueva expresión (3.57)

$$V_{Cpv1} = \frac{\alpha_1 P_{Cpv1}}{[P_{Cpv1} + P_{Cpv2}]} V_{dc} , \quad (3.58)$$

mientras que para  $V_{Cpv2}$

$$V_{Cpv2} = \frac{\alpha_2 P_{Cpv2}}{[P_{Cpv1} + P_{Cpv2}]} V_{dc} , \quad (3.59)$$

Por inspección de (3.58) y (3.59) es posible deducir que

$$V_{Cpv_r} = \frac{\alpha_k P_{Cpv_r}}{[P_{Cpv_1} + P_{Cpv_2} + \dots + P_{Cpv_r}]} V_{dc} , \quad (3.60)$$

donde  $r$  es el número del convertidor analizado. Una vez obtenida la expresión para  $V_{Cpv_k}$ , al sustituir (3.60) en (3.48) y simplificar se obtiene

$$I_{Lm_k} = \frac{\alpha_r [P_{Cpv_1} + P_{Cpv_2} + \dots + P_{Cpv_r}]}{(1-D_k) V_{dc}} , \quad (3.61)$$

mientras que el voltaje de almacenamiento  $V_{Co}$

$$V_{Co_r} = \frac{\alpha_k D_r}{(1-D_r)} V_{Cpv_r} . \quad (3.62)$$

Para conocer el voltaje que aporta cada uno de los convertidores, es necesario realizar una sumatoria de voltajes en la malla interior. Realizando lo anterior para el convertidor  $r = 1$ , se tiene que

$$V_{om_1} - V_{Cpv_1} - V_{Co_1} = 0 , \quad (3.63)$$

sustituyendo (3.60) y (3.62) en la expresión anterior, considerando los dos primeros convertidores se obtiene que

$$V_{om_1} = \frac{P_{Cpv_1}}{(P_{Cpv_1} + P_{Cpv_2})} V_{dc} , \quad (3.64)$$

A partir de (3.64) es posible deducir que el voltaje de salida  $V_{om_r}$ , que aporta cada uno de los convertidores está dado por

$$V_{om_r} = \frac{P_{Cpv_1}}{(P_{Cpv_1} + P_{Cpv_2} + \dots + P_{Cpv_r})} V_{dc} . \quad (3.65)$$

Mediante (3.63), es posible deducir el ciclo de trabajo  $D$ , por tanto, al despejar y sustituir (3.62) en (3.63) se obtiene que

$$\alpha_1 = \frac{V_{Cpv_1}}{V_{om_1}} , \quad (3.66)$$

al sustituir la expresión (3.51) en (3.66) y despejar en función al ciclo de trabajo se deduce que

$$D_r = \frac{1 - \frac{V_{Cpv_r}}{V_{om_r}}}{\frac{V_{Cpv_r}}{V_{om_r}}(a_r - 1) + 1}. \quad (3.67)$$

## Caso de estudio - Dimensionamiento de sistema dc-dc.

La propuesta de un convertidor conmutado de dc-dc, bajo una estructura de interconexión en no-cascada, se inserta en una cadena de generación fotovoltaica conectada a una red eléctrica. La cadena de generación está formada por un arreglo fotovoltaico y, celdas básicas de conmutación dc-dc y dc-ac (trifásica) en interconexión no-cascada bajo una estructura I-IIA. El dimensionamiento del sistema (arreglo fotovoltaico y celdas de conmutación dc-dc) parte de definir la tensión del sistema trifásico de alterna donde se integrará el sistema fotovoltaico.

En este caso de estudio se contempla la conexión del sistema fotovoltaico a una red trifásica con un voltaje eficaz de línea de 220 V. Para una correcta operación del inversor se debe satisfacer la desigualdad (3.42), que relaciona el voltaje de fase del sistema trifásico y el voltaje del bus de dc, dada por

$$V_{bus} \geq 2 \hat{V}_t ,$$

como resultado, el voltaje mínimo en el bus de dc es de 360 V. Además, si se establece un índice de modulación de 0.8, a través de (3.1) se obtiene que el voltaje requerido en el bus de dc es de 450 V, siendo este el voltaje que debe proveer el arreglo fotovoltaico y el convertidor dc-dc. Como siguiente paso, es necesario calcular la cantidad módulos PV y convertidores flyback para lograr una conexión estable con las menores pérdidas posibles, además, resulta de interés conocer el coeficiente de procesamiento de potencia con la finalidad de mejorar la eficiencia del sistema.

En la configuración del arreglo PV e interfaz de dc-dc se consideran módulos PV del tipo 1STH-350-WH del fabricante 1Soltech Inc. Estos módulos proveen una potencia máxima de 300 W, donde la corriente y el voltaje asociados al punto de máxima potencia es de 8.13 A y 43 V, esto a una irradiancia de 1000 W/m<sup>2</sup>, ver hoja de datos en anexo A.

En el convertidor dc-dc la corriente de magnetización está relacionada con la corriente del módulo PV, el ciclo de trabajo y la relación del transformador de alta frecuencia. Esta relación está dada por las expresiones (3.48) y (3.67), las cuales se muestran a continuación por facilidad de referencia

$$I_{Lm} = \frac{a I_{pv}}{(1-D+aD)}, \quad D = \frac{(V_{om} - V_{Cpv})}{[V_{Cpv}(a-1) + V_{om}]}.$$

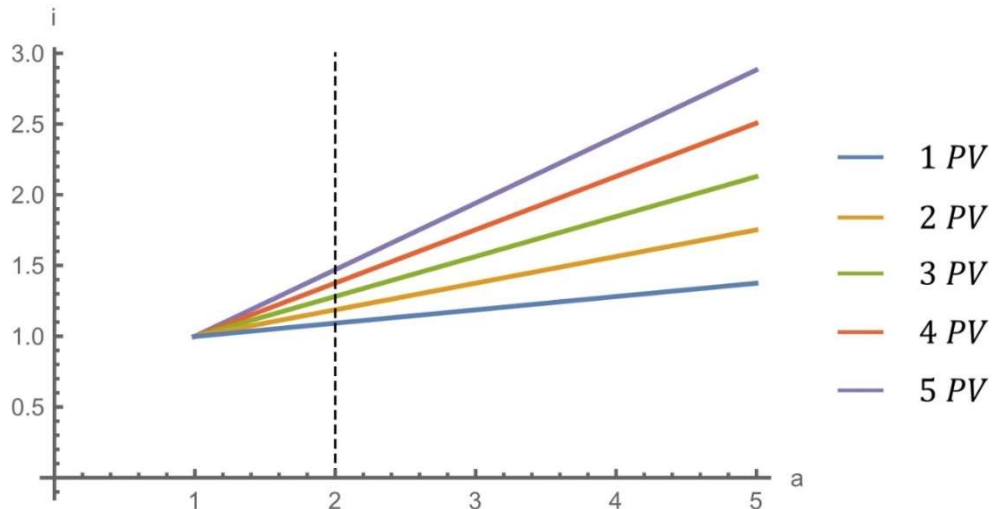


Figura 3.17 Gráfico de relación corriente de magnetización con respecto a la corriente del módulo PV.

La Fig. 3.17, al considerar (3.66) y que  $V_{om} = V_{dc}$  (un único convertidor), muestra la relación de corrientes (magnetización y del módulo PV) con respecto a diferentes valores de relación de transformación  $a$ . En ella se observa cómo la relación  $I_{Lm}/I_{pv}$  incrementa conforme la relación de transformación aumenta, además, al agregar módulos PV en serie resulta en un aumento de la relación de corrientes. Sin embargo, conforme la corriente incrementa las pérdidas por efecto Joule también aumentan, por ello, se desea obtener un balance entre una adecuada relación de transformación y pérdidas por efecto Joule.

En la Fig. 3.18 se muestra la variación del ciclo de trabajo del convertidor en función de la relación de transformación  $a$  del transformador de alta frecuencia. Considere que este cambio de ciclo de trabajo no solo se debe a la variación de la relación de transformación  $a$ , si no también a que el voltaje en terminales del panel es el correspondiente con el punto de máxima potencia.

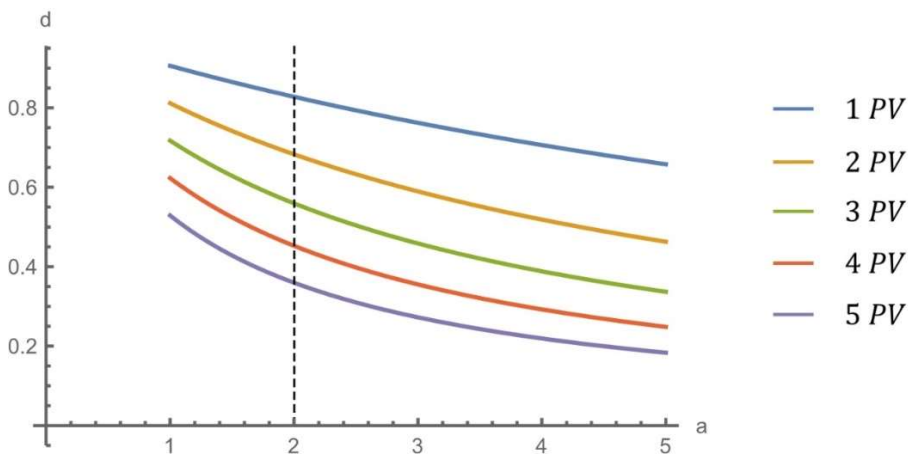


Figura 3.18 Gráfico de ciclo de trabajo contra relación de transformación  $a$ .

En la Fig. 3.18 se observa que al incrementar el número de paneles PV conectados en serie se reduce el ciclo de trabajo del convertidor. Generalmente, se desea que el convertidor opere en un ciclo de trabajo alrededor de 0.6 y 0.8, esto se debe a que una reducción del ciclo de trabajo implica una reducción de estrés para los interruptores del convertidor.

Un parámetro relevante en la operación del convertidor se refiere al procesamiento de potencia, el cual surge de la naturaleza en no-cascada de la estructura I-IIA, que es la base de la topología propuesta. Dado que la estructura I-IIA permite una trayectoria de transferencia directa de potencia, el factor de procesamiento de potencia se refiere a la fracción de potencia que procesa la celda básica de dc-dc con respecto al total. En la Fig. 3.19 se muestra un esquema representativo de la etapa de dc, en éste es fácil observar cómo una fracción de la potencia es procesada por el convertidor, mientras que el complemento de la potencia se transfiere de forma directa.

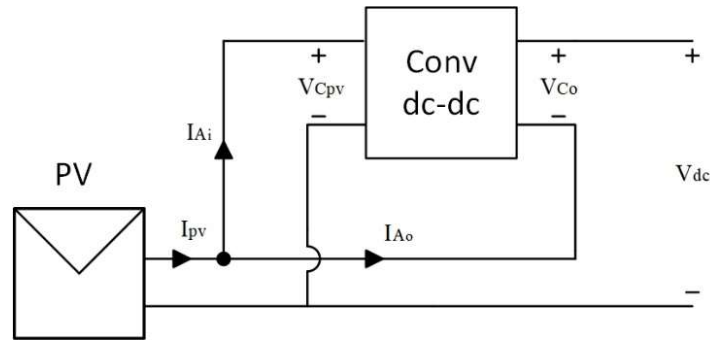


Figura 3. 19 Esquema representativo del procesamiento de potencia.

El factor de procesamiento de potencia o factor  $k$  se define como la razón de la potencia en terminales del convertidor con respecto a la potencia generada por el módulo PV

$$k_{conv} = \frac{P_{conv}}{P_{pv}}, \quad (3.68)$$

siendo la potencia del convertidor

$$P_{conv} = I_{Ai} V_{Cpv}, \quad (3.69)$$

mientras que la potencia del panel PV está dado por

$$P_{pv} = I_{pv} V_{Cpv}, \quad (3.70)$$



sustituyendo las expresiones para  $P_{conv}$  y  $P_{pv}$  en (3.68)

$$k_{conv} = \frac{I_{Ai}}{I_{pv}}. \quad (3.71)$$

Aplicando la ley de Kirchhoff de corrientes, se obtiene

$$I_{pv} = I_{Ai} + I_{Ao}, \quad (3.72)$$

dado que  $I_{Ao} = I_{dc}$ , se tiene que

$$I_{Ai} = I_{pv} - I_{dc}. \quad (3.73)$$

Por tanto, al sustituir la expresión (3.73) en (3.71) y reduciendo se obtiene que

$$k_{conv} = 1 - \frac{I_{dc}}{I_{pv}}, \quad (3.74)$$

de acuerdo a (3.51), se conoce que  $I_{dc} = \alpha I_{pv}$ , por tanto

$$k_{conv} = 1 - \alpha, \quad (3.75)$$

como se presentó en la expresión (3.51),  $\alpha$  está dado por

$$\alpha = \frac{(1-D)}{[1+D(1-a)]}.$$

En la Fig. 3.20 se muestra en gráfico de barras la magnitud del factor de procesamiento de potencia de acuerdo a la cantidad de módulos PV en el sistema. En esta figura se muestra cómo al aumentar la cantidad de módulos PV conectados en serie el factor de procesamiento de potencia  $k$  se reduce, lo cual implica una reducción de la potencia que procesa la celda básica de conmutación dc-dc y en consecuencia, un aumento de la eficiencia al existir una mayor cantidad de potencia transferida de forma directa.

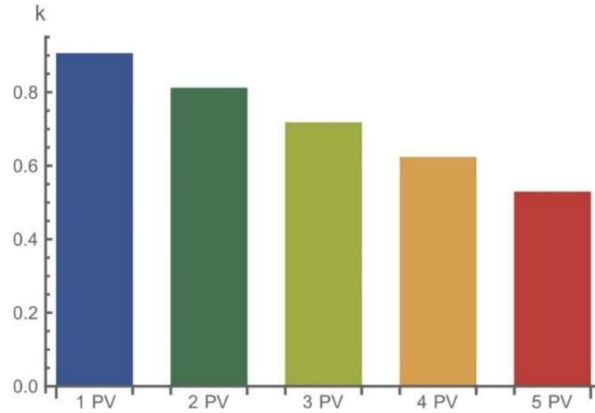


Figura 3. 20 Gráfica de factor de procesamiento de potencia.

Otro parámetro importante en el dimensionamiento del sistema es la cantidad de convertidores en serie necesarios para cumplir la desigualdad (3.42). En la Fig. 3.21 se muestra el comportamiento del voltaje del puerto de salida  $v_o$  del convertidor #1 (suponiendo que se utilizan dos convertidores), donde se varía la potencia normalizada por cadena de módulos PV de cada uno de los convertidores.

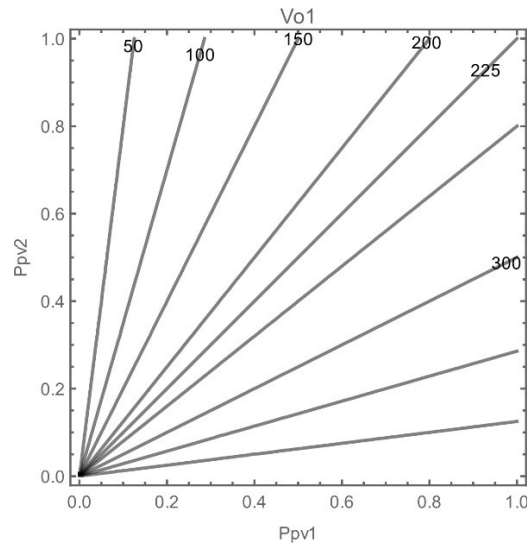


Figura 3. 21 Contribución de voltaje en puerto de salida de convertidor con respecto a las potencias del sistema.

En la Fig. 3.21 se muestra cómo variar el voltaje  $v_{o1}$  de acuerdo a la potencia normalizada del arreglo PV en el puerto de entrada de cada convertidor, esto bajo un escenario de dos convertidores en serie. Cabe notar que el voltaje  $v_{o1}$  y  $v_{o2}$  (segundo convertidor) son complementarios. Dado que la sumatoria de los voltajes en el puerto de salida de cada convertidor debe satisfacer la desigualdad (3.42), y como se estableció, se espera que este voltaje sea constante a un valor de 450V. Del gráfico de la Fig. 3.21 se deduce que ante un escenario de irradiancia incidente uniforme, a pesar de que ésta se reduzca o aumente, cada convertidor contribuirá con el mismo nivel de tensión. Sin embargo, ante un escenario de

irradiancia incidente no uniforme, cada arreglo PV entregará una potencia distinta, teniendo una contribución desigual en tensión por cada convertidor. Por ejemplo, para una potencia del arreglo PV de  $P_{pv1} = 0.8$  y  $P_{pv2} = 0.4$ , se tiene que el voltaje de salida  $v_{o1} = 300V$  y  $v_{o2} = 150V$

En la Fig. 3.22 se muestra la evolución del ciclo de trabajo de dos convertidores conectados en serie, cada uno alimentado por un arreglo de módulos PV. La línea negra segmentada delimita el ciclo de trabajo de ambos convertidores cuando se tiene una potencia igual en cada arreglo PV, es decir,  $P_{pv1} = P_{pv2}$ , mientras que las líneas roja y azul segmentadas indican el ciclo de trabajo cuando el arreglo PV suministra una potencia del 23% y 90%, respectivamente.

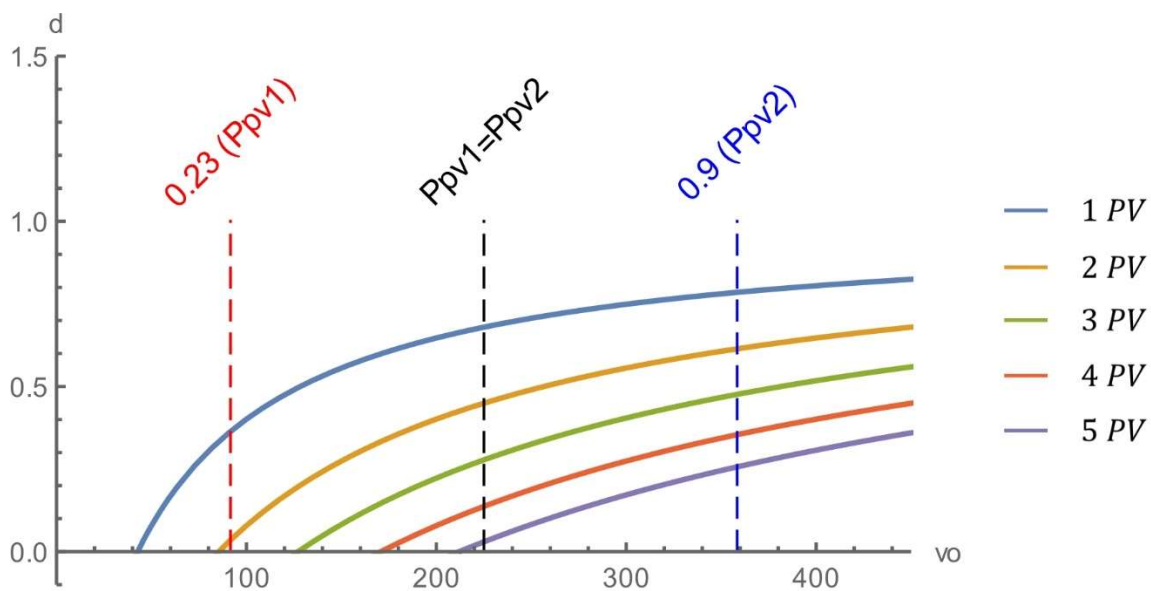


Figura 3. 22 Gráfico de ciclo de trabajo utilizando dos convertidores en serie.

El gráfico anterior muestra el máximo y mínimo ciclo de trabajo de los convertidores en caso de una diferencia de potencias en base a los módulos PV conectados en serie por convertidor. Además, se observa que mientras mayor sea la cantidad de paneles PV conectados en serie en cada convertidor, se reduce el ciclo de trabajo máximo de operación. Por otro lado, también se reduce su capacidad de operación; esto debido a que el convertidor no será capaz de operar a bajas potencias del arreglo PV (ciclo de trabajo negativo).

Por otro lado, la Fig. 3.23 muestra cómo se modifica el factor de procesamiento de potencia  $k$  de ambos convertidores con respecto a la variación de potencia que pudiera presentarse en los módulos PV.

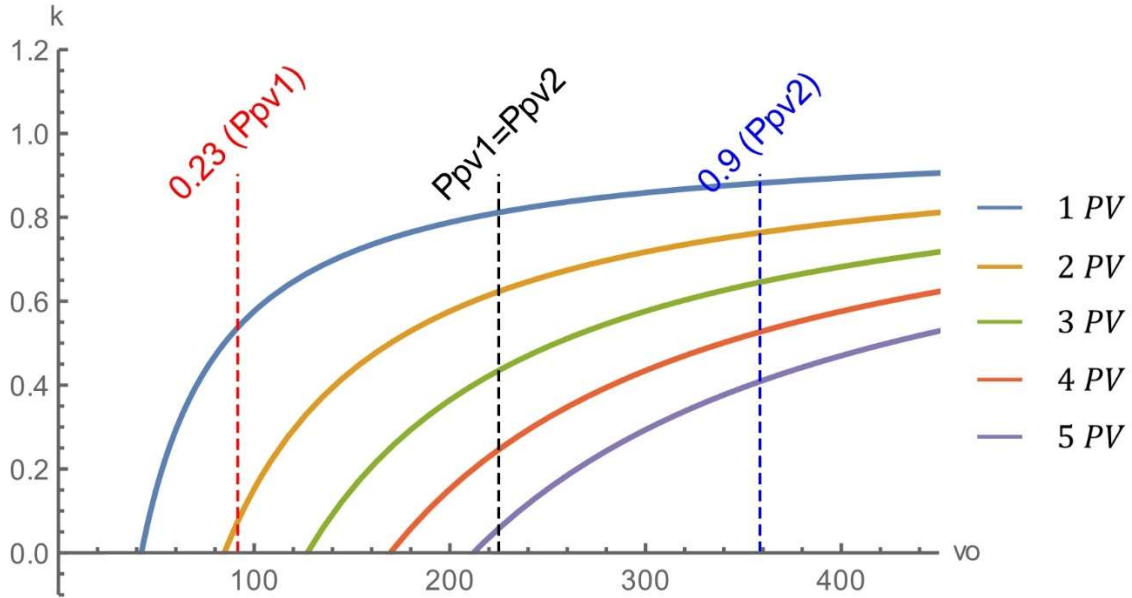


Figura 3. 23 Gráfico de factor de procesamiento de potencia utilizando dos convertidores en serie.

Esta gráfica muestra que al aumentar la cantidad de módulos PV es posible reducir el factor de procesamiento de potencia del convertidor, sin embargo, al igual que en el gráfico anterior, se confirma que mientras mayor número de módulos PV en serie se reduce la capacidad de operación del sistema.

En la Fig. 3.24 se muestra el circuito del convertidor (etapa dc-dc) con la inclusión de resistencias parásitas, donde se incluye la resistencia asociada al devanado del inductor, así como la del interruptor activo y pasivo. Siguiendo la metodología de análisis previamente presentada, se obtiene que el punto de operación del convertidor está dado por

$$V_{co} = \frac{aD}{1-D} V_{Cpv} - \left[ \frac{a^2(DR_s + R_{Lm}) + (1-D)R_{st}}{(1-D)(1-D+aD)} \right] I_{pv}, \quad (3.77)$$

$$I_{Lm} = \frac{a}{1-D+aD} I_{pv}, \quad (3.78)$$

$$I_{dc} = \alpha I_{pv}. \quad (3.79)$$

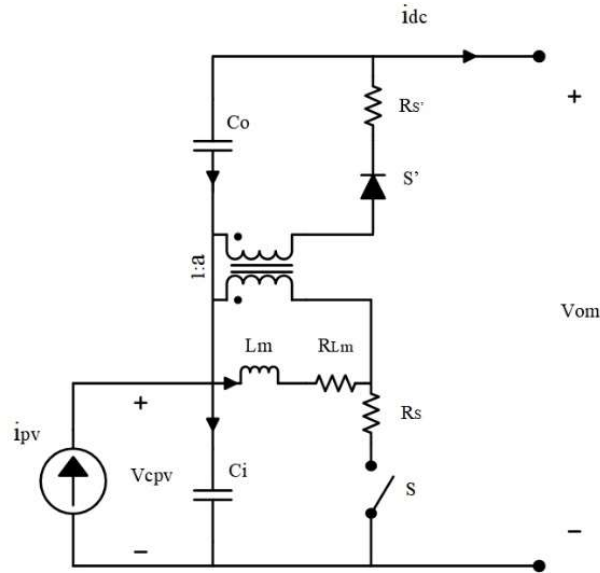


Figura 3. 24 Diagrama esquemático de convertidor flyback con parásitos.

La eficiencia del convertidor, dada a través de la razón de potencia de salida con respecto a la potencia de entrada, está dada por

$$\eta = \frac{P_o}{P_i}, \quad (3.80)$$

donde  $\eta$  es la eficiencia del convertidor,  $P_o$  es la potencia de salida en terminales del convertidor y  $P_i$  es la potencia de entrada en terminales del convertidor. La potencia de entrada  $P_i$  se caracteriza por los parámetros del convertidor

$$P_i = I_{pv} V_{pv} = I_{pv} V_{Cpv}, \quad (3.81)$$

mientras que la potencia de salida

$$P_o = V_{om} I_{dc}. \quad (3.82)$$

El voltaje asociado a las terminales de salida del convertidor está dado por

$$V_{om} = V_{Cpv} + V_{Co}, \quad (3.83)$$

sustituyendo la expresión para  $V_{Co}$  en (3.71) se obtiene que

$$V_{om} = \frac{V_{Cpv}}{\alpha} - \left[ \frac{a^2(DR_s + R_{Lm}) + (1-D)R_{S'}}{(1-D)(1-D+aD)} \right] I_{pv}, \quad (3.84)$$

por lo tanto, la eficiencia del convertidor está dado por

$$\eta = 1 - \frac{I_{pv}[(1-D)R_{s'} + a^2(R_{Lm} + DR_s)]}{V_{cpv}(1-D+aD)^2}. \quad (3.85)$$

En la Fig. 3.25 se muestra el gráfico correspondiente a la eficiencia del convertidor, en ella se observa como la eficiencia disminuye conforme se incrementa la relación de transformación  $a$  del transformador, donde a partir de una relación de transformación  $a > 3$  la eficiencia del sistema se ve seriamente afectada. Por otro lado, el aumentar la cantidad de módulos PV conectados en serie se presenta un incremento en la eficiencia del sistema.

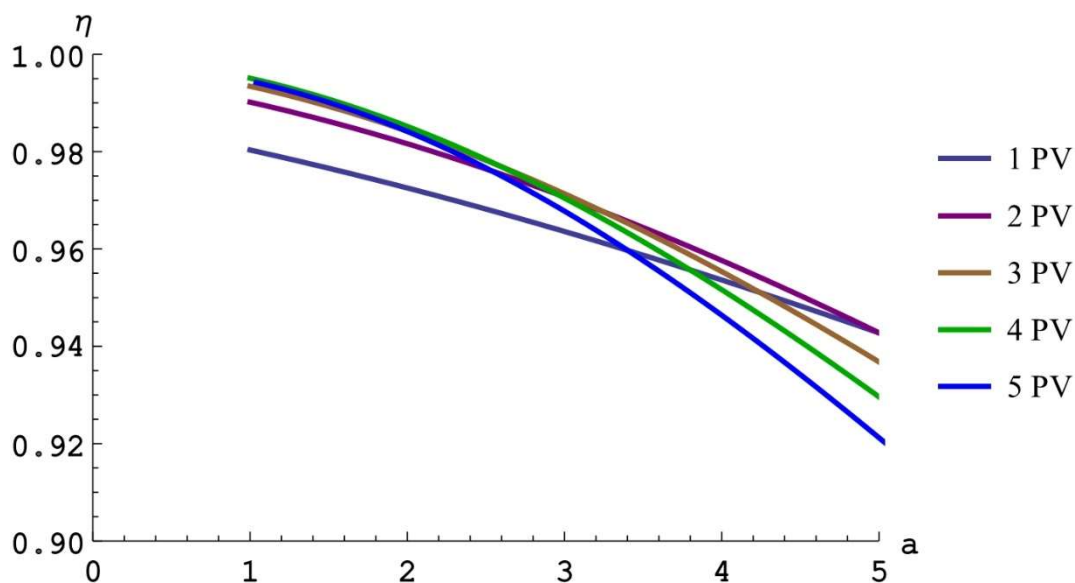


Figura 3. 25 Eficiencia del convertidor flyback como función de la relación de transformación  $a$ .

A partir del análisis realizado se observa que un aumento en la relación de transformación del transformador, así como un aumento de paneles en serie incrementarán la corriente de magnetización  $I_{Lm}$  (ver Fig. 3.17). Sin embargo, el aumento de estos dos parámetros reduce el ciclo de trabajo necesario para la operación del convertidor en el punto de máxima potencia de los paneles PV, Fig. 3.18. Otra de las ventajas de aumentar el número de paneles en serie es la reducción del factor  $k$  (ver Fig. 3.20), lo cual permite incrementar la eficiencia al reducir la potencia procesada por la etapa de dc. Por otro lado, un efecto adverso de aumentar los paneles en serie es la reducción de la zona de operación de los convertidores, como se muestra en la Fig. 3.22 y Fig. 3.23. Por último, se tiene que un aumento en la relación de transformación del transformador reducirá la eficiencia del convertidor en este escenario. De acuerdo a la información presentada, en este trabajo se usará un arreglo de dos convertidores en serie, con una relación de transformación en el transformador igual a dos; además, se usará un arreglo de dos paneles en serie por cada convertidor conmutado.

# Capítulo 4

## Análisis y modelado del convertidor conmutado

En el capítulo anterior se trataron aspectos de operación, determinación de características estáticas y configuración para cada una de las etapas del sistema fotovoltaico, es decir, arreglo fotovoltaico, etapa de dc y etapa de inversión. En este capítulo se abordarán aspectos de modelado dinámico de cada una de estas etapas, así como la integración del modelado de la etapa de dc y del inversor

### 4.1 Modelo promedio del inversor de dos niveles

El inversor de dos niveles es un arreglo de seis interruptores de potencia, los cuales se conectan en pares (ramas), y a su vez éstas se conectan a una fuente de dc. La Fig. 4.1 muestra la topología del inversor, que en su lado de corriente directa se conecta con una fuente de valor  $V_{dc}$ . Por cuestiones de análisis, esta fuente se representa como dos fuentes en serie, esto para generar un punto de referencia virtual. En el lado de alterna, el punto central de cada rama representa una fase, las cuales se conectan con un sistema trifásico robusto y balanceado.

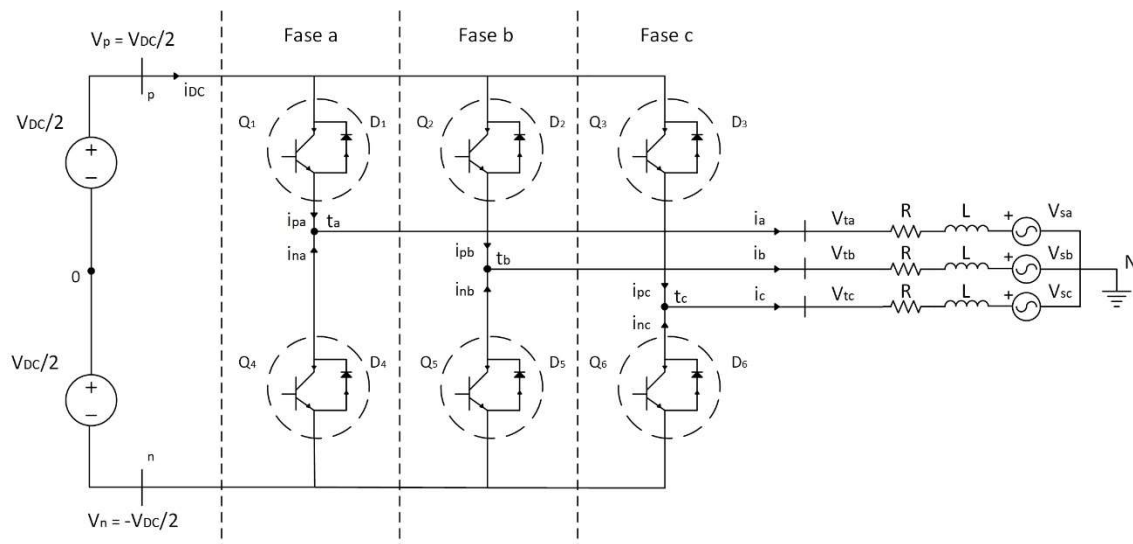


Figura 4. 1 Diagrama esquemático de inversor de dos niveles conectado a una red trifásica.

En el desarrollo de un modelo para el sistema de la Fig. 4.1 se parte de obtener las relaciones entre las variables de voltaje y corriente de éste. Dado que el convertidor es capaz de controlar el voltaje central de cada rama ( $V_{ta}$ ,  $V_{tb}$ ,  $V_{tc}$ ), el análisis parte de realizar sumatorias de voltaje en las mallas presentes, resultando en,

$$\begin{aligned} L \frac{d i_a}{dt} + R i_a &= V_{ta} - V_{sa} - V_{N0} , \\ L \frac{d i_b}{dt} + R i_b &= V_{tb} - V_{sb} - V_{N0} , \\ L \frac{d i_c}{dt} + R i_c &= V_{tc} - V_{sc} - V_{N0} , \end{aligned} \quad (4.1)$$

donde  $V_{N0}$  es el voltaje entre el punto neutro del sistema trifásico y punto virtual en el lado de directa, mientras que el voltaje central de cada rama  $V_{tx}$  se dedujo en el capítulo anterior, el cual está dado por

$$V_{tx} = \frac{V_{dc}}{2} m_x , \quad (4.2)$$

por tanto, al sustituir la expresión (4.2) y sumar el conjunto de expresiones (4.1) se obtiene que

$$V_{N0} = \frac{V_{dc}}{6} (m_a + m_b + m_c) , \quad (4.3)$$

al sustituir la expresión (4.3) en el conjunto de ecuaciones (4.1)

$$\begin{aligned} \frac{V_{dc}}{6} (2m_a - m_b - m_c) - R i_a - L \frac{d i_a}{dt} - V_{sa} &= 0 \\ \frac{V_{dc}}{6} (-m_a + 2m_b - m_c) - R i_b - L \frac{d i_b}{dt} - V_{sb} &= 0 \\ \frac{V_{dc}}{6} (-m_a - m_b + 2m_c) - R i_c - L \frac{d i_c}{dt} - V_{sc} &= 0 \end{aligned} \quad (4.4)$$

El conjunto de ecuaciones (4.4) puede ser representado en su forma matricial por

$$\mathbf{L} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{6} \boldsymbol{\beta} \begin{bmatrix} m_a \\ m_b \\ m_c \end{bmatrix} - \mathbf{R} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} , \quad (4.5)$$



donde

$$\boldsymbol{\beta} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L} = \text{diag}[L \quad L \quad L],$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}[R \quad R \quad R].$$

Sin embargo, (4.5) se encuentra en un marco de referencia trifásico ( $abc$ ) dependientes de funciones senoidales y cosenoidales, lo cual complica la manipulación de las expresiones presentadas. Resulta conveniente realizar un cambio de marco de referencia utilizando la transformada de Clark [28], el cual establece que

$$\mathbf{f}_{qd0s} = \mathbf{K}_s \mathbf{f}_{abcs}, \quad (4.6)$$

donde

$$\mathbf{f}_{qd0s} = [f_{qs} \quad f_{ds} \quad f_{0s}]^T,$$

$$\mathbf{f}_{abcs} = [f_{as} \quad f_{bs} \quad f_{cs}]^T,$$

$$\mathbf{K}_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}.$$

Además, es posible demostrar que la transformación inversa se representa por

$$(\mathbf{K}_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}.$$

Al aplicar la matriz de transformación (4.6) al conjunto de ecuaciones (4.5) se obtiene un conjunto de ecuaciones en un marco de referencia  $qd0$  arbitrario

$$L \frac{d}{dt} (\mathbf{K}_s^{-1} i_{qd0}) + R (\mathbf{K}_s^{-1} i_{qd0}) = \frac{V_{dc}}{6} \boldsymbol{\beta} (\mathbf{K}_s^{-1} m_{qd0}) + \mathbf{K}_s^{-1} V_{s_{qd0}}, \quad (4.7)$$

multiplicando ambos lados de la igualdad en (4.5) por  $\mathbf{K}_s$

$$\mathbf{K}_s L \frac{d}{dt} (\mathbf{K}_s^{-1} i_{qd0}) + \mathbf{K}_s R (\mathbf{K}_s^{-1} i_{qd0}) = \frac{V_{dc}}{6} \mathbf{K}_s \beta \mathbf{K}_s^{-1} m_{qd0} + \mathbf{K}_s \mathbf{K}_s^{-1} V_{sqd0}, \quad (4.8)$$

De acuerdo a [28], resulta correcto asumir que  $\mathbf{K}_s R (\mathbf{K}_s^{-1}) = R$  y que  $\mathbf{K}_s L (\mathbf{K}_s^{-1}) = L$ , mientras que  $\mathbf{K}_s \beta (\mathbf{K}_s^{-1}) = \beta_1$

$$\beta_1 = \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

obteniéndose

$$L \frac{d}{dt} (i_{qd0}) + \mathbf{K}_s L \frac{d}{dt} (\mathbf{K}_s^{-1}) i_{qd0} + R i_{qd0} = \frac{V_{dc}}{6} \beta_1 m_{qd0} + V_{sqd0}, \quad (4.9)$$

donde

$$\mathbf{K}_s \frac{d}{dt} (\mathbf{K}_s^{-1}) = \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.10)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt},$$

donde  $\omega$  es la velocidad angular y  $\theta$  es el desplazamiento angular. Sustituyendo (4.10) en (4.9) y simplificando se tiene que

$$\begin{aligned} L \frac{d}{dt} i_q &= -L\omega i_d - R i_q + \frac{V_{dc}}{2} m_q - V_{sq}, \\ L \frac{d}{dt} i_d &= L\omega i_q - R i_d + \frac{V_{dc}}{2} m_d - V_{sd}, \end{aligned} \quad (4.11)$$

$$L \frac{d}{dt} i_0 = -R i_0 - V_{s0}.$$

Como se mencionó con anterioridad, el sistema de voltajes trifásicos  $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  es un conjunto de voltajes balanceados, entonces  $V_{sabc}$  está dado por

$$V_{sa} = V_s \sin(\omega_e t + \phi), \quad (4.12)$$

$$V_{sb} = V_s \sin\left(\omega_e t + \phi - \frac{2}{3}\pi\right),$$

$$V_{sc} = V_s \sin\left(\omega_e t + \phi + \frac{2}{3}\pi\right),$$

donde  $\omega_e$  es la frecuencia angular de la red y  $\phi$  es el ángulo de desfase de voltaje. Al transformar (4.12) de un marco de referencia  $abc$  a un marco de referencia  $qd0$ , esto al aplicar la matriz de transformación (4.6), se obtiene

$$V_{sq} = V_s \sin(\omega_e t + \phi - \theta),$$

$$V_{sd} = V_s \cos(\omega_e t + \phi - \theta), \quad (4.13)$$

$$V_{s0} = 0.$$

En consecuencia, el modelo dinámico en un marco de referencia  $qd0$  arbitrario se obtiene al sustituir (4.13) en el sistema (4.11), resultando en

$$L \frac{d}{dt} i_q = \frac{V_{dc}}{2} m_q - L\omega i_d - R i_q - V_{sq}, \quad (4.14)$$

$$L \frac{d}{dt} i_d = \frac{V_{dc}}{2} m_d + L\omega i_q - R i_d - V_{sd}, \quad (4.15)$$

$$L \frac{d}{dt} i_0 = -R i_0, \quad \therefore i_0 = 0, \quad (4.16)$$

las expresiones en (4.13) no se sustituyen por el momento por facilidad de referencia. El modelo dinámico del sistema, dado por (4.14) - (4.16), es dependiente de señales senoidales y cosenoidales con una frecuencia angular arbitraria. La simplificación del modelo se realiza al pasar de un marco de referencia arbitrario a un marco de referencia síncrono con la red eléctrica. Para esto se toma a  $\omega = \omega_e$ , y en consecuencia  $\theta = \omega_e t + \phi$ . Lo cual implica que

$$V_{sq} = V_s \sin(0) = 0, \quad (4.17)$$

$$V_{sd} = V_s \cos(0) = V_s. \quad (4.18)$$

Físicamente la variable  $\theta$ , y en consecuencia  $\omega$ , se generan a través de un subsistema denominado lazo de sincronización de fase (PLL). El PLL entrega la señal  $\theta$  para que se pueda realizar la transformación  $f_{abc}$  a  $f_{qd0}$ , ajustando  $\omega$  en el marco de referencia síncrono para que  $V_{sq} = 0$ .

Entonces, el modelo dinámico del sistema, en un marco de referencia síncrono, es dado por

$$L \frac{d}{dt} i_q = \frac{V_{dc}}{2} m_q - L\omega_e i_d - R i_q , \quad (4.19)$$

$$L \frac{d}{dt} i_d = \frac{V_{dc}}{2} m_d + L\omega_e i_q - R i_d - V_s , \quad (4.20)$$

Sin embargo, las expresión (4.19) y (4.20) se encuentran acopladas por los términos  $L\omega_e i_d$  y  $L\omega_e i_q$ , respectivamente. Por ello, es necesario realizar un desacople de dichas expresiones, lo cual se logra a través de las variables de control  $m_q$  y  $m_d$ . Las variables de desacople resultan en

$$m_q = \frac{2}{V_{dc}} (u_q + L\omega_e i_d + V_{sq}) , \quad (4.21)$$

$$m_d = \frac{2}{V_{dc}} (u_d - L\omega_e i_q + V_{sd}) , \quad (4.22)$$

donde  $u_q$  y  $u_d$  son las nuevas variables auxiliares de control. Por tanto, sustituyendo (4.21) y (4.22) en (4.14) y (4.15), o en (4.19) y (4.20) si se considera el valor de  $V_{sq}$  y  $V_{sd}$ , el sistema resultante corresponde a

$$L \frac{d}{dt} i_q = u_q - R i_q , \quad (4.23)$$

$$L \frac{d}{dt} i_d = u_d - R i_d . \quad (4.24)$$

El modelo resultante es simple y permite un control independiente de la corriente directa y la corriente de cuadratura, esto a través de las señales de control  $u_q$  y  $u_d$ , respectivamente. Un diagrama esquemático que da por resultado el sistema de ecuaciones dado por (4.23) y (4.24) se muestran la Fig. 4.2.

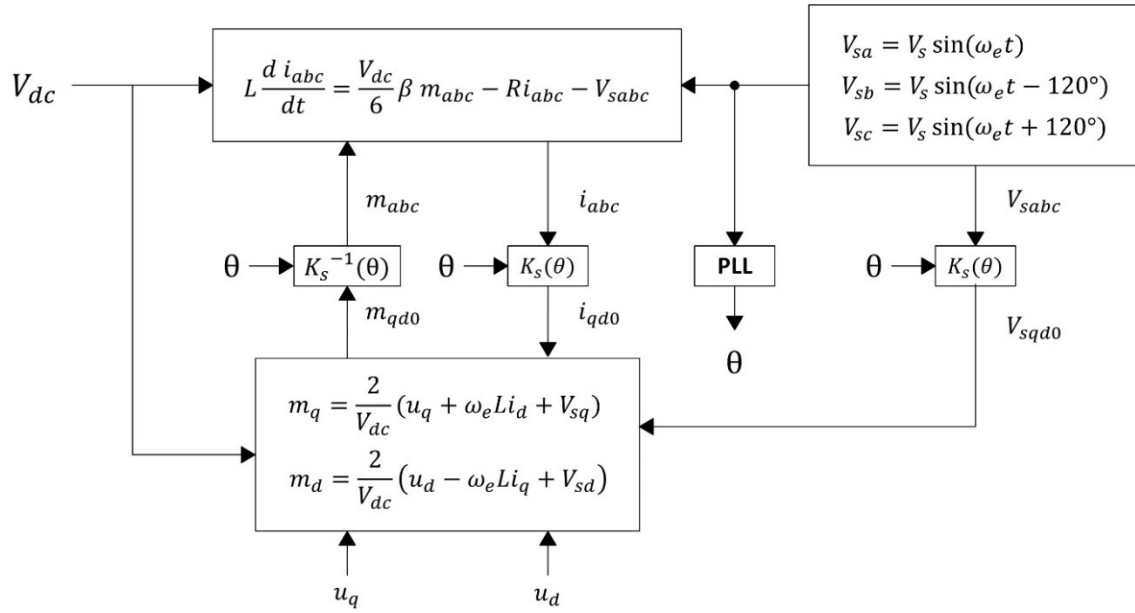


Figura 4. 2 Diagrama esquemático de ecuaciones dinámicas de inversor de dos niveles.

Considerando una red trifásica balanceada, tal como se muestra en la Fig. 4.3, donde los voltajes y corrientes en sus terminales están dadas por  $v_{abc}$  e  $i_{abc}$ , respectivamente. Se deduce que la potencia instantánea real  $P$  expresada en el dominio del tiempo está dada por

$$P(t) = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) . \quad (4.25)$$

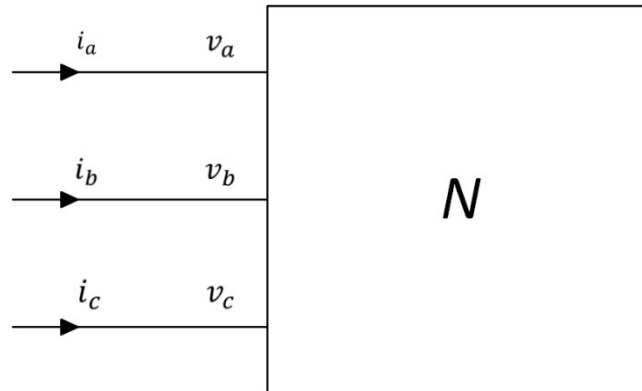


Figura 4. 3 Representación esquemática de una red trifásica.

La expresión (4.25) en su formato matricial está dado por

$$P = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} . \quad (4.26)$$

Al realizar un cambio de marco de referencia de la expresión (4.26) a  $qd0$ , aplicando la matriz de transformación (4.6), lo cual resulta en

$$P = [\mathbf{K}_s^{-1}v_{sqd0}]^T [\mathbf{K}_s^{-1}i_{qd0}] . \quad (4.27)$$

A partir de la expresión (4.27) se puede conocer la potencia activa  $P_s$  y la potencia reactiva  $Q_s$ , las cuales están dadas por

$$P_s = \frac{3}{2}V_{sd}i_d , \quad (4.28)$$

$$Q_s = -\frac{3}{2}V_{sd}i_q . \quad (4.29)$$

De las expresiones de potencia activa  $P_s$  y reactiva  $Q_s$  se observa que se encuentran relacionadas con la corriente de directa y la corriente de cuadratura, por tanto, el flujo de potencia puede ser controlado mediante las corrientes  $i_d$  e  $i_q$ . Al despejar las expresiones (4.28) y (4.29) se obtiene

$$i_{dref} = \frac{2}{3V_{sd}}P_s , \quad (4.30)$$

$$i_{qref} = \frac{2}{3V_{sd}}Q_s . \quad (4.31)$$

## 4.2 Análisis y modelado de convertidor dc-dc

En el esquema de generación fotovoltaico, y como se mostró en el capítulo anterior, la etapa de dc se compone de dos convertidores flyback bajo una estructura no-cascada I-IIA, cuyos puertos de salida están conectados en serie. Además, cada celda básica flyback es alimentada por dos módulos PV conectados en serie. En la Fig. 4.4 se muestra el circuito de una de las celdas básicas de conmutación, para facilidad de referencia. En este circuito  $i_{pv}$  representa la corriente de los dos módulos PV en serie,  $V_{om}$  el voltaje en el puerto de salida del convertidor e  $i_{dc}$  la corriente de salida del convertidor, y que es igual a la corriente del siguiente convertidor en serie.

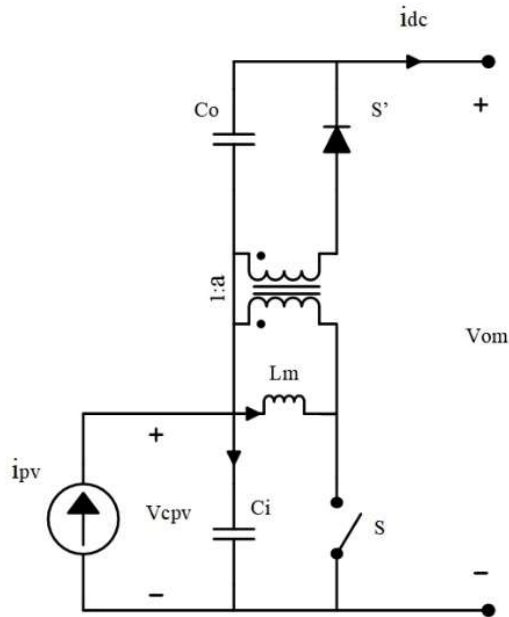


Figura 4. 4 Diagrama esquemático de configuración de sistema de dc.

La obtención del modelo dinámico del convertidor parte del análisis de las redes definidas por la condición del interruptor activo, además de un proceso de promediado a través del principio de balance volt-segundo y balance de carga. Puesto que la acción del interruptor activo está relacionada a través de la función de conmutación  $q(t)$ , que solo puede tomar valores de 0 y 1, se analizará al convertidor en estos dos estados.

Al analizar el convertidor cuando la función de conmutación es  $q = 1$ , el interruptor activo  $S$  se encuentra en modo de conducción y el interruptor de potencia pasivo se polariza en inversa. Por tanto, el voltaje del inductor  $v_{Lm}$ , la corriente del capacitor de acoplamiento  $i_{Ci}$  y la corriente del capacitor de almacenamiento  $i_{Co}$  están dados por

$$v_{Lm} = v_{Cpv} , \tag{4.32}$$

$$i_{Ci} = i_{pv} - i_{Lm} - i_{dc} , \tag{4.33}$$

$$i_{Co} = -i_{dc} . \tag{4.34}$$

Ahora bien, cuando  $q = 0$ , el interruptor activo  $S$  se encuentra apagado mientras que el interruptor pasivo se polariza en directa y permite el flujo de corriente. Por tanto, el voltaje del inductor  $v_{Lm}$ , la corriente del capacitor de acoplamiento  $i_{Ci}$  y la corriente del capacitor de almacenamiento  $i_{Co}$  son

$$v_{Lm} = -\frac{v_{Co}}{a}, \quad (4.35)$$

$$i_{Ci} = i_{pv} - i_{dc}, \quad (4.36)$$

$$i_{Co} = \frac{i_{Lm}}{a} - i_{dc}. \quad (4.37)$$

Aplicando la aproximación de rizo pequeño, balance volt-segundo para inductores y balance de carga para capacitores [26] a las expresiones (4.32)-(4.37), se tiene que

$$L_m \frac{d i_{Lm}}{dt} = d v_{Cpv} - \frac{(1-d)}{a} v_{Co}, \quad (4.38)$$

$$C_i \frac{d v_{Cpv}}{dt} = i_{pv} - i_{dc} - d i_{Lm}, \quad (4.39)$$

$$C_o \frac{d v_{Co}}{dt} = \frac{(1-d)}{a} i_{Lm} - i_{dc}, \quad (4.40)$$

el cual corresponde al modelo promedio no-lineal del convertidor. A partir del modelo dado por las ecuaciones (4.38)-(4.40) es posible obtener el punto de operación del convertidor considerando que las variables eléctricas del convertidor han alcanzado su valor de estado estable, es decir

$$V_{Cpv} = \frac{(1-D)}{(1-D+aD)} V_{om}, \quad (4.41)$$

$$V_{Co} = \frac{aD}{(1-D+aD)} V_{om}, \quad (4.42)$$

$$I_{Lm} = \frac{a}{(1-D+aD)} \frac{P_{pv}}{V_{Cpv}}, \quad (4.43)$$

$$D = \frac{V_{om} - V_{Cpv}}{V_{om} - (1-a)V_{Cpv}}, \quad (4.44)$$

$$M(D) = \frac{V_{Cpv}}{V_{om}} = \frac{(1-D)}{(1-D+aD)}. \quad (4.45)$$

El modelo promedio no-lineal (4.38)-(4.40) y su punto de operación (4.41)-(4.45) corresponden a uno de los convertidores que forman la etapa de dc, los cuales son la base para obtener el modelo completo de la etapa. La Fig. 4.5 representa la configuración de la etapa de dc.



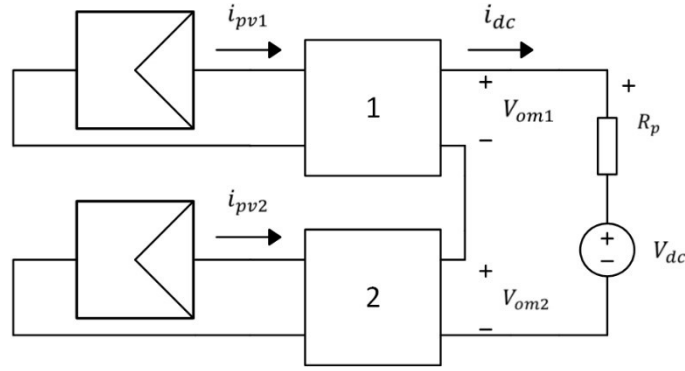


Figura 4. 5 Esquema representativo de la configura de la etapa de dc.

En el esquema de la Fig. 4.5, así como en el circuito del convertidor (ver Fig. 4.4), se tiene que  $v_{cpv_x} + v_{co_x} = v_{om_x}$ , donde  $x = 1, 2$ . Por lo tanto, al considerar que en las terminales del convertidor existe una resistencia parásita en serie con una fuente de voltaje de dc (equivalente del inversor), se tiene que la corriente de salida está dada por

$$i_{dc} = \frac{1}{R_p} (v_{cpv1} + v_{co1} + v_{cpv2} + v_{co2} - v_{dc}), \quad (4.46)$$

siendo el modelo promedio no-lineal de los convertidores 1 y 2 dado por

$$L_{m_x} \frac{d i_{Lm_x}}{dt} = d_x v_{cpv_x} - \frac{(1-d_x)}{d_x} v_{co_x}, \quad (4.47)$$

$$C_{i_x} \frac{d v_{cpv_x}}{dt} = i_{pv_x} - i_{dc} - d_x i_{Lm_x}, \quad (4.48)$$

$$C_{o_x} \frac{d v_{co_x}}{dt} = \frac{(1-d_x)}{a_x} i_{Lm_x} - i_{dc}. \quad (4.49)$$

Considerando que  $R_p \ll 1$ , entonces  $v_{o1} + v_{o2} \approx V_{dc}$ ; además si la corriente del panel PV se define a través del voltaje en terminales y su potencia,

$$i_{pv} \triangleq \frac{P_{pv_j}}{V_{cpv_j}}. \quad (4.50)$$

El punto de operación de la etapa de dc resulta en

$$V_{cpv1} = \frac{a_1(1-d_1) V_{dc}}{[a_1(1-d_1)+d_1] \left[ 1 + \frac{P_{pv2}}{P_{pv1}} \right]}, \quad V_{cpv2} = \frac{a_2(1-d_2) V_{dc} \left( \frac{P_{pv2}}{P_{pv1}} \right)}{[a_2(1-d_2)+d_2] \left[ 1 + \frac{P_{pv}}{P_{pv1}} \right]},$$

$$V_{co1} = \frac{d_1 V_{cpv1}}{a_1(1-d_1)}, \quad V_{co2} = \frac{d_2 V_{cpv2}}{a_2(1-d_2)},$$

$$I_{Lm1} = \frac{P_{pv1} \left(1 + \frac{P_{pv2}}{P_{pv1}}\right)}{a_1(1-d_1)V_{dc}}, \quad I_{Lm2} = \frac{P_{pv1} \left(1 + \frac{P_{pv2}}{P_{pv1}}\right)}{a_2(1-d_2)V_{dc}},$$

$$V_{om1} = \frac{V_{dc}}{\left[1 + \frac{P_{pv2}}{P_{pv1}}\right]}, \quad V_{om2} = \frac{V_{dc} \left(\frac{P_{pv2}}{P_{pv1}}\right)}{\left[1 + \frac{P_{pv2}}{P_{pv1}}\right]},$$

$$I_{dc} = \frac{a_1(1-d_1)P_{pv1}}{[a_1(1-d_1)+d_1]V_{cpv1}} = \frac{a_2(1-d_2)P_{pv2}}{[a_2(1-d_2)+d_2]V_{cpv2}} = \frac{[P_{pv1}+P_{pv2}]}{V_{dc}}.$$

### 4.3 Integración de modelos

Hasta el momento, el análisis y modelado de la etapa de dc y la etapa de inversión se han realizado por separado. Para la etapa de dc, el inversor se ha considerado como una fuente de dc constante bajo la premisa de que el inversor tiene la capacidad, con una ley de control apropiada, de regular la tensión en su puerto de dc. Por otro lado, el análisis del inversor se realizó en un contexto de operación y el modelado desde la perspectiva de su conexión con un sistema de alterna trifásico.

Dado que la etapa de dc y la etapa del inversor están ligados a través de una conexión eléctrica común, el siguiente paso es analizar el inversor considerando en su puerto de entrada una conexión paralela de un capacitor de acoplamiento y una fuente de corriente, siendo la fuente de corriente el equivalente del sistema fotovoltaico y la etapa de dc. Para este análisis, considere el diagrama mostrado en la Fig. 4.6.

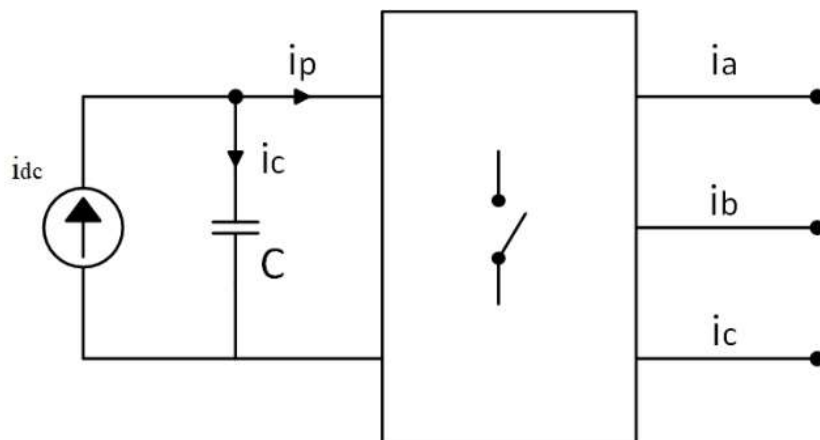


Figura 4. 6 Esquema ilustrativo de conexión.

El modelo del inversor obtenido en la sección 4.1 parte de la idea de tener dos fuentes de voltaje de dc en el puerto de entrada y así tener un neutro virtual. El modelo obtenido sigue siendo válido en este escenario (ver Fig. 4.6), si se consideran dos capacitores en serie para representar el capacitor  $C$  del esquema mostrado. En este esquema el capacitor de acoplamiento es el elemento de unión entre los modelos del inversor y la etapa de dc. La dinámica de este elemento se obtiene aplicando la ley de Kirchhoff de corriente, donde se obtiene que

$$i_{dc} - i_c - i_p = 0, \quad (4.51)$$

Despejando la corriente de capacitor en (4.51), y sustituyendo por la relación voltaje-corriente del capacitor, se tiene que

$$\frac{d v_c}{dt} = \frac{i_{dc} - i_p}{C}. \quad (4.52)$$

La corriente  $i_p$  es la corriente que demanda el inversor, de acuerdo a [27] y la corriente  $i_p$  está dada por

$$i_p = \frac{m_a+1}{2} i_a + \frac{m_b+1}{2} i_b + \frac{m_c+1}{2} i_c, \quad (4.53)$$

Puesto que  $i_a + i_b + i_c = 0$ , la expresión (4.53) se puede representar de la siguiente forma

$$i_p = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} m_a \\ m_b \\ m_c \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (4.54)$$

El modelo del inversor se encuentra en un marco de referencia  $qd0$ , esto para facilidad de tratamiento. Por ello, es necesario realizar un cambio de marco de referencia  $qd0$  a la corriente  $i_p$ . Por lo tanto, al aplicar la matriz de transformación (4.6) se tiene que

$$i_p = \frac{1}{2} [K_s^{-1} m_{qd0}]^T [K_s^{-1} i_{qd0}]. \quad (4.55)$$

Resolviendo (4.55) y simplificando se obtiene que

$$i_p = \frac{3}{4} (m_q i_q + m_d i_d). \quad (4.56)$$

Ahora, sustituyendo las expresiones de desacople  $m_q$  y  $m_d$  dadas en (4.21) y (4.22) en la expresión anterior nos lleva a

$$i_p = \frac{3}{4} [i_q(u_q + L\omega_e i_d + V_{sq}) + i_d(u_d - L\omega_e i_q + V_{sd})], \quad (4.57)$$

en donde los voltajes  $V_{sq}$  y  $V_{sd}$  están dados en (4.17) y (4.18), respectivamente. Por lo tanto, al simplificar la expresión anterior

$$i_p = \frac{3}{4} (u_q i_q + u_d i_d + V_{sq} i_q + V_{sd} i_d). \quad (4.58)$$

En la Fig. 4.7 se observa el esquema de la estructura I-IIA, donde la línea segmentada delimita la etapa del inversor y la etapa de dc. En este esquema se observa que el capacitor de acoplamiento  $C$  (ver Fig. 4.6) está dado por los capacitores  $C_i$  y  $C_o$  en la etapa de dc. Además, se tiene que la corriente  $i_{dc}$  o corriente de salida de la etapa de dc, corresponde con la corriente  $i_p$  de entrada del inversor, siendo esta corriente (4.58) la expresión que une los modelos dinámicos del inversor y la etapa de dc.

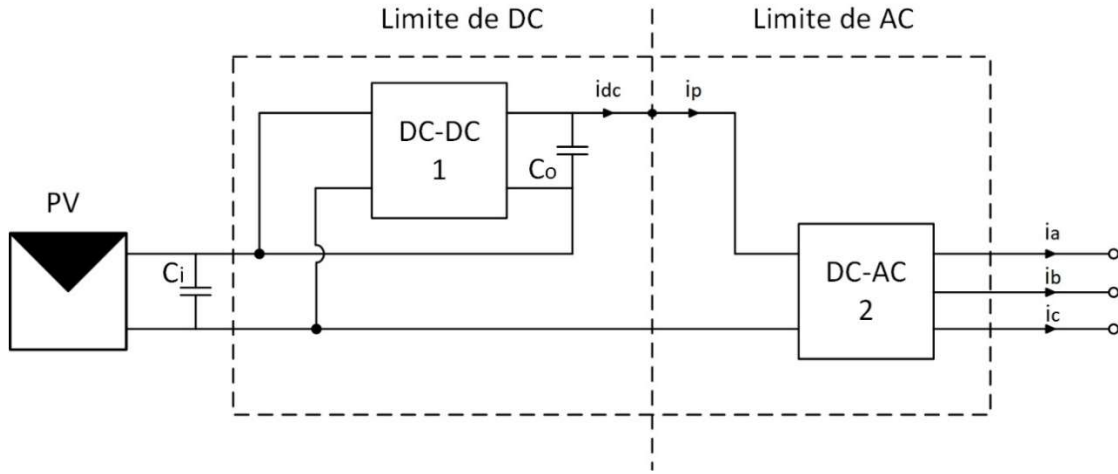


Figura 4. 7 Unión de modelos conmutados.

El modelo promediado no-lineal del sistema completo, etapa de inversor y etapa de dc, está dado por

$$L_{m_x} \frac{d i_{Lm_x}}{dt} = d_x v_{cpv_x} - \frac{(1-d_x)}{a_x} v_{co_x}, \quad (4.59)$$

$$C_{i_x} \frac{d v_{cpv_x}}{dt} = i_{pv_x} - i_{dc} - d_x i_{Lm_x}, \quad (4.60)$$

$$C_{ox} \frac{d v_{cox}}{dt} = \frac{(1-d_x)}{a_x} i_{Lm_x} - i_{dc} , \quad (4.61)$$

$$L \frac{d i_q}{dt} = u_q - R i_q , \quad (4.62)$$

$$L \frac{d i_d}{dt} = u_d - R i_d , \quad (4.63)$$

$$i_{dc} = \frac{3}{4} (u_q i_q + u_d i_d + V_{sq} i_q + V_{sd} i_d) , \quad (4.64)$$

donde  $V_{sq} = 0$ ,  $V_{sd} = V_s$  y  $x = 1,2$ , siendo las celdas de conmutación de la etapa de dc.

# Capítulo 5

## Esquemas de control

En capítulos anteriores se estableció cómo el sistema fotovoltaico está compuesto por dos etapas de conversión de energía: una etapa de dc y una etapa de inversión. La etapa de dc está compuesta por dos convertidores en serie, donde cada uno de los convertidores está alimentado por un arreglo de dos módulos PV. La etapa de dc con un esquema de control apropiado debe ser capaz de alcanzar el máximo punto de potencia que ofrece el arreglo PV. Se conoce que el MPP está asociado a un voltaje específico en terminales del arreglo PV, por lo tanto, el objetivo del sistema de control puede verse como la regulación del voltaje en terminales del arreglo PV. Un aspecto a observar es que la celda básica de conmutación en la etapa de dc no tiene control sobre toda la potencia del arreglo PV, lo cual implica que la regulación del voltaje se realizará controlando una fracción de la potencia total del sistema. Por otro lado, la etapa de inversión es capaz de controlar de manera independiente la potencia real y la potencia reactiva. Sin embargo, se pretende mantener un factor de potencia unitario, por ello, el control debe lograr que la potencia reactiva sea cero. Además, la potencia real es dependiente del arreglo PV, por lo tanto, el control de la potencia real del inversor será usado para aspectos de regulación del bus de dc entregar por la etapa de dc.

### 5.1 Esquema de control para inversor de dos niveles

Existen dos métodos principales para el control de potencia activa  $P_s$  y reactiva  $Q_s$ . El primer enfoque es conocido como control en modo voltaje, el cual se utiliza principalmente en aplicaciones de alto voltaje o potencia [27]. Por otro lado, al segundo enfoque se le conoce como control en modo corriente, en este enfoque las líneas de corriente son reguladas por dicho esquemas de control a través del voltaje en el lado de ac. El control en modo corriente, a diferencia del control en modo voltaje, es capaz de proteger el equipo ante condiciones de sobre corriente y tiene una mayor robustez ante variaciones de parámetros en el sistema de ac.

En el capítulo anterior se dedujo que el modelo dinámico del inversor de dos niveles, en un marco de referencia síncrono, está dado por

$$L \frac{d i_q}{dt} = V_{tq} - L\omega_e i_d - R i_q - V_{sq} , \quad (5.1)$$

$$L \frac{d i_d}{dt} = V_{td} - L\omega_e i_q - R i_d - V_{sd} , \quad (5.2)$$

donde  $V_{tq}$  y  $V_{td}$  son variables de entrada que permiten el control del convertidor, dadas por

$$V_{tq} = \frac{V_{dc}}{2} m_q , \quad (5.3)$$

$$V_{td} = \frac{V_{dc}}{2} m_d , \quad (5.4)$$

además,  $i_q$  e  $i_d$  son las corrientes del eje de cuadratura y eje directo en el marco de referencia síncrono y,  $V_{sq}$  y  $V_{sd}$  son los voltajes asociados con la red eléctrica a la cual es incorporado el sistema fotovoltaico.

Las expresiones (5.1) y (5.2) se encuentran acopladas dinámicamente debido a la presencia del término  $L\omega$ , por ello, es necesario realizar un desacoplamiento. Esto se puede lograr al determinar que  $m_q$  y  $m_d$  toman la siguiente forma

$$m_q = \frac{2}{V_{dc}} (u_q + L\omega_e i_d + V_{sq}) , \quad (5.5)$$

$$m_d = \frac{2}{V_{dc}} (u_d - L\omega_e i_q + V_{sd}) , \quad (5.6)$$

donde  $u_q$  y  $u_d$  son las nuevas variables de control. Por tanto, al sustituir las expresiones para  $V_{tq}$ ,  $V_{td}$ ,  $m_q$  y  $m_d$  en (5.1) y (5.2) se tiene que

$$L \frac{d i_q}{dt} = u_q - R i_q , \quad (5.7)$$

$$L \frac{d i_d}{dt} = u_d - R i_d . \quad (5.8)$$

En base a las ecuaciones (5.7) y (5.8) es posible controlar las corrientes  $i_q$  e  $i_d$  mediante las nuevas variables de control  $u_q$  y  $u_d$ , respectivamente. En el Fig. 5.1 se muestra el diagrama de bloques que representa el esquema de control para las corrientes de eje directo y eje de cuadratura. En este diagrama, la función de transferencia de la planta a controlar está dada por  $i_d(s)/u_d(s)$  e  $i_q(s)/u_q(s)$ , mientras que el control para cada subsistema está dado por  $k_d(s)$  y  $k_q(s)$ , respectivamente. El controlador, a través de la señal de error, genera la señal de control apropiada para así realizar el control de la corriente.

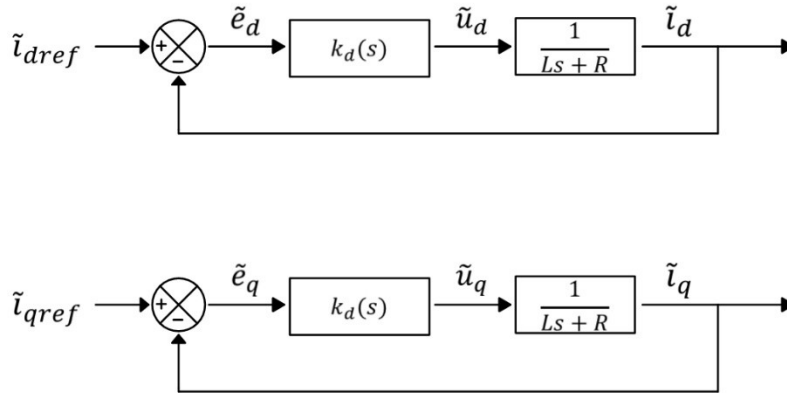


Figura 5. 1 Diagrama a bloques del control en modo corriente.

Como se puede observar en la Fig. 5.1, la planta y el esquema de control para la corriente del eje directo y eje de cuadratura son idénticos, por lo tanto, el controlador correspondiente tendrá la misma estructura. Dado que el sistema a controlar es simple, se usará un controlador proporcional-integrativo.

El controlador para el sistema del eje directo  $k_d(s)$  está dado por

$$k_d(s) = \frac{k_p s + k_i}{s}, \quad (5.9)$$

donde  $k_p$  es la ganancia proporcional y  $k_i$  es la ganancia integral. Siendo la función de transferencia de lazo

$$\ell(s) = \left(\frac{k_p}{Ls}\right) \frac{(s+k_i/k_p)}{(s+R/L)}. \quad (5.10)$$

La función de transferencia de lazo (5.10) presenta un cero en  $s = -k_i/k_p$  y dos polos en  $s = 0, -R/L$ . En el diseño del controlador, una opción es realizar una cancelación de polos y ceros, esto con el fin de mantener una dinámica dominante de primer orden del sistema en lazo cerrado. En el proceso de cancelación de polos y ceros, la función de transferencia de lazo resultante presenta la forma  $\ell(s) = k_p/Ls$ , donde la ganancia de lazo y ancho de banda pueden ajustarse a través de la ganancia  $k_p$ . Debido a esto, la función de lazo cerrado toma la forma de

$$\frac{I_d(s)}{I_{dref}(s)} = G_i(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1}, \quad (5.11)$$



siempre y cuando  $k_p = L/\tau_i$  y  $k_i = R/\tau_i$ , donde  $\tau_i$  es la constante de tiempo del sistema resultante de lazo cerrado.

Si no se desea realizar una cancelación de polos y ceros, esto con el fin de buscar una respuesta como un sistema de segundo orden, los valores de  $k_p$  y  $k_i$  deben ser distintos a los establecidos anteriormente. El mantener una dinámica de segundo orden permitirá establecer parámetros como el tiempo de asentamiento y el factor de amortiguamiento para la selección de las ganancias del controlador. Por lo tanto, la función de transferencia en lazo cerrado, en este caso, estará dada por

$$\frac{I_d(s)}{I_{dref}(s)} = \left(\frac{k_p}{L}\right) \frac{\left(s + \frac{k_i}{k_p}\right)}{\left[s^2 + \frac{(R+k_p)}{L}s + \frac{k_i}{L}\right]} \quad (5.12)$$

A través del control en modo corriente, es posible controlar la cantidad de potencia activa  $P_s$  y potencia reactiva  $Q_s$  que se inyecta a la red eléctrica trifásica mediante el inversor de dos niveles. De acuerdo a [27], la potencia activa y reactiva que entrega el inversor al sistema de ac en estado estable está dado por

$$P_s = \frac{3}{2} V_{sd} i_d \quad , \quad (5.13)$$

$$Q_s = -\frac{3}{2} V_{sd} i_q \quad . \quad (5.14)$$

De las expresiones (5.13) y (5.14) se deduce que la potencia activa  $P_s$  y potencia reactiva  $Q_s$  pueden ser controladas por medio de  $i_d$  e  $i_q$ , respectivamente; por tanto, al despejar las expresiones (5.13) y (5.14) se obtiene que

$$i_{dref} = \frac{2}{3V_{sd}} P_s \quad , \quad (5.15)$$

$$i_{qref} = \frac{2}{3V_{sd}} Q_s \quad . \quad (5.16)$$

Para este caso de estudio, resulta de interés realizar un control sobre el voltaje del bus de dc en las terminales de entrada del inversor de dos niveles con la finalidad de asegurar que se cumpla el nivel de voltaje necesario para la operación del inversor. Para que el inversor realice una operación adecuada se debe satisfacer la siguiente desigualdad

$$V_{bus} \geq 2 \hat{V}_t \quad . \quad (5.17)$$

Para realizar el control del voltaje en el bus de dc, es necesario incluir la dinámica del capacitor de acoplamiento. En el sección 4.3 se obtuvo que la dinámica de este capacitor está dado por

$$\frac{d v_c}{dt} = \frac{1}{C} \left\{ i_{dc} - \frac{3}{2V_c} [i_q(u_q + L\omega i_d + V_{sq}) - i_d(u_d + L\omega i_q + V_{sd})] \right\}, \quad (5.18)$$

Las expresiones (5.7), (5.8) y (5.18) corresponden al modelo no-lineal promediado del inversor, esto bajo la ley de control (5.5) y (5.6) que realizan el desacoplamiento de la corriente del eje directo y del eje de cuadratura. Para establecer el control del voltaje del bus de dc, a través de técnicas de control lineal, es necesario linealizar el modelo alrededor de un punto de operación. El proceso de linealización se realiza a través de la matriz Jacobiana [29] que tiene la siguiente forma

$$\begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f}{\partial x} & \frac{\partial f}{\partial y} \\ \frac{\partial g}{\partial x} & \frac{\partial g}{\partial y} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix}. \quad (5.19)$$

Por tanto, al aplicar la matriz Jacobiana a las expresiones (5.7), (5.8) y (5.18) se tiene que

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{v}}_c \\ \dot{\tilde{i}}_q \\ \dot{\tilde{i}}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \xi & -\frac{3}{2CV_c}(U_q + V_{sq}) & -\frac{3}{2CV_c}(U_d + V_{sd}) \\ 0 & -R/L & 0 \\ 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_c \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{i}_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{3I_d}{2CV_c} & -\frac{3I_q}{2CV_c} \\ 0 & 1/L \\ 1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

donde  $\xi = \frac{3}{2CV_c^2} [I_d(U_d + V_{sd}) + I_q(U_q + V_{sq})]$ .

Es posible obtener la función de transferencia para  $\tilde{v}_c$ , y  $\tilde{i}_d$ , resolviendo (5.20) y sustituyendo  $V_{sd} = V_m$  y  $V_{sq} = 0$ , se obtiene que

$$\frac{\tilde{v}_c}{\tilde{u}_d} = -\frac{3I_d}{2CV_c} \left\{ \frac{s + \left( \frac{I_d R + U_d + V_m}{I_d L} \right)}{(s + R/L) \left[ s - \left( \frac{I_q U_q + I_d (U_d + V_m)}{2CV_c^2} \right) \right]} \right\}, \quad (5.21)$$

$$\frac{\tilde{i}_d}{\tilde{u}_d} = \frac{1}{L} \frac{1}{(s + R/L)}, \quad (5.22)$$

Una vez obtenidas las expresiones (5.21) y (5.22) es posible obtener la función de transferencias del voltaje  $v_c$  con respecto a la corriente de eje directo  $i_d$

$$\frac{\tilde{v}_c}{\tilde{i}_d} = \frac{\tilde{v}_c/\tilde{u}_d}{\tilde{i}_d/\tilde{u}_d} = -\frac{3I_d L}{2CV_c} \left\{ \frac{s + \left( \frac{I_d R + U_d + V_m}{I_d L} \right)}{s - \left[ \frac{3I_d(U_d + V_m) + 3I_q U_q}{2CV_c^2} \right]} \right\}. \quad (5.23)$$

En la Fig. 5.2 se muestra el diagrama de bloques del sistema con el lazo interno de control (control de la corriente del eje directo), y el lazo externo para el control del voltaje del bus de dc. En el diagrama se aprecia la inclusión de la función de transferencia  $v_c(s)/i_d(s)$  que permite obtener la variable a controlar. Además, el controlador  $k_{d1}(s)$  procesa la señal de error para generar la corriente de referencia para el esquema interno de control.

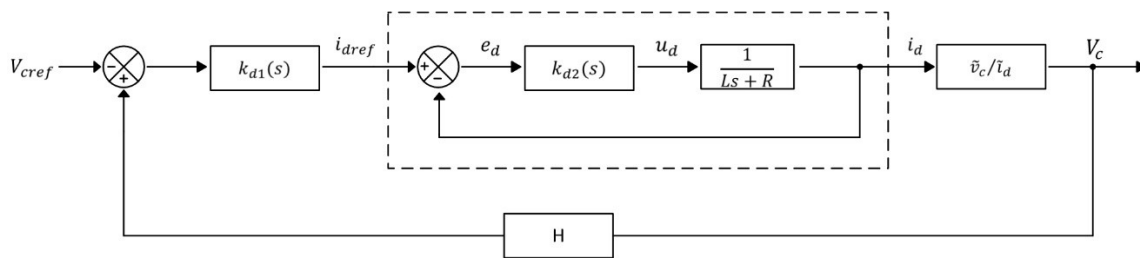


Figura 5. 2 Diagrama a bloques de lazo de control de voltaje de bus de dc.

## 5.2 Esquema de control para convertidor flyback

La etapa de dc se conforma de una celda básica de conmutación tipo flyback en una conexión en no-cascada. El puerto de salida de la etapa de dc se conecta con el puerto de entrada de un inversor trifásico, el cual regula la tensión del bus de dc. El puerto de entrada de la etapa de dc se conecta a un arreglo fotovoltaico.

La generación de energía eléctrica a través de sistemas fotovoltaicos presenta una alta variabilidad, debido a que los sistemas PV dependen de las condiciones climáticas, principalmente irradiancia incidente y la temperatura de operación. La alta variabilidad en la generación de estos sistemas hace que uno de los objetivos principales sea la extracción de la máxima potencia. En este sentido, es necesaria la utilización de algún algoritmo capaz de asegurar que el módulo PV se encuentre operando en el MPP. Dichos algoritmos reciben el nombre de seguidores de punto de máxima potencia (MPPT).

Para este estudio, se propone el uso de un esquema de control para corrección de factor de potencia (PFC) como técnica de seguimiento de máximo punto de potencia, la cual consiste en forzar al convertidor dc-dc a comportarse como una resistencia variable vista por la fuente de alimentación, siendo el voltaje en terminales proporcional al valor de resistencia.

El objetivo de un esquema de control de PFC es el forzar a la corriente de entrada  $i_g$  a tener la misma forma de onda que el voltaje de entrada  $v_g$ , resultando en un factor de potencia cercano a la unidad, emulando así una carga resistiva. En la Fig. 5.3 se muestra el diagrama a bloques del circuito PFC. En la expresión (5.24) se observa la relación entre la corriente de entrada  $i_g$  y el voltaje en terminales  $v_g$ , siendo  $R_e(v_m)$  la resistencia variable emulada por el convertidor y  $v_m$  la señal que varía la magnitud de la resistencia emulada.

$$\langle i_g \rangle = \frac{v_g}{R_e(v_m)}, \quad (5.24)$$

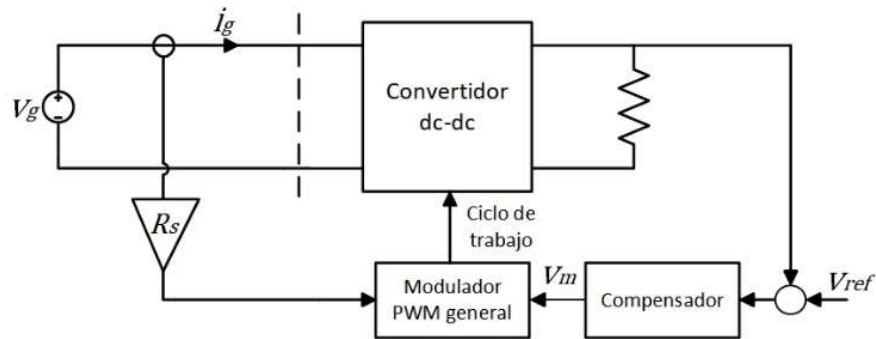


Figura 5. 3 Diagrama a bloques de circuito PFC.

De acuerdo a [30], este objetivo se puede cumplir a través de la siguiente ley de control

$$R_s \langle i_g \rangle = \frac{v_m}{M(d)}, \quad (5.25)$$

donde  $R_s$  es la ganancia del sensor de corriente y  $v_m$  es el voltaje de modulación.

La implementación de la ley de control (5.25) se realiza a través del modulador general de ancho de pulso (PWM) mostrado en la Fig. 5.4. Este modulador PWM está compuesto por un reloj a frecuencia constante (CLK), un flip flop SR (FF), un comparador (CMP) y dos estados de integración con reinicio.  $v_1$ ,  $v_2$  y  $v_3$  son las variables de control de entrada y el ciclo de trabajo  $D$  es tomado de la terminal  $Q$  del flip flop.

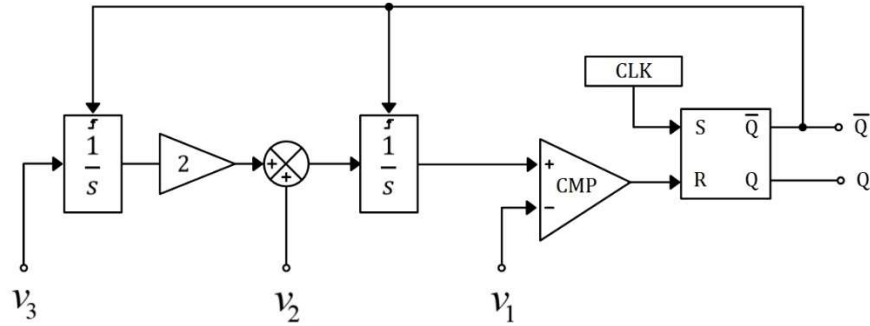


Figura 5. 4 Modulador General PWM.

La operación del modulador general PWM inicia con cada pulso del reloj, esta acción inicializa el proceso de integración y la terminal  $Q$  toma un nivel lógico alto. Cuando las señales de entrada en el comparador son iguales, los integradores son reiniciados a cero y la terminal  $Q$  toma un nivel lógico bajo, esto sucede hasta el siguiente pulso se reloj. En la expresión (5.26) se muestra la relación entre la señal promediada de  $Q$  y las variables de entrada  $v_1$ ,  $v_2$  y  $v_3$  [30]

$$v_1 = v_2 d + v_3 d^2 \quad (5.26)$$

El convertidor flyback insertado en la estructura propuesta con el esquema de MPPT en aproximación PFC se muestra en la Fig. 5.5. Bajo esta propuesta la implementación del modulador PWM general difiere en la señal tomada para generar el error (ver Fig.5.4 y Fig. 5.6), esto se debe a que se busca regular el voltaje en las terminales del arreglo PV a través de la emulación de resistencia. La señal de referencia  $V_{ref}$  es el voltaje en el cual se encuentra el MPP del arreglo fotovoltaico.

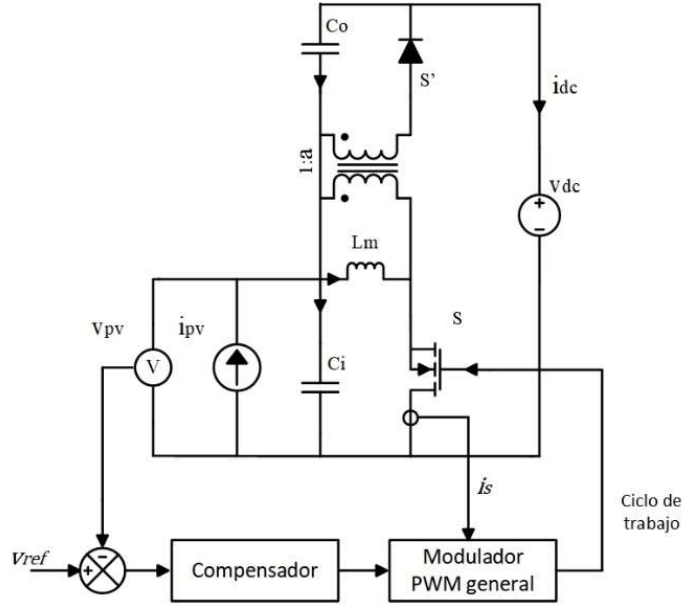


Figura 5. 5 Esquema de convertidor propuesto con aproximación PFC como técnica de MPPT.

Para esta topología en particular es fácil deducir que  $i_g = i_{pv}$ , donde en capítulos anteriores se dedujo que

$$I_{pv} = \frac{1+d(a-1)}{a} I_{Lm}, \quad (5.27)$$

siendo la relación de conversión  $M(d)$  del convertidor flyback en la estructura en no-cascada dada por

$$M(d) = \frac{[1+d(a-1)]}{1-d}, \quad (5.28)$$

por tanto, al sustituir  $I_{pv}$  y  $M(d)$  en la ley de control (5.25), se obtiene que

$$R_s \langle i_{Lm} \rangle \left[ \frac{1+d(a-1)}{a} \right] = \frac{v_m(1-d)}{1+d(a-1)}, \quad (5.29)$$

Reordenando la expresión (5.29) de acuerdo al formato de la ecuación (5.26), se consigue que

$$a v_m - R_s \langle i_{Lm} \rangle = [a v_m + 2R_s \langle i_{Lm} \rangle (a - 1)]d + [(1 + a^2 2a)R_s \langle i_{Lm} \rangle]d^2. \quad (5.30)$$

Comparando (5.30) con (5.26) se deduce que

$$\begin{aligned}v_1 &= a v_m - R_s \langle i_{Lm} \rangle , \\v_2 &= [a v_m + 2R_s \langle i_{Lm} \rangle (a - 1)] , \\v_3 &= [(1 + a^2 2a)R_s \langle i_{Lm} \rangle] .\end{aligned}$$

La expresión (5.30) es una ley de control promedio de la corriente del inductor. Bajo la suposición que el rizo de la corriente del inductor es despreciable, la corriente promedio del inductor es igual a la corriente instantánea, esto es  $\langle i_{Lm} \rangle = i_{Lm}$ . Además, bajo la suposición anterior, la corriente de inductor puede ser sustituida por la corriente del interruptor de activo  $i_s$  [30], esto se debe a que la corriente del inductor y la corriente del interruptor activo son iguales durante el encendido del interruptor.

$$i_s = i_{Lm} , \quad (5.31)$$

lo cual resulta en

$$a v_m - R_s i_s = [a v_m + 2R_s i_s (a - 1)]d + [(1 + a^2 2a)R_s i_s]d^2 . \quad (5.32)$$

Por tanto, al comparar (5.32) con (5.26) se tiene que

$$\begin{aligned}v_1 &= a v_m - R_s i_s , \\v_2 &= [a v_m + 2R_s i_s (a - 1)] , \\v_3 &= [(1 + a^2 2a)R_s i_s] .\end{aligned}$$

Las señales  $v_1$ ,  $v_2$  y  $v_3$  aseguran la emulación de resistencia, sin embargo, el valor de la resistencia emulada depende de la señal de modulación  $v_m$ . La señal  $v_m$  se obtiene a través de un controlador que procesa la señal de error. En este trabajo se adopta el diseño del controlador a través de técnicas lineales, para este fin se obtiene un modelo linealizado del convertidor y de la ley de control (5.32). Para facilidad de referencia, el modelo dinámico promediado no-lineal del convertidor está dado por

$$L_m \frac{d i_{Lm}}{dt} = d v_{Cpv} - \frac{(1-d)}{a} v_{Co} , \quad (5.33)$$

$$C_i \frac{d v_{Cpv}}{dt} = i_{pv} - i_{dc} - d i_{Lm} , \quad (5.34)$$

$$C_o \frac{d v_{Co}}{dt} = \frac{(1-d)}{a} i_{Lm} - i_{dc} . \quad (5.35)$$

Al aplicar la matriz de Jacobiana (5.19) al conjunto de expresiones (5.33)-(5.35) se tiene que

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{Lm} \\ \dot{\tilde{v}}_{Cpv} \\ \dot{\tilde{v}}_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{D}{Lm} & -\frac{(1-D)}{a Lm} \\ -\frac{D}{C_i} & 0 & 0 \\ \frac{(1-D)}{a C_o} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Lm} \\ \tilde{v}_{Cpv} \\ \tilde{v}_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} aV_{Cpv}+V_{Co} \\ a Lm \\ -\frac{I_{Lm}}{C_i} \\ -\frac{I_{Lm}}{a C_o} \end{bmatrix} \tilde{d} , \quad (5.36)$$

con la finalidad de obtener la función de transferencia del sistema, es necesario declarar las variables de salida, dadas por

$$\tilde{i}_{Lm} = [1 \quad 0 \quad 0] \tilde{x}(t) ,$$

$$v_{Cpv} = [0 \quad 1 \quad 0] \tilde{x}(t) ,$$

siendo  $\tilde{x}(t)$  el vector de estado en (5.36). Las funciones de transferencia pueden derivarse del modelo lineal (5.36). La función de transferencia de  $\tilde{v}_{Cpv}/\tilde{d}$  y  $\tilde{i}_{Lm}/\tilde{d}$  están dadas por

$$\frac{\tilde{i}_{Lm}}{\tilde{d}} = K_{iLm} \frac{s+f_0}{s^2+c_1} , \quad (5.37)$$

$$\frac{v_{Cpv}}{\tilde{d}} = K_{Vci} \frac{s^2+b_1s+b_0}{s^3+c_1s} , \quad (5.38)$$

donde

$$b_1 = \frac{d(a V_{Cpv}+V_{Co})}{a I_{Lm} Lm} ,$$

$$b_0 = \frac{(1-d)}{a^2 C_o Lm} ,$$

$$c_1 = \frac{C_i(1-d)^2+a^2 C_o d^2 n_s}{a^2 C_i C_o Lm} ,$$

$$K_{Vci} = -\frac{I_{Lm}}{C_i} ,$$

$$f_0 = \frac{I_{Lm}[C_i(1-d)-a^2 C_o d n_s]}{a C_i C_o (a V_{Cpv}+V_{Co})} ,$$

$$K_{iLm} = \frac{a V_{Cpv}+V_{Co}}{a Lm} .$$



La señal de modulación  $v_m$  es necesaria para ajustar la resistencia emulada  $R_e$ . Para la obtención de esta señal se utiliza un controlador proporcional-integral, dado por

$$A_v(s) = \frac{k_p \left( s + \frac{k_i}{k_p} \right)}{s} \quad (5.39)$$

El modelo del sistema en lazo cerrado representado en diagrama de bloques se muestra en la Fig. 5.6. En el desarrollo de este modelo se usaron las funciones de transferencia (5.37) y (5.38), así como el modelo linealizado de la ley de control (5.32).

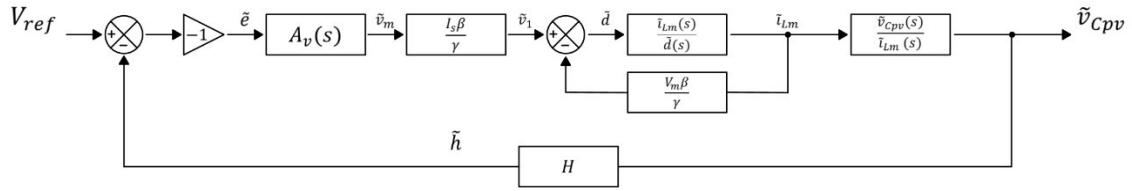


Figura 5. 6 Diagrama a bloques del control.

La fase de la función de transferencia en lazo cerrado inicializa en 180 grados, esto implica inestabilidad en el sistema. Para evitar esto, la señal de retroalimentación y la señal de referencia deberán ser intercambiadas, en este caso se agrega una ganancia negativa unitaria para lograrlo [31]. Entonces, la función de transferencia en lazo cerrado está dada por

$$\frac{\tilde{v}_{Cpv}(s)}{\tilde{v}_{ref}(s)} = \frac{\zeta(s)}{1 + H \zeta(s)}, \quad (5.40)$$

donde

$$\zeta(s) = -A_v(s) \frac{I_{Lm} \beta}{\gamma} \left[ \frac{\frac{\tilde{i}_{Lm}(s)}{d(s)}}{\frac{\tilde{i}_{Lm}(s) V_m \beta}{d(s) \gamma} + 1} \right] \frac{\tilde{v}_{Cpv}(s)}{\tilde{i}_m(s)},$$

$$\beta = a [2(a - 1) I_s R_s + V_m - \sqrt{V_m \sqrt{4(a - 1) I_s R_s + V_m}}],$$

$$\gamma = 2(a - 1)^2 I_s^2 R_s \sqrt{V_m \sqrt{4(a - 1) I_s R_s + V_m}}.$$

Por tanto, el diagrama de bloques de la Fig. 5.6 permite controlar el voltaje en terminales de la cadena de módulos fotovoltaicos a un valor deseado  $V_{ref}$ , el cual debe corresponder con el voltaje en el punto de máxima potencia del panel PV.

# Capítulo 6

## Resultados de sistema fotovoltaico

El sistema de generación fotovoltaico analizado está compuesto por dos etapas de conversión de energía: una etapa de dc y una etapa de inversión. La correcta operación de cada una de estas etapas requiere de un esquema de control apropiado. En la etapa de dc el sistema de control se encarga de alcanzar el MPP del arreglo PV, mientras que la etapa de inversión el esquema de control se encarga de regular la tensión que en el puerto de salida en la etapa de dc mediante el control de la potencia activa; donde se asegura el correcto funcionamiento del inversor.

### 6.1 Escenario de simulación del inversor de dos niveles

En la Fig. 6.1 se muestra un esquema de un inversor trifásico de dos niveles en lazo abierto. En el puerto de entrada del inversor se cuenta con una fuente de corriente  $I_{pv}$ , la cual representa el arreglo fotovoltaico y la etapa de dc (convertidores conmutados). Además se cuenta con un capacitor de acoplamiento  $C$  en cuyas terminales se tendrá un voltaje  $V_C$ , siendo uno de los objetivos de control la regulación de este voltaje. En sus terminales de salida, el inversor se conecta a una red eléctrica trifásica con voltaje de fase  $V_{sa}$ ,  $V_{sb}$  y  $V_{sc}$  a través de una línea de transmisión dada por un arreglo  $L$ - $R$ . En la tabla 6.1, y de acuerdo a [27], se establecen los parámetros y especificaciones de operación del inversor.

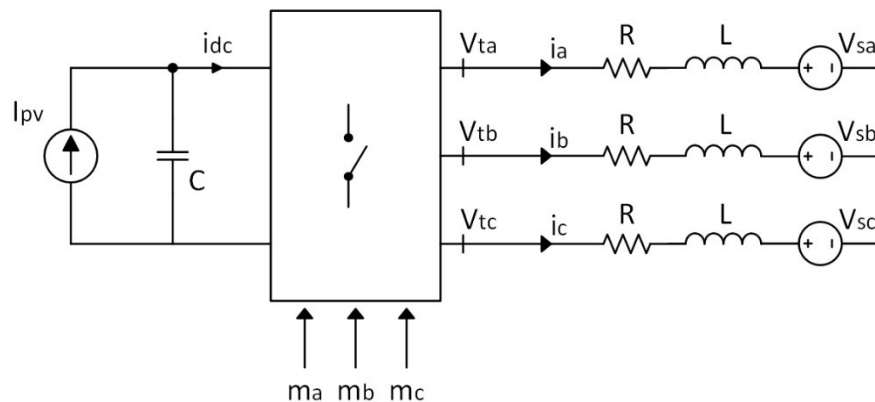


Figura 6. 1 Diagrama esquemático de inversor de dos niveles en lazo abierto.

Tabla 6. 1 Parámetros y especificaciones de operación del inversor.

Especificaciones de operación		Parámetros	
$I_{pv}$	8.13A	$L$	$690\mu H$
$V_{línea}$	127V	$C$	$7.5\mu F$
$V_{fase}$	220V	$R$	$5m\Omega$
$V_c(\text{objetivo})$	450V		

Como se estableció en el capítulo 5, el sistema de control del inversor de dos niveles es capaz de controlar la potencia activa  $P_s$  y potencia reactiva  $Q_s$  que se inyecta a la red. En este caso de estudio, se desea obtener un factor de potencia unitario, por tanto, la potencia reactiva inyectada por el inversor es  $Q_s = 0$ . En el capítulo 5 se estableció que es posible realizar un control sobre el voltaje del bus de dc en las terminales de entrada del inversor de dos niveles mediante el diagrama a bloques mostrado en la Fig. 6.2. En este diagrama se observa que la señal de control  $u_d$ , junto con la señal de control  $u_q$  (cuyo diagrama de control se muestra en el capítulo 5), a través de las señales de desacople y una matriz de transformación (ver Fig. 4.2 en el capítulo 4) generan las señales de modulación  $m_a$ ,  $m_b$  y  $m_c$  para el inversor.

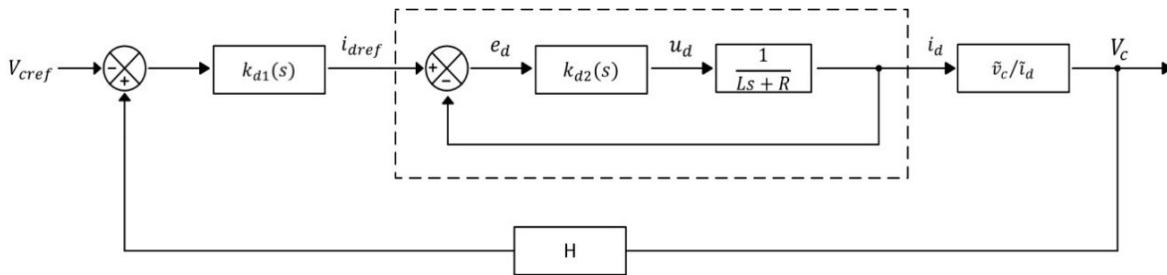


Figura 6. 2 Diagrama a bloques de lazo de control de voltaje de bus de dc.

El controlador  $k_{d2}(s)$  para el lazo interno de corriente presenta la estructura dada por (6.1), donde  $k_{p2}$  es una ganancia proporcional y  $k_{i2}$  es una ganancia integrativa.

$$k_{d2}(s) = \frac{k_{p2}s + k_{i2}}{s} \quad (6.1)$$

La determinación de  $k_{p2}(s)$  y  $k_{i2}(s)$  se realizará a través de la localización de polos y ceros buscando obtener un factor de amortiguamiento  $\xi \approx 0.5$ , esto se debe a que dicho factor de amortiguamiento ofrece un equilibrio entre sobretiro y tiempo de respuesta del sistema a controlar. Es posible obtener la función de transferencia de lazo cerrado utilizando (6.1) y la

Fig. 6.2. Con base en los valores de  $L$  y  $R$  establecidos en la tabla 6.1 se obtiene que cuando  $k_{p_2} = 0.05$  y  $k_{i_2} = 5$  el sistema presenta un factor de amortiguamiento de  $\xi = 0.46$ .

La sintonización del controlador  $k_{d_1}(s)$ , el cual presenta una estructura similar a (6.1) con una ganancia proporcional e integrativa dada por  $k_{p_1}$  y  $k_{i_1}$ , requiere de establecer la función de transferencia del voltaje  $V_C$  con respecto a la corriente  $i_d$ . Esta función de transferencia se estableció en (5.22), la cual se da a continuación por facilidad de referencia.

$$\frac{\tilde{v}_c}{\tilde{i}_d} = \frac{\tilde{v}_c/\tilde{u}_d}{\tilde{i}_d/\tilde{u}_d} = -\frac{3I_d L}{2CV_c} \left\{ \frac{s + \left( \frac{I_d R + U_d + V_m}{I_d L} \right)}{s - \left[ \frac{3I_d(U_d + V_m) + 3I_q U_q}{2CV_c^2} \right]} \right\}. \quad (6.2)$$

La función de transferencia en lazo cerrado del sistema se puede obtener a partir del diagrama de la Fig. 6.2 y la función de transferencia (6.2). El polinomio característico de la función de transferencia resultante presenta la siguiente estructura

$$s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0 = 0, \quad (6.3)$$

cuyos coeficientes están dados por

$$\begin{aligned} b_4 &= 1, \\ b_3 &= \frac{1}{2CLV_c^2} \{ 2CV_c^2(k_{p_2} + R) - 3I_d L(U_d - Hk_{p_1}k_{p_2}V_c + V_{sd}) - 3I_q L(U_q + V_{sd}) \}, \\ b_2 &= \frac{1}{2CLV_c^2} \{ V_c [2Ck_{i_2}V_c + 3Hk_{p_1}k_{p_2}(U_q + V_{sd})] - 3I_d [-Hk_{i_2}k_{p_1}LV_c + R(U_q + V_{sd}) + k_{p_2}V_c[U_d - H(k_{i_1}L + k_{p_1}R)] + V_{sd}] + 3I_q(k_{p_2} + R)(U_q + V_{sd}) \}, \\ b_1 &= \frac{1}{2CLV_c^2} \{ 3[HV_c(k_{p_1}k_{i_2} + k_{i_1}k_{p_2})(U_d + V_{sd}) + i_d \{ Hk_{i_1}k_{p_2}RV_c - k_{i_2}[U_d - HV_c(k_{i_1}L + k_{p_1}R)] + V_{sd} \} - I_q k_{i_2}(U_q + V_{sd})] \}, \\ b_0 &= \frac{1}{2CLV_c^2} \{ 3Hk_{i_1}k_{i_2}(I_d R + U_d + V_{sd}) \}. \end{aligned} \quad (6.4)$$

El punto de operación del sistema está dado por

$$V_{sd} = 180V, \quad V_{sd} = 0V,$$

$$U_d = 32.24, \quad U_d = 0,$$

$$I_d = 21A, \quad I_d = 0A,$$

entonces, los coeficientes del polinomio característico resultan en

$$b_3 = 3500.78 k_{p_1} - 16533.3,$$

$$b_2 = 4.21127 \times 10^8 k_{p_1} + 3500.78 k_{i_1} - 5.59 \times 10^8,$$

$$b_1 = 8.28251 \times 10^{11} k_{p_1} + 4.21127 \times 10^8 k_{i_1} - 3.33 \times 10^{10},$$

$$b_0 = 8.28251 \times 10^{11} k_{i_1}$$

La selección de las ganancias del controlador se establece a través del criterio de Routh-Hurwitz [32], en donde se busca que el sistema en lazo cerrado sea estable. Para el polinomio característico dado en (6.3), el arreglo de Routh resulta en

$s^4$	1	$b_2$	$b_0$
$s^3$	$b_3$	$b_1$	0
$s^2$	$c_1$	$b_0$	0
$s^1$	$d_1$	0	
$s^0$	$b_0$		

donde,

$$c_1 = -\frac{1}{b_3}(b_4 b_1 - b_2 b_3),$$

$$d_1 = -\frac{1}{c_1}(b_3 b_0 - b_1 c_1).$$

(6.5)

Del arreglo de Routh, para estabilidad no deben existir cambios de signo en la columna principal. Por lo tanto, dado que el primer coeficiente es mayor a cero, entonces los coeficientes restantes deben ser positivos. La condición de estabilidad se satisface si las siguientes desigualdades se cumplen

$$\begin{aligned}
 -16533.3 + 3500.78k_{p_1} &> 0, \\
 \frac{[2.64954 \times 10^9 + k_{i_1}(-136,828 + 3500.78k_{p_1}) + k_{p_1}(-2.78447 \times 10^9 + 4.21127 \times 10^8 k_{p_1})]}{(-4.72275 + k_{p_1})} &> 0, \\
 \frac{-2.5228 \times 10^{16} + k_{i_1}^2 \varrho_1 + k_{i_1} \lambda_1 + k_{p_1} \psi_1}{[756847 + k_{i_1}(-39.0851 + k_{p_1}) + k_{p_1}(-795384 + 120295k_{p_1})]} &> 0, \\
 8.28251 \times 10^{11} k_{i_1} &> 0,
 \end{aligned} \tag{6.6}$$

donde

$$\begin{aligned}
 \varrho_1 &= -1.64598 \times 10^{10} + 4.21127 \times 10^8 k_{p_1}, \\
 \lambda_1 &= 3.01556 \times 10^{14} + k_{p_1}(-3.5954 \times 10^{14} + 5.06595 \times 10^{13} k_{p_1}), \\
 \psi_1 &= 6.53368 \times 10^{17} + k_{p_1}(-6.62788 \times 10^{17} + 9.96346 \times 10^{16} k_{p_1}).
 \end{aligned}$$

A partir de las desigualdades anteriores es posible seleccionar un par de valores para  $k_{p_1}$  y  $k_{i_1}$  cumplan con el criterio. Para este caso se seleccionan las ganancia  $k_{p_1} = 30$  y  $k_{i_1} = 200$ .

Para determinar el alcance de los objetivos de control, regulación del bus de dc y un factor de potencia unitario en el puerto de salida del inversor, se realizan simulaciones computacionales del inversor de dos niveles de la Fig. 6.1, el esquema de control de la Fig. 6.2 y los controladores propuestos  $k_{d_1}(s)$  y  $k_{d_2}(s)$ .

Usando los parámetros y especificaciones de la tabla 6.1, el desempeño de los controladores asociados al control del voltaje del bus se prueba al realizar cambios de referencia  $V_{Cref}$  para que el voltaje en el bus de dc tome valores de 400V, 450V y 500V. En la Fig. 6.3 se muestra la forma de onda del voltaje en el bus de dc ante cambios de referencia. En la figura se observa que el sistema responde de forma adecuada al seguir la referencia impuesta. La respuesta del sistema es de 1.6 ms, por otro lado, la respuesta presenta un sobretiro de aproximadamente el 5%.

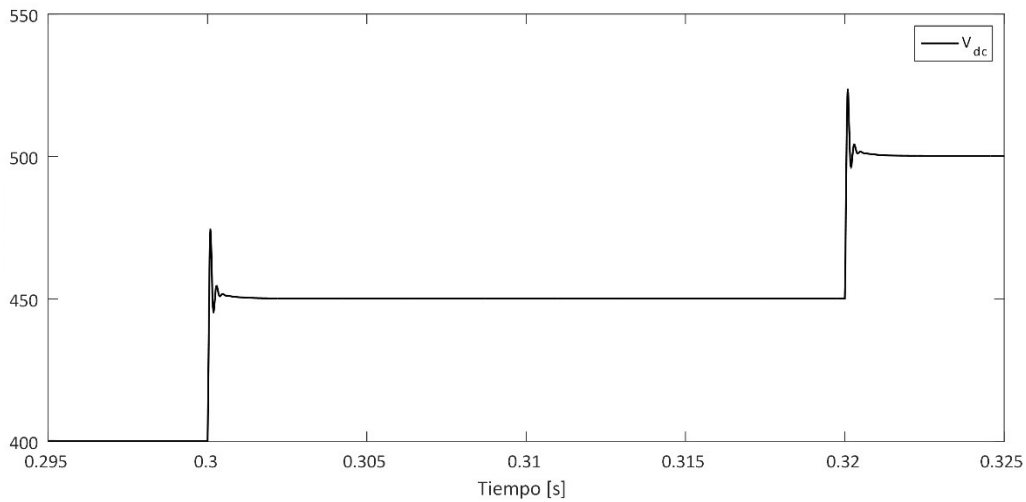


Figura 6. 3 Cambios de referencia para nivel de voltaje en el bus de dc.

El control del factor de potencia se logra a través del control de la potencia reactiva, siendo ésta controlada a través de la corriente  $i_q$ . El control de esta corriente se logra a través de una estructura igual al lazo interno de corriente del diagrama de la Fig. 6.2 (esquema dentro del recuadro de línea segmentada). En este diagrama la señal de control es dada por  $u_q$ , mientras que la corriente  $i_q$  se usa para propósitos de retroalimentación. En este esquema el controlador  $k_{d_2}(s)$  es dado en (6.1) donde  $k_{p_2} = 0.05$  y  $k_{i_2} = 5$ . La señal de referencia se obtiene de la expresión (5.15) considerando  $Q_s = 0$  para mantener un factor de potencia unitario.

En la Fig. 6.4 se muestra la forma de onda de voltaje (línea segmentada) y corriente (línea sólida) de la fase  $a$ . En la gráfica las señales de voltaje y corriente fueron escalada en factor de 1:220 y 1:21, respectivamente. En la gráfica se observa que el voltaje y la corriente cuando se hace un cambio de referencia de 450V a 500V en el bus de dc, donde se observa que la magnitud de corriente cambia de un valor de 1 a 1.2 (magnitud escalada), manteniendo siempre un factor de potencia unitario.

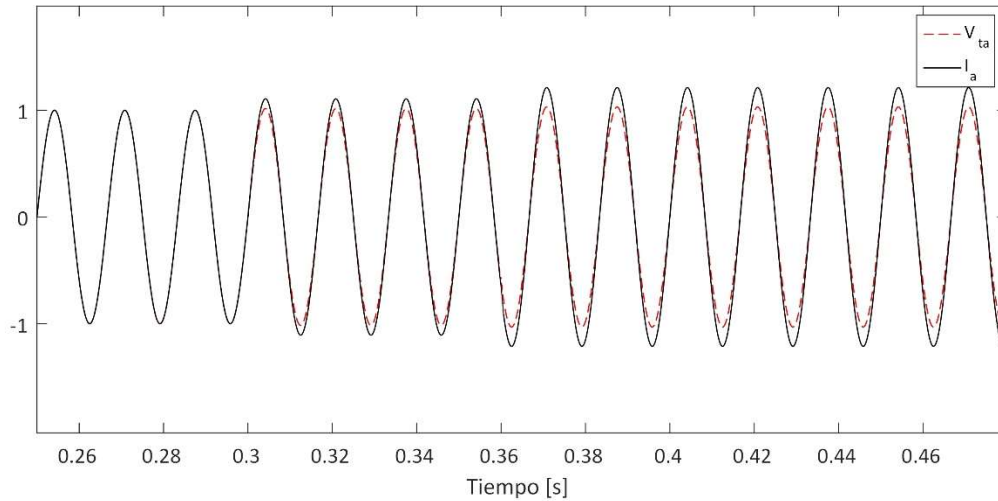


Figura 6. 4 Control de factor de potencia mediante la potencia reactiva.

## 6.2 Escenario de simulación de la etapa de dc

En la topología propuesta, la etapa de dc consta de dos celdas básicas tipo flyback inmersas en una estructura en no-cascada tipo I-IIA. Por simplicidad en la Fig. 6.5 se muestra una de las celdas de conmutación bajo la conexión de la estructura I-IIA. En este esquema la fuente de corriente  $I_{pv}$  representa a dos módulos PV conectados en serie,  $C_i$  es el capacitor de acoplamiento. La celda básica de conmutación está dada por el capacitor de almacenamiento  $C_o$ , un transformador de alta frecuencia, una inductancia de magnetización  $L_m$ , un interruptor pasivo (diodo)  $S'$  y un interruptor activo  $S$ . La fuente de voltaje  $V_{dc}$  representa la etapa de inversión, donde el inversor se encarga de mantener este voltaje a un valor constante.

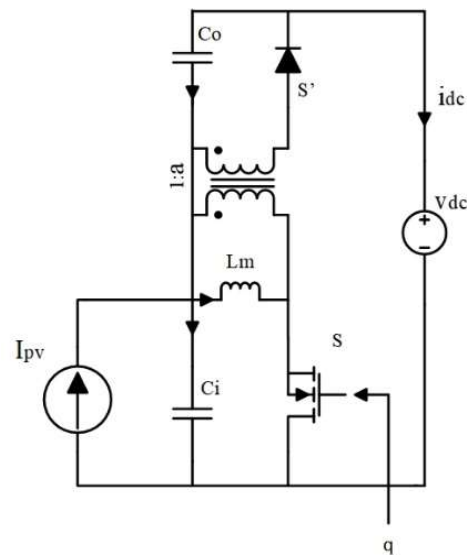


Figura 6. 5 Diagrama esquemático de convertidor flyback en lazo abierto.



Para el convertidor de la Fig. 6.5 el objetivo de control consiste en regular el voltaje en las terminales del módulo PV, esto debido a que el punto de máxima potencia del panel puede asociarse con el voltaje en terminales del mismo. Para este propósito se usa un esquema de corrección de potencia basado en un modulador PWM general, el modelo linealizado de esta estrategia de control se da en la Fig. 6.6.

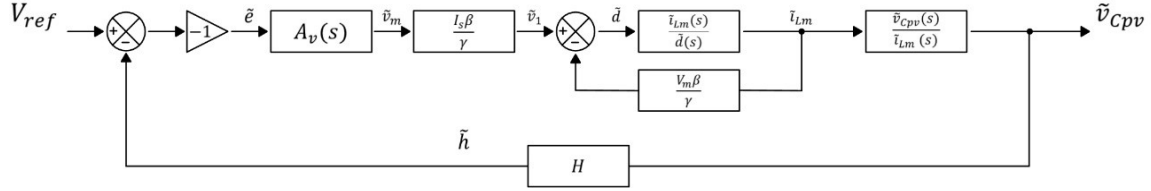


Figura 6. 6 Diagrama a bloques del control.

El controlador de lazo externo de voltaje  $A_v(s)$  presenta la siguiente estructura dada por (6.7), donde  $k_{p_A}$  es una ganancia proporcional y  $k_{i_A}$  es una ganancia integrativa.

$$A_v(s) = \frac{k_{p_A}s + k_{i_A}}{s}. \quad (6.7)$$

Para realizar la sintonización del controlador  $A_v(s)$  es necesario establecer la función de transferencia del voltaje en terminales del módulo PV  $v_{cpv}$  con respecto al voltaje de referencia  $v_{ref}$ . Dicha función de transferencia se estableció en (5.39), la cual se muestra a continuación por facilidad de referencia.

$$\frac{\tilde{v}_{cpv}(s)}{\tilde{v}_{ref}(s)} = \frac{\zeta(s)}{1 + H \zeta(s)}, \quad (6.8)$$

donde

$$\zeta(s) = -A_v(s) \frac{I_{Lm}\beta}{\gamma} \left[ \frac{\frac{\tilde{i}_{Lm}(s)}{\tilde{d}(s)}}{\frac{\tilde{i}_{Lm}(s)V_m\beta}{\tilde{d}(s)} + 1} \right] \frac{\tilde{v}_{cpv}(s)}{\tilde{i}_m(s)},$$

$$\beta = a[2(a-1)I_sR_s + V_m - \sqrt{V_m\sqrt{4(a-1)I_sR_s + V_m}}],$$

$$\gamma = 2(a-1)^2I_s^2R_s\sqrt{V_m\sqrt{4(a-1)I_sR_s + V_m}}.$$

La función de transferencia de lazo cerrado del sistema está dada por la función de transferencia (6.8). El polinomio característico de la función de transferencia presenta la siguiente estructura

$$s^4 + p_3s^3 + p_2s^2 + p_1s + p_0 = 0, \quad (6.9)$$

cuyos coeficientes están dados por

$$\begin{aligned} p_4 &= 1, \\ p_3 &= -\zeta [a H k_{p_A} (-\sqrt{V_m}) \sqrt{4(a-1)I_{Lm}R_s + V_m} + 2(a-1)IR_s + V_m] (a^2 C_o I_{Lm} L), \\ p_2 &= \zeta \left\{ -a^3 C_o H I_{Lm} k_{i_A} L_m [-\sqrt{V_m} \sqrt{4(a-1)I_{Lm}R_s + V_m} + 2(a-1)I_{Lm}R_m + V_m] + \varrho_2 + \lambda_2 - \psi_2 + \gamma_2 \right\}, \\ p_1 &= \zeta (-\sqrt{V_m} \sqrt{4(a-1)I_{Lm}R_s + V_m} + 2(a-1)I_{Lm}R_s + V_m) \{ H [(d-1)I_{Lm}k_{p_A} - aC_o dk_{i_A} (aV_{ci} + V_{co})] - aC_i C_o (aV_{ci} + V_{co}) \sqrt{V_m} \}, \\ p_0 &= \zeta (-\sqrt{V_m} \sqrt{4(a-1)I_{Lm}R_s + V_m} + 2(a-1)I_{Lm}R_s + V_m) [\sqrt{V_m} (a^2 C_o d + C_i (d-1) H k_{i_A})], \end{aligned} \quad (6.10)$$

donde

$$\begin{aligned} \zeta &= 1 / [2(a-1)^2 a^2 C_i C_o I_{Lm} R_s L_m \sqrt{V_m} \sqrt{4(a-1)I_{Lm}R_s + V_m}], \\ \varrho_2 &= 2(a-1)^2 a^2 C_o d^2 I_{Lm} R_s \sqrt{V_m} \sqrt{4(a-1)I_{Lm}R_s + V_m} - a^2 C_o d H k_{p_A} [-\sqrt{V_m} \sqrt{4(a-1)I_{Lm}R_s + V_m} + 2(a-1)I_{Lm}R_s + V_m] (aV_{ci} + V_{co}), \\ \lambda_2 &= 2(a-1)^2 C_i d^2 I_{Lm} R_s \sqrt{V_m} \sqrt{4(a-1)I_{Lm}R_s + V_m}, \\ \psi_2 &= 4(a-1)^2 C_i d I_{Lm} R_s \sqrt{V_m} \sqrt{4(a-1)I_{Lm}R_s + V_m}, \\ \gamma_2 &= 2(a-1)^2 C_i i_{Lm} R_s \sqrt{V_m} \sqrt{4(a-1)I_{Lm}R_s + V_m}. \end{aligned}$$

Los parámetros y especificaciones de operación del convertidor de dc son dados en la tabla 6.2.

Tabla 6. 2 Parámetros y especificaciones de operación del convertidor dc.

Especificaciones		Parámetros	
$V_{dc}$	225V	$L_m$	750 $\mu$ H
<b>Panel Soltech 1STH-350-WH</b>		$C_i$	12 $\mu$ F
$V_{MPP}$	43V	$C_o$	20 $\mu$ F
$I_{MPP}$	8.13A	$a$	2
$P_{MPP}$	350W	$R_m$	0.111
		$H$	0.01163

Mientras que el punto de operación del sistema está dado por

$$I_{Lm} = 10.204A \quad V_{Co} = 139V$$

$$V_m = 3.5411 \quad d = 0.5935$$

Una vez establecidos los parámetros, las especificaciones de operación y el punto de operación del sistema, los coeficientes del polinomio característico resultan en

$$p_3 = 751.581k_{p_A},$$

$$p_2 = 1.14535 \times 10^{11} (0.00070747 - 6.56202 \times 10^{-9}k_{i_A} - 0.000130176k_{p_A}),$$

$$p_1 = 1.05573 \times 10^{11} [0.0116279(-0.0121454k_{i_A} - 4.14791k_{p_A})],$$

$$p_0 = 1.07727 \times 10^{12} (0.000169515 - 0.00472674k_{i_A}),$$

A través del criterio de Routh-Hurwitz para el polinomio característico previamente dado se obtiene que

$$\begin{array}{c|ccc}
 s^4 & 1 & p_2 & p_0 \\
 s^3 & p_3 & p_1 & 0 \\
 \hline
 s^2 & f_1 & p_0 & 0 \\
 s^1 & g_1 & 0 & \\
 s^0 & p_0 & & 
 \end{array}$$

Al igual que la sintonización del controlador del inversor de dos niveles, es posible realizar una sintonización del controlador del convertidor flyback utilizando el criterio de estabilidad de Routh-Hurwitz, lo que resulta en

$$\begin{aligned}
 f_1 &= -\frac{1}{p_3}(p_4p_1 - p_2p_3), \\
 g_1 &= -\frac{1}{f_1}(p_3p_0 - p_1f_1).
 \end{aligned} \tag{6.11}$$

Como se estableció anteriormente, para asegurar estabilidad en el sistema no deben existir cambios de signos en la columna principal, siendo el primer coeficiente mayor a cero el resto de los coeficientes deberán ser positivos. Por tanto, la condición de estabilidad se satisface si las siguientes desigualdades se cumplen

$$\begin{aligned}
 751.581k_{p_A} &> 0, \\
 7.42551 \times 10^7 + k_{i_A} \left( -751.581 - \frac{19837.8}{k_{p_A}} \right) - \frac{64.9116}{k_{i_A}} - 1.49097 \times 10^7 k_{p_A} &> 0, \\
 \frac{-4213.52 + k_{i_A}^2 \varrho_3 + k_{p_A} \lambda_3 + k_{i_A} \psi_3}{\left[ 0.0863668 + k_{i_A} (26.3948 + k_{p_A}) + k_{p_A} (-98798.5 + 19837.8 k_{p_A}) \right]} &> 0, \\
 1.82613 \times 10^8 - 5.09196 \times 10^9 k_{i_A} &> 0,
 \end{aligned} \tag{6.12}$$

donde

$$\varrho_3 = -3.93539 \times 10^8 - 1.49097 \times 10^7 k_{p_A},$$

$$\lambda_3 = 4.38024 \times 10^9 + k_{pA} (5.03077 \times 10^{14} - 1.01013 \times 10^{14} k_{pA}),$$

$$\psi_3 = -2.57541 \times 10^6 + k_{pA} (1.33866 \times 10^{12} - 2.9577 \times 10^{11} k_{pA}).$$

De acuerdo a las desigualdades anteriores es posible realizar una la selección del par de valores para  $k_{pA}$  y  $k_{iA}$  que cumplan el criterio, lo que resulta en  $k_{pA} = 0.8$  y  $k_{iA} = 20000$ .

Con el propósito de conocer el alcance de los objetivos de control, se realizan simulaciones computacionales del convertidor dc de la Fig. 6.5, el esquema de control de la Fig. 6.6 y el controlador propuesto  $A_v(s)$ .

El controlador propuesto es aplicado, a través del esquema de control de la Fig. 6.6, al convertidor en estructura no-cascada de la Fig. 6.5. El objetivo de control es mantener regulado el voltaje en terminales de los módulos PV. Los parámetros y especificaciones de operación son dados en la tabla 6.2.

En la Fig. 6.7 se muestran las curvas características (a diferentes irradiancias) de dos módulos Soltech 1STH-350-WH conectados en serie. En la gráfica se observa que el punto de máxima potencia, para cada una de las irradiancias consideradas, se encuentra alrededor de 86V; a excepción de la característica a  $200W/m^2$  donde su punto de máxima potencia está en 82V. Para aspectos de simulación, un voltaje de 86V en terminales del panel es apropiado para irradiancias superiores a  $200W/m^2$ .

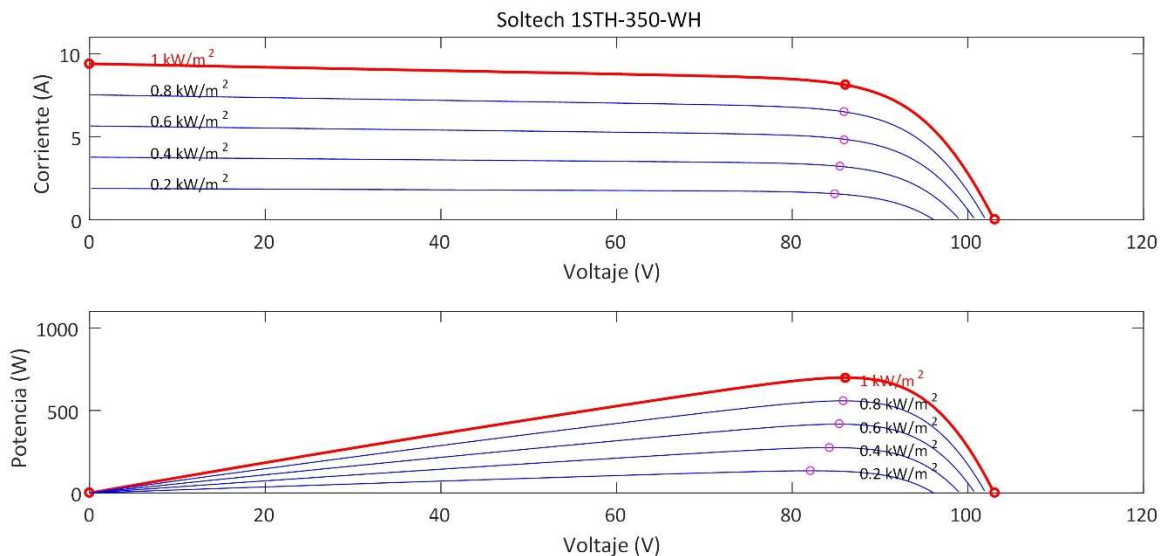


Figura 6. 7 Curvas características del módulo Soltech 1STH-350-WH

En la Fig. 6.8 se muestran las formas de onda del voltaje en el capacitor de acoplamiento y el capacitor de almacenamiento, corriente en los módulos PV, corriente de magnetización y la variación de irradiancia considerada. Los escalones de irradiancia corresponden a cambios de 1000, 800, 600 y 400 W/m<sup>2</sup>. En la forma de onda de voltaje del capacitor de acoplamiento se observa que el controlador es capaz de alcanzar el objetivo de control, manteniendo el voltaje en terminales de los paneles de 86V. El sobretiro máximo presentado es del 5% con un tiempo de asentamiento de 1 ms. Dado a que el voltaje en las terminales de salida del convertidor es constante, el voltaje en el capacitor de almacenamiento es tal para que satisfaga la expresión  $V_{Ci} + V_{Co} = V_{dc}$ . La evolución de la corriente de los paneles y de la inductancia de magnetización están relacionada directamente con el cambio de irradiancia.

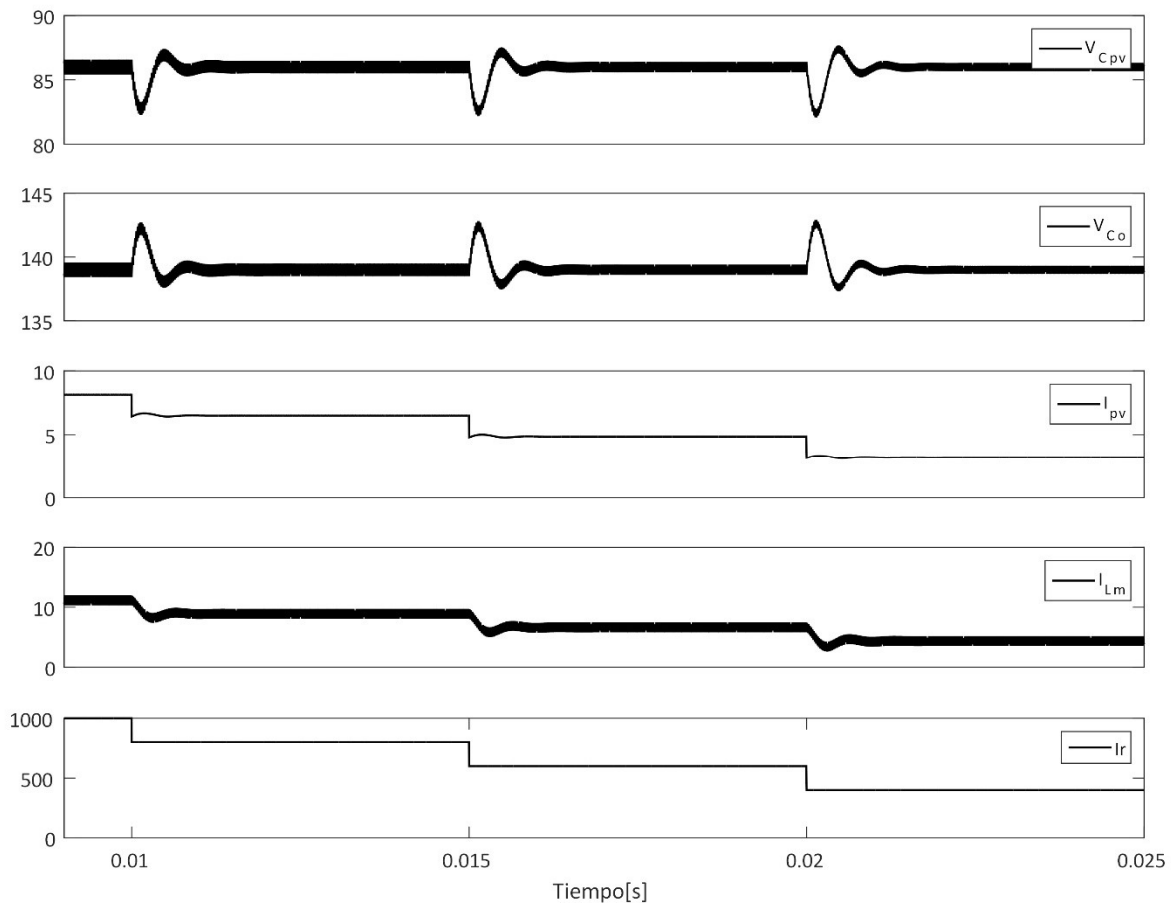


Figura 6. 8 Pruebas de seguimiento de máximo punto de potencia a distintas irradiancias.

Con base en la característica mostrada en la Fig. 6.7 se percibe que a diferente valor de irradiancia la referencia de voltaje puede cambiar ligeramente. Sin embargo, ante cambios de temperatura el voltaje asociado con el punto de máxima potencia puede cambiar en mayor medida.

En este sentido la referencia de voltaje puede estar cambiando constantemente a lo largo del día. Bajo este escenario se establecen cambios de referencia para probar el desempeño del controlador al seguir una referencia, estos cambios corresponden a voltajes de 80, 85 y 90V.

En la Fig. 6.9 se observan las formas de onda del voltaje en el capacitor de acoplamiento y capacitor de almacenamiento, la corriente de los módulos PV y la corriente de magnetización. En los gráficos se observa que el controlador es capaz de seguir la referencia de voltaje, con un sobretiro de 2.5% y un tiempo de asentamiento de 1 ms.

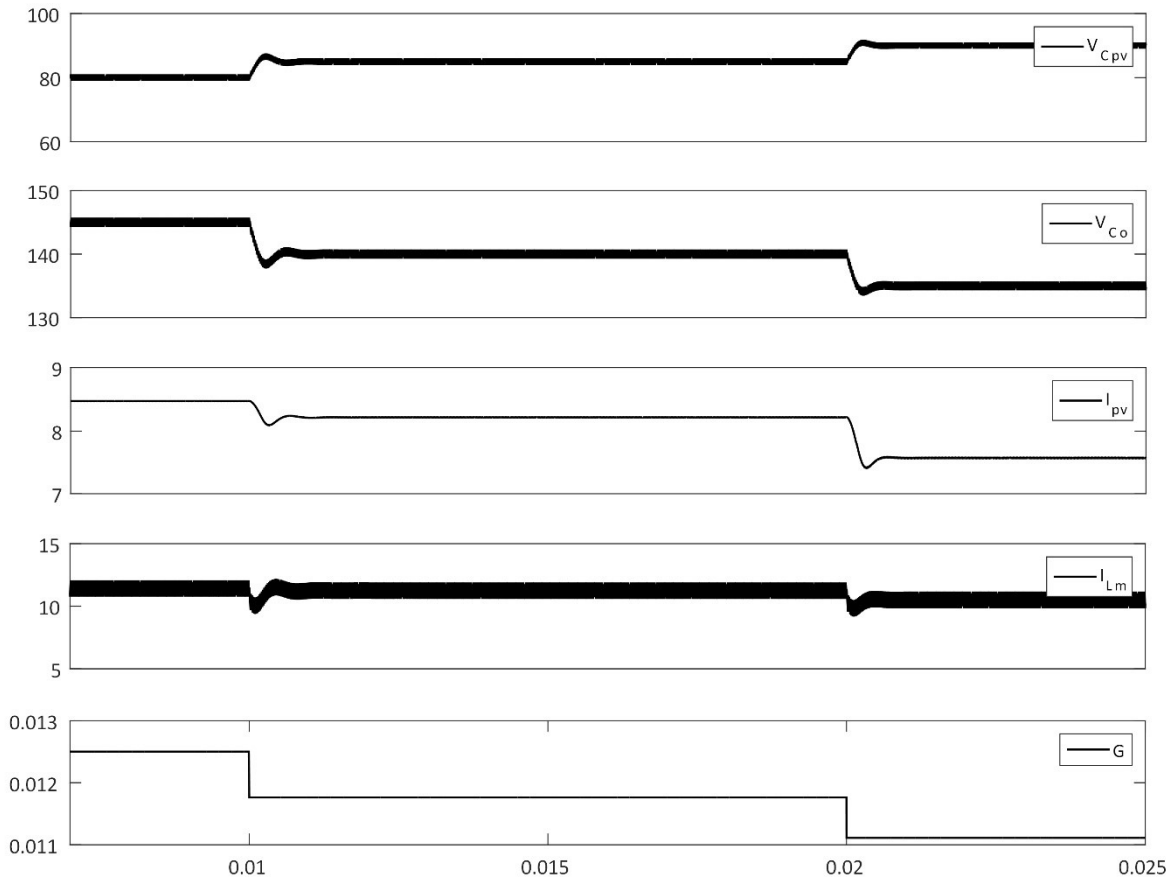


Figura 6. 9 Pruebas de seguimiento de distintas referencias.

Los resultados anteriores corresponden a una parte de la etapa de dc, donde se considera únicamente una celda básica de conmutación bajo la estructura en no-cascada, teniendo a su salida la mitad del voltaje del bus de dc. Este escenario es válido cuando la irradiancia incidente en cada cadena de paneles PV (dos cadenas en el sistema original) es uniforme. La etapa de dc original se compone de dos celdas de conmutación tipo flyback, cada una de ellas bajo una estructura en no-cascada, donde en el puerto de entrada de cada celda se tienen dos paneles PV conectados en serie, ver Fig. 6.10.

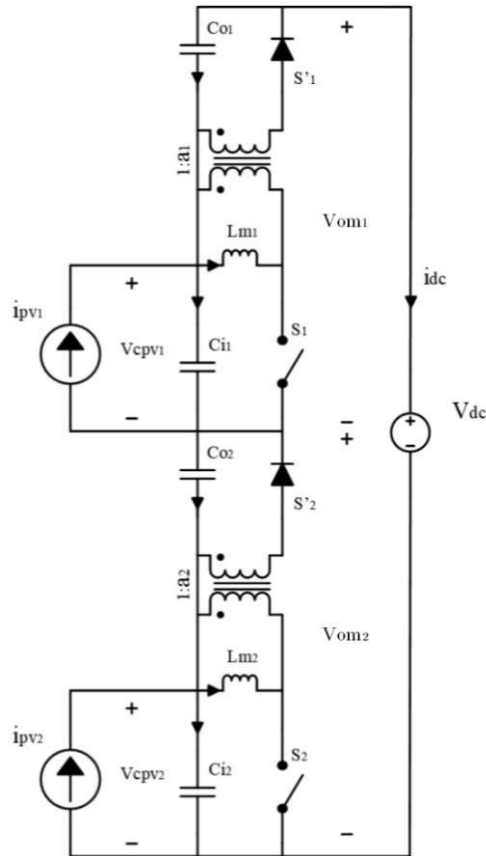


Figura 6. 10 Diagrama esquemático del sistema dc-dc.

En el convertidor de la Fig. 6.10 cada celda de conmutación tiene un esquema de control como el mostrado en la Fig. 6.6. Bajo la suposición de que el voltaje asociado con el punto de máxima potencia es fijo (aproximadamente 86V), el objetivo de control es mantener constante el voltaje en terminales de cada cadena de paneles PV ante diferentes condiciones de irradiancia.

En la Fig. 6.11 se muestra la respuesta en el tiempo del voltaje en el capacitor de acoplamiento y almacenamiento, corriente del panel y de magnetización ante dos cambios de irradiancia. En la primera cadena de paneles se da un cambio de irradiancia de  $1000 \text{ W/m}^2$  a  $800 \text{ W/m}^2$  en 8 ms, mientras que en la segunda cadena se da un cambio de  $1000 \text{ W/m}^2$  a  $600 \text{ W/m}^2$  en 3 ms. En la Fig. 6.11 se observa que el controlador de cada celda de conmutación asegura que el voltaje en terminales del panel sea constante. Por otro lado, considerando que  $V_{dc} = V_{om1} + V_{om2}$ , y además  $V_{om} = V_{Ci} + V_{Co}$ , de las gráficas se deduce que cuando la irradiancia es igual en ambas cadenas  $V_{om1} = V_{om2}$ ; cuando la irradiancia en la cadena uno es mayor que en la segunda cadena  $V_{om1} > V_{om2}$ , lo cual se estableció en el análisis de estado estable dado en el capítulo 3 y 4.



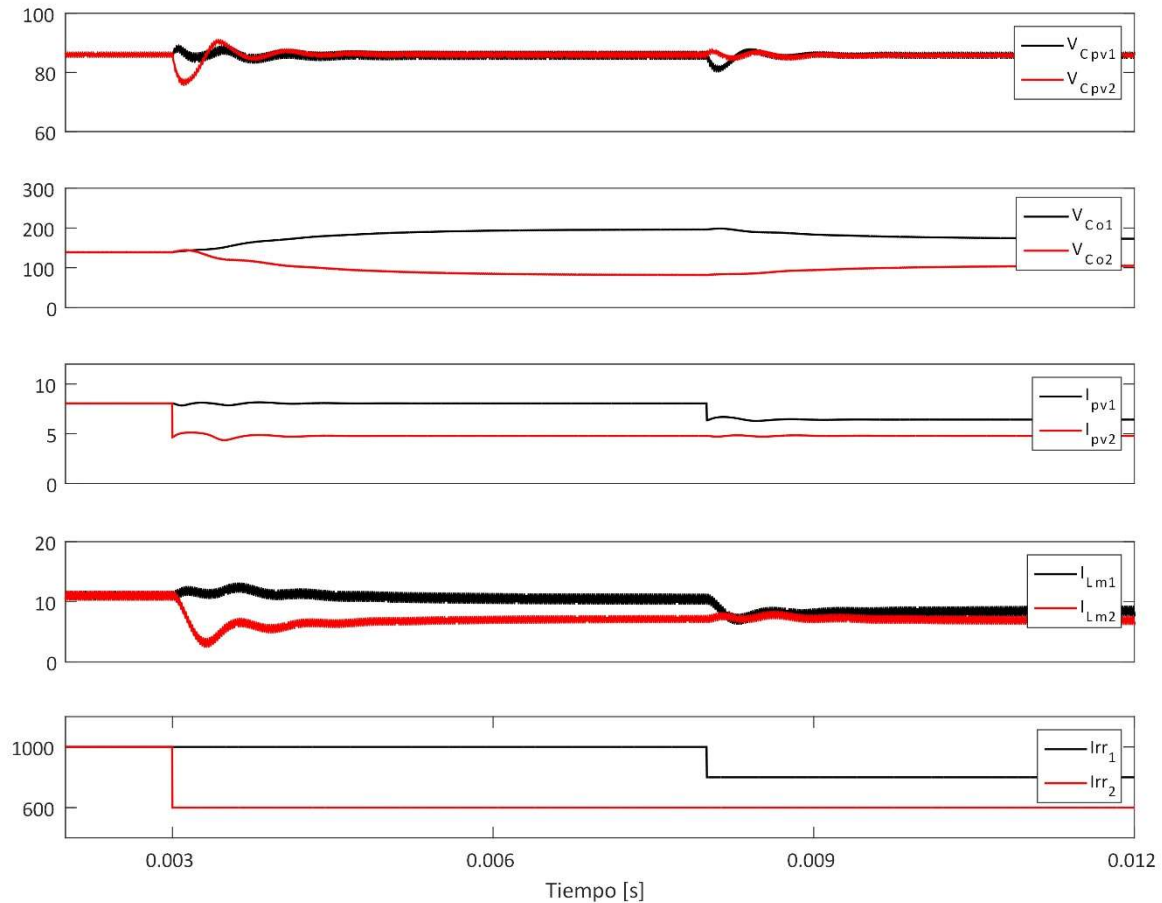


Figura 6. 11 Dinámica de seguimiento de MPP con dos convertidores en serie.

### 6.3 Integración de sistemas

En la sección 6.1 y 6.2 se mostró la operación de los sub-sistemas que conforman al convertidor conmutado con estructura I-IIA, siendo estos una etapa de dc usando una celda básica tipo flyback y un inversor de dos niveles. El sistema de dc tiene como tarea el seguimiento del MPP, esto con la finalidad de asegurar el procesamiento de la máxima potencia disponible en los módulos PV. Cabe señalar que debido a la configuración del sistema de dc (ver capítulo 3) solo una fracción de la potencia generada por los módulos PV es procesada por el convertidor flyback, mientras que el resto de la potencia es transferida de forma directa a la siguiente etapa, tal como se observa en la Fig. 6.12.

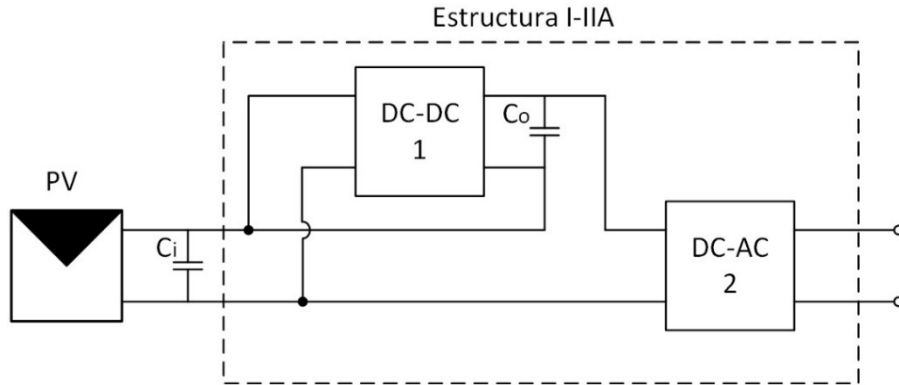


Figura 6. 12 Configuración I-IIA.

Por otro lado, el sistema de ac tiene como tarea la regulación del voltaje en terminales de salida del sistema de dc para asegurar un correcto funcionamiento del inversor de dos niveles.

El escenario de simulación consiste en mantener condiciones nominales al inicio de la simulación, es decir, una irradiancia de  $1000 \text{ W/m}^2$  en ambas cadenas de paneles PV ( $I_{rr_1} = I_{rr_2}$ ), la referencia de voltaje en las terminales de cada cadena  $V_{Cref} = 86\text{V}$ , la referencia de voltaje en terminales del bus de dc  $V_{dc} = 450\text{V}$ , y la referencia de potencia reactiva  $Q = 0$  para mantener un factor de potencia unitario. En un tiempo  $t = 0.1 \text{ s}$  la irradiancia de la segunda cadena se mantiene en  $I_{rr_2} = 1000 \text{ W/m}^2$ , mientras que la irradiancia en la primera cadena cambia a  $I_{rr_1} = 800 \text{ W/m}^2$ . A continuación, en  $t = 0.25 \text{ s}$  se realiza otro cambio de irradiancia a  $I_{rr_2} = 600 \text{ W/m}^2$  e  $I_{rr_1} = 800 \text{ W/m}^2$ . Finalmente, en  $t = 0.35 \text{ s}$  se realiza un cambio de referencia para el bus de dc de  $450\text{V}$  a  $500\text{V}$ . En la Fig. 6.13 se observan las formas de onda asociadas a la etapa de dc, mientras que en la Fig. 6.14 se observan las formas de onda de la etapa de ac.

En la Fig. 6.13 se observa que en la prueba el controlador asociado a la etapa de dc mantiene el voltaje constante en terminales de cada una de las cadenas de paneles PV. En las formas de onda del voltaje de los capacitores de almacenamiento ( $V_{Co_1}$  y  $V_{Co_2}$ ) se observa que cuando  $I_{rr_1} = I_{rr_2}$  los voltajes  $V_{Co_1} = V_{Co_2}$ ; cuando  $I_{rr_1} < I_{rr_2}$  en  $t = 0.1 \text{ s}$  el voltaje  $V_{Co_2} > V_{Co_1}$ , lo cual se debe a que la segunda cadena inyecta una mayor potencia que la primera cadena. Finalmente, cuando  $I_{rr_1} > I_{rr_2}$  en  $t = 0.25 \text{ s}$  la condición de voltaje se invierte ( $V_{Co_2} < V_{Co_1}$ ), lo cual se debe a que la primera cadena inyecta mayor potencia que la segunda cadena. En el gráfico asociado con el bus de dc, se observa que el inversor mantiene el voltaje constante a pesar de los cambios de irradiancia, esto hasta que en  $t = 0.35 \text{ s}$  se realiza el cambio de referencia de  $450\text{V}$  a  $500\text{V}$ .

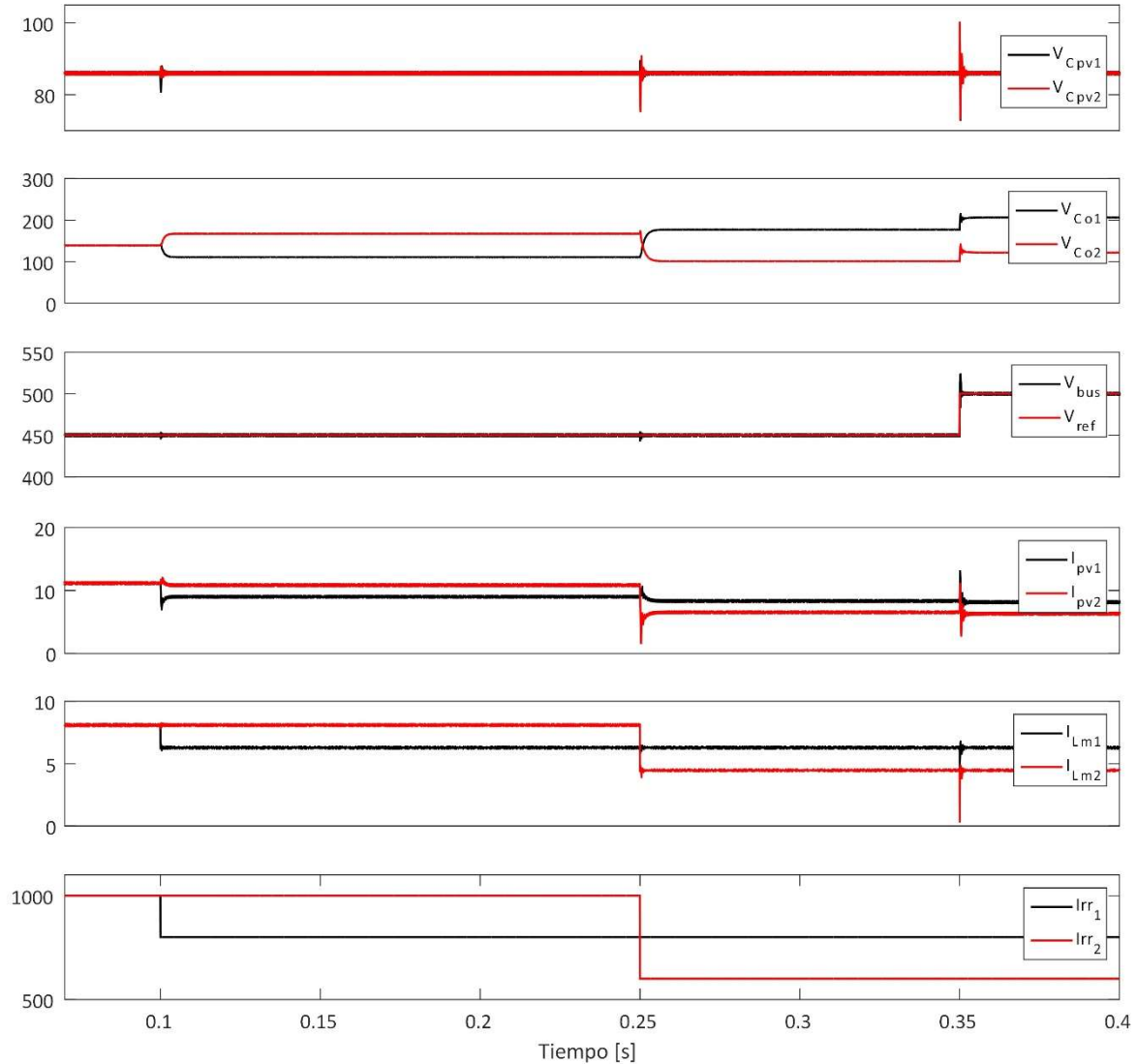


Figura 6. 13 Comportamiento dinámico del sistema de dc.

En la Fig. 6.14 se observan las formas de onda asociadas con el sistema de alimentación trifásico, el voltaje trifásico en terminales del inversor, las corrientes en cada rama del sistema trifásico, la potencia activa y la potencia reactiva en este escenario de simulación. En estos gráficos, cada uno de los cambios establecidos para el sistema se reflejan principalmente en las formas de onda de corriente y potencia activa, esto porque el voltaje de alimentación trifásico ancla el voltaje en terminales del inversor y además de uno de los subsistemas de control asegura que la potencia reactiva  $Q_s$  del sistema tenga un valor de cero. Tanto en la forma de onda de corrientes como en la potencia reactiva, en  $t = 0.1$  s, se observa una disminución de la magnitud debido a la reducción de irradiancia en una de las cadenas de módulos PV; en  $t = 0.25$  s se observa otra disminución de la magnitud de corriente y potencia dado por la reducción de la irradiancia  $I_{rr_2} = 600 W/m^2$ . Finalmente, se observa otro transitorio en  $t = 0.35$  s dado por el cambio de referencia en el bus de dc. En los gráficos

de voltaje y corriente es notorio que en todo momento el factor de potencia se mantiene unitario.

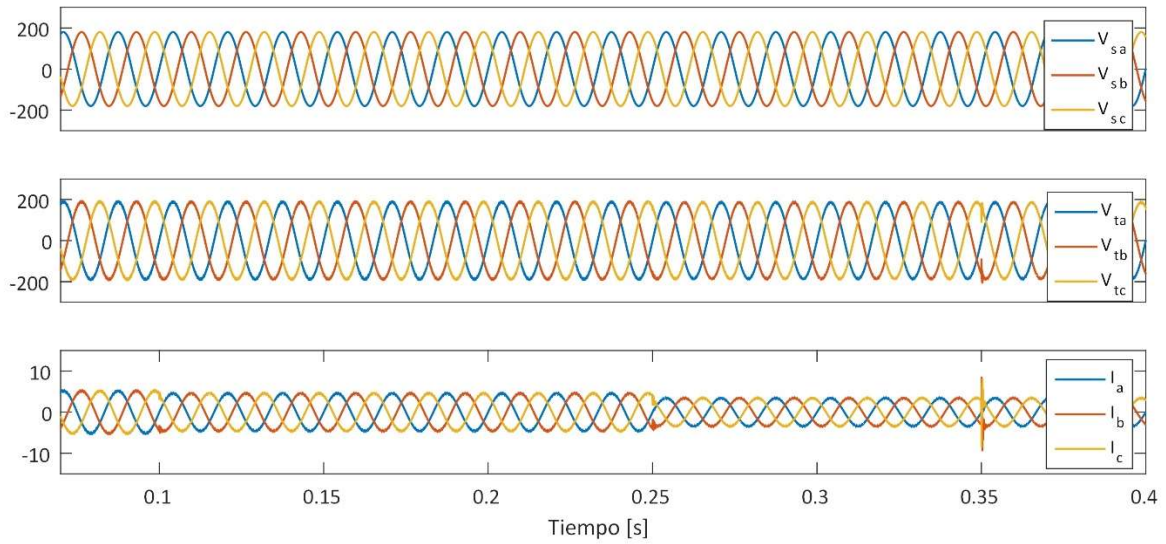


Figura 6. 14 Comportamiento dinámico del sistema de ac.

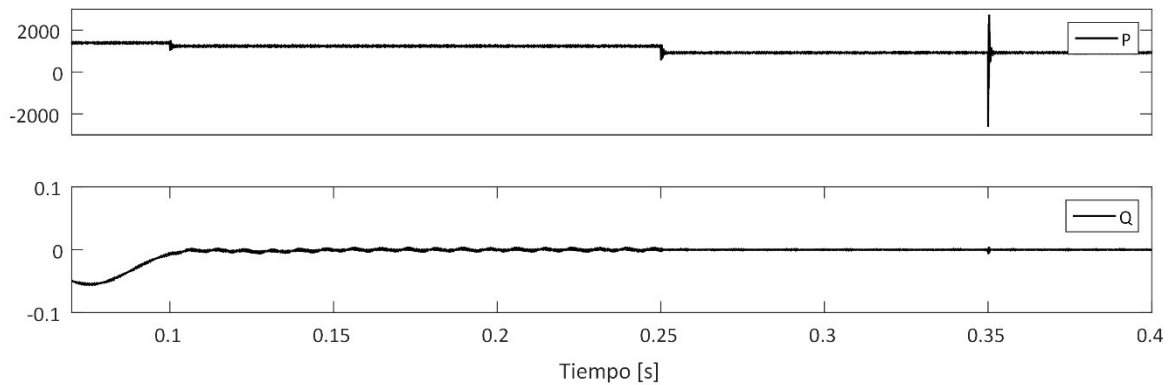


Figura 6. 15 Comportamiento dinámico del sistema de ac.

# Capítulo 7

## Conclusiones

El trabajo de tesis presentado se enfoca hacia el desarrollo y análisis de una topología de convertidor conmutado de alta frecuencia para sistemas fotovoltaicos. El desarrollo de la topología propuesta se basa en el concepto de procesamiento de potencia redundante reducida, siendo este concepto de utilidad para la obtención de nuevos convertidores para aplicaciones emergentes bajo la premisa de reducir la potencia procesada por las etapas que lo conforman.

La topología propuesta se basa en una estructura de interconexión en no-cascada tipo I-IIA. En esta estructura, una fracción de la potencia de entrada es procesada por una celda básica de conmutación de dc-dc, mientras que el resto de la potencia se transfiere de forma directa hacia la segunda etapa o celda de conmutación dc-ac. Estas etapas de conversión fueron realizadas a través de una celda básica tipo flyback y una celda inversora de seis interruptores. En este sentido, la etapa de dc-dc se encarga de la tarea de extracción de la máxima potencia de un arreglo fotovoltaico; mientras que la etapa de dc-ac se encarga de la regulación del voltaje del bus intermedio de dc y la conexión con una red eléctrica trifásica de alterna.

Para el convertidor propuesto se presenta el principio de operación, punto de operación y, la obtención de modelos no-lineales y lineales. Esto bajo una perspectiva de subsistemas analizando la etapa de dc y la etapa de ac por separado, para posteriormente integrarlas en un único modelo. Bajo esta perspectiva se simplifica la propuesta de esquemas de control y diseño de controladores para cada una de las etapas.

En el contexto de control, y para la etapa de dc, es importante mencionar que se usa un esquema PWM general bajo un esquema de emulación de resistencia, siendo este esquema usado para aplicaciones de corrección de factor de potencia en sistemas de alterna. La idea es aprovechar la característica de emulación de resistencia que se impone en el convertidor conmutado para tener control sobre el voltaje en terminales de arreglo fotovoltaico. Con este enfoque, se puede extraer la máxima potencia del arreglo fotovoltaico al conocer el voltaje asociado con este punto.

En resumen, se propone una topología de convertidor conmutado para aplicaciones fotovoltaicas, donde se establece su aplicación con uno y dos puertos de entrada, este último para realizar el seguimiento del punto de máxima potencia de forma independiente entre cadenas de arreglos fotovoltaicos. El seguimiento del punto de máxima potencia, y como es común en muchos esquemas de seguimiento, se basa en la regulación del voltaje en

terminales del arreglo fotovoltaico. En este sentido se establece un esquema de control basado en la emulación de resistencia el cual permite regular el voltaje de interés, así como realizar un seguimiento de referencias.

Del trabajo futuro a desarrollar a partir de este trabajo, se encuentra:

- Estimación de generación para el sistema fotovoltaico propuesto.- Es posible realizar una estimación de la generación diaria o mensual realizada por el sistema fotovoltaico estudiado. Al realizar una estimación de generación es posible conocer la contribución de energía limpia que se aporta a la red, obtener una valoración monetaria de la generación realizada por dicho sistema, entre otros aspectos de interés.
- Establecer nuevas aproximaciones de control.- Explorar nuevas aproximaciones de control para aplicarlas al sistema fotovoltaico analizado, esto con el propósito de obtener una mejor respuesta dinámica del sistema.
- Estimador para generación de voltaje de referencia.- Una vez establecido el sistema de control resulta importante la generación de la señal de referencia para el seguimiento del máximo punto de potencia de los módulos PV. Aunque existen en la literatura esquemas para generar la señal de referencia, la idea es proponer un esquema basado en el modelo del panel PV y estimadores de irradiancia para evitar el sensado de esta variable.

# Bibliografía

- [1] S. Baekhoej-Kjaer, J.K. Pedersen y F. Blaabjerg, «A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules.,» *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 5, nº 41, pp. 1292-1306, Sept. 2005.
- [2] D.I. Doukas, P. Bakas y A. Marinopoulos, «Energy storage integration into grid connected utility-scale photovoltaic (PV) systems,» *IEEE Grenoble PowerTech*, Jun. 2013.
- [3] T. Esum y P.L. Chapman, «Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques,» *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 2, nº 22, pp. 439-449, Jun. 2007.
- [4] E. Bianconi, J. Calvante, R. Giral, E. Mamarelis, G. Petrone, C.A. Ramos-Paja, G. Spagnuolo y M. Vitelli, «A fast current-based MPPT technique employing sliding mode control.,» *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 3, nº 60, pp. 1168-1178, Mar. 2013.
- [5] G. Petrone, G. Spagnuolo y M. Vitelli, «An analog technique for distributed MPPT PV applications,» *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 12, nº 59, pp. 4713-4721, Dec 2012.
- [6] S. Ozdemir, N. Altin y I. Sefa, «Fuzzy logic based MPPT controller for high conversion ratio quadratic boost converter.,» *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 28, nº 42, pp. 17748-17759, Jul. 2017.
- [7] G. Petrone, G. Spagnuolo, R. Teodorescu, M. Veerachary y M. Vitelli, «Reliability issues in photovoltaic power processing systems,» *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 7, nº 55, pp. 2569-2580, Jul 2008.
- [8] S. Mohammadi y H. Abootorabi-Zarchi, «An interleaved high-power two-switch flyback inverter with a fast and robust maximum power point tracker.,» de *7th Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, Tehran, Iran, Feb. 2016.
- [9] A.I. Bractu, I. Munteanu, S. Bacha, D. Picault y B. Raison, «Cascade dc-dc converter photovoltaic systems: power optimization issues.,» *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 2, nº 58, pp. 403-411, Feb. 2011.
- [10] M. Kasper, D. Bortis y J.W. Kolar, «Classification and comparative evaluation of PV panel-integrated dc-dc converter concepts,» *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, nº 29, pp. 2511-2526, May. 2014.
- [11] H. Choi, M. Ciobotaru, M. Jang y V. Agelidis, «Performance of medium-voltage dc-bus PV system architecture utilizing high-gain dc-dc converter,» *IEEE Trans. Sust. Energy*, vol. 2, nº 6, pp. 464-473, Apr. 2015.

- [12] C. K. Tse, M. H. L. Chow y M. K. H. Cheung, «A Family of PFC Voltage Regulator Configurations with Reduced Redundant Power Processing,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 16, nº 6, pp. 794-802, 2001.
- [13] J. A. Duffie y W. A. Beckman, *Solar Engineering of Thermal Processes*, Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2013.
- [14] «EFI Habitat Casas Bioclimáticas,» [En línea]. Available: <https://efihabitat.com/radiacion-directa-difusa-reflejada/>.
- [15] A. Tejada Martínez y G. Gómez-Azpeitia, *Prontuario Solar de México*, Colima, 2015.
- [16] «Hukseflux Thermal Sensor,» [En línea]. Available: <http://www.directindustry.es/prod/hukseflux-thermal-sensors-bv/product-88003-826361.html>.
- [17] «Trigon Blogspot,» [En línea]. Available: <http://trigon.blogspot.com/>.
- [18] «Dilus Instrumentación y Sistemas,» [En línea]. Available: <http://dilus.es/es/product/cmp-3-piranometro/>.
- [19] «Kipp & Zonen,» [En línea]. Available: <http://www.kippzonen.es/Product/235/Espira-de-Sombra-CM121B-C#.WxATzEgvzIU>.
- [20] «Davis,» [En línea]. Available: <https://www.davisnet.com/product/wireless-vantage-pro2-plus-including-uv-solar-radiation-sensors/>.
- [21] A. Khaligh y O. C. Onar, *Energy Harvesting Solar, Wind, and Ocean Energy Conversion Systems*, Boca Raton, FL: Taylor & Francis Group, 210.
- [22] Y. A. Mahmoud, W. Xiao y H. H. Zeineldin, «A Parameterization Approach for Enhancing PV Model Accuracy,» *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, nº 12, pp. 5708-5717, 2013.
- [23] M. Gradella Villalva, J. Rafael Gazoli y E. Ruppert Filho, «Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays,» *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, nº 5, pp. 1198-1208, 2009.
- [24] A. Kchaou, A. Naamane, Y. Koubaa y N. K. M'Sirdi, «Comparative Study of Different MPPT techniques for a Stand-alone PV System,» *17th International conference on Sciences and Techniques of Automatic control*, pp. 629-634, 2016.
- [25] F. Lin Luo y H. Ye, *Advanced DC/AC Inverters: Applications in Renewable Energy*, New York: Taylor & Francis Group, LLC, 2013.
- [26] Erickson, R. W. y Maksimovic D., *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd edition ed., New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2001.



- [27] A. Yazdani y R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2010.
- [28] P. C. Krause, O. Wasynczuk y S. D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, United States of America: John Wiley & Sons, Inc. Publication, 2002.
- [29] S. H. Strogatz, *Dynamics and Chaos with Applications to Physics, Biology, Chemistry, and Engineering.*, New York: Perseus Books Publishing, 1994.
- [30] Z. Lai y K. Ma Smedley, «A Family of Continuous-Conduction-Mode Power-Factor-Correction Controllers Based on the General Pulse-Width Modulator,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 13, nº 3, pp. 501-510, 1998.
- [31] T. Messo, J. Jokipii y T. Suntio, «Steady-State and Dynamic Properties of Boost-Power-Stage Converter in Photovoltaic Applications,» *IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 34-40, 2012.
- [32] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*, Madrid: Pearson Educación S.A., 2010.
- [33] R. Loera-Palomo y J.A. Morales-Saldaña, «Quadratic step-down dc-dc converter based on reduced redundant power processing approach,» *IET Power Electron.*, vol. 1, nº 6, pp. 136-145, Jun. 2013.
- [34] R. Loera-Palomo y J.A. Morales-Saldaña, «Family of quadratic step-up dc-dc converters based on non-cascading structures,» *IET Power Electron.*, vol. 5, nº 8, pp. 793-807, Apr. 2015.
- [35] Jian Sun y Min Chen, «Nonlinear Average Current Control Using Partial Current Measurement,» *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, nº 4, pp. 1641-1648, 2008.
- [36] R. Loera-Palomo y J.A. Morales-Saldaña, «Family of quadratic step-up dc-dc converters based on noncascading structures,» *IET Power Electronics*, vol. 8, nº 5, pp. 793-801, 2015.
- [37] R. Loera-Palomo, J.A. Morales-Saldaña y E. Palacios-Hernández, «Quadratic step-down dc-dc converters based on reduced redundant power processing approach,» *IET Power Electronics*, vol. 6, nº 1, pp. 136-145, 2013.