

**CONTROL DE SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO A LA RED
TRIFÁSICA CONSIDERANDO INVERSOR MULTINIVEL CON DIODOS
ANCLADOS AL NEUTRO**

FAUSTO OSORIO SILVA

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
BUCARAMANGA
2017**

**CONTROL DE SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO A LA RED
TRIFÁSICA CONSIDERANDO INVERSOR MULTINIVEL CON DIODOS
ANCLADOS AL NEUTRO**

**PRESENTADO POR:
FAUSTO OSORIO SILVA**

**PROYECTO DE GRADO PRESENTADO COMO REQUISITO PARCIAL PARA
OPTAR POR EL TÍTULO DE MAGÍSTER EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

**DIRECTOR:
MSc. JAIME GUILLERMO BARRERO PÉREZ**

**CODIRECTOR:
Dra. MARÍA ALEJANDRA MANTILLA VILLALOBOS**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
BUCARAMANGA
2017**

TABLA DE CONTENIDO

Introducción.....	10
1.1 Objetivo General.....	11
1.2 Objetivos específicos.....	11
2. Marco Teórico	12
2.1 Inversor Multinivel con Diodos Anclados al Neutro (Neutral Point Clamped -NPC)	12
2.2 Modulación PWM multiportadora de nivel ajustado (Level Shifted PWM LS-PWM)	13
2.3 Modulación por vector de estados (Space Vector Modulation SVM).....	14
2.4 Funciones de conmutación y modelado del inversor NPC	16
2.5 Fasor espacial	19
3. Metodología	22
3.1 Generador fotovoltaico	22
3.2 Solar module physical model	24
3.3 Seguidor del punto de máxima potencia (MPPT)	28
3.4 Convertidor elevador DC/DC.....	29
3.5 Control $\alpha\beta$ del inversor multinivel NPC interconectado con la red a través de filtro LR con modulación LS-PWM.....	31
3.6 Control dq del inversor multinivel NPC interconectado con la red a través de filtro RL con modulación LS-PWM.....	37
3.7 Control $\alpha\beta$ del inversor multinivel NPC interconectado con la red a través de filtro LR con modulación vectorial SVM.....	43
3.8 Control dq del inversor multinivel NPC interconectado con la red a través de filtro LR con modulación vectorial SVM.....	48
3.9 Generación de corrientes de referencia	50
3.10 Control del bus de tensión de DC	53
3.11 Caso de estudio.....	54
3.12 Caso de estudio 1.....	57
3.13 Caso de estudio 2.....	58
3.14 Caso de estudio 3.....	59
3.15 Caso de estudio 4.....	60
4. Resultados	61
5. Conclusiones.....	78
Referencias	80
Bibliografía	81

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1. ESQUEMA SIMPLIFICADO DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO A LA RED	10
FIGURA 2. INVERSOR NPC	12
FIGURA 3. ESTADOS DE CONDUCCIÓN RAMA A	13
FIGURA 4. SEÑALES PORTADORAS AJUSTADAS EN NIVEL Y SEÑAL DE REFERENCIA. SIMULACIÓN EN PSIM	14
FIGURA 5. VECTORES DE ESTADO DEL INVERSOR NPC Y REFERENCIA TRIFÁSICA.	15
FIGURA 6. RAMA DE LA FASE A DEL INVERSOR NPC	17
FIGURA 7. ESQUEMA DE MODULACIÓN PWM	18
FIGURA 8. SIMULACIÓN DEL ESQUEMA DE MODULACIÓN PWM EN PSIM	18
FIGURA 9. MODELO DE UN DIODO	22
FIGURA 10. HERRAMIENTA DE MODELADO DE MÓDULO SOLAR PSIM	25
FIGURA 11. CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DEL MÓDULO UP-M250P.	26
FIGURA 12. CURVAS CARACTERÍSTICAS I-V A DIFERENTES TEMPERATURAS.	26
FIGURA 13. AJUSTE DEL MÓDULO SOLAR UP-M250P	27
FIGURA 14. CURVAS CARACTERÍSTICAS I-V Y P-V	28
FIGURA 15. DIAGRAMA DE FLUJO P&O.	29
FIGURA 16. CONVERTIDOR DC/DC ELEVADOR	29
FIGURA 17. POTENCIA Y CICLO DE TRABAJO PARA CARGA R DE 20 Ω	30
FIGURA 18. POTENCIA Y CICLO DE TRABAJO PARA CARGA R DE 50 Ω	30
FIGURA 19. POTENCIA Y CICLO DE TRABAJO PARA CARGA R DE 100 Ω	31
FIGURA 20. INVERSOR NPC CONECTADO A LA RED	31
FIGURA 21. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA EN $\alpha\beta$	32
FIGURA 22. DIAGRAMA DE BLOQUES DE CONTROL EN $\alpha\beta$	33
FIGURA 23. CORRIENTE DE REFERENCIA Y CORRIENTE DE SALIDA DEL INVERSOR	34
FIGURA 24. CORRIENTE DE LÍNEA Y TENSIÓN DE FASE DE LA RED	34
FIGURA 25. TENSIÓN DE LOS CONDENSADORES	35
FIGURA 26. TENSIONES DE LOS CONDENSADORES Y CORRIENTES DE REFERENCIA Y GENERADA EN A-B	35
FIGURA 27. DIAGRAMA DE CONTROL DE TENSIÓN EN CONDENSADORES	36
FIGURA 28. TENSIÓN DE LOS CONDESADORES CON EL ESQUEMA DE CONTROL	36
FIGURA 29. TENSIONES DE LOS CONDENSADORES Y CORRIENTES DE REFERENCIA Y GENERADA CON BUCLE DE CONTROL	37
FIGURA 30. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROL DE CORRIENTE EN EL MARCO DQ	38
FIGURA 31. LAZO DE SEGUIMIENTO EN EL MARCO DE REFERENCIA SÍNCRONO (SRF-PLL)	40
FIGURA 32. MODELO LINEALIZADO DE SRF-PLL	40
FIGURA 33. CORRIENTE DE REFERENCIA Y CORRIENTE DE LÍNEA EN EL MARCO dq	41
FIGURA 34. TENSIÓN DE LOS CONDENSADORES DEL LADO DE DC	41
FIGURA 35. TENSIÓN EN LOS CONDENSADORES CON EL LAZO DE CONTROL	42
FIGURA 36. TENSIÓN Y CORRIENTE DE LA FASE A	42
FIGURA 37. MODULACIÓN VECTORIAL EN EL MARCO $\alpha\beta$	43
FIGURA 38. PROYECCIÓN $\alpha\beta$ SOBRE GH	44
FIGURA 39. TENSIÓN EN LOS CONDENSADORES	46
FIGURA 40. TENSIÓN EN LOS CONDENSADORES	46
FIGURA 41. CORRIENTE DE REFERENCIA Y CORRIENTE GENERADA	47
FIGURA 42. CORRIENTE DE LÍNEA Y TENSIÓN DE LA FASE A	47
FIGURA 43. TENSIÓN EN LOS CONDENSADORES	48
FIGURA 44. DIAGRAMA DE CONTROL DE INVERSOR EN MARCO dq	48
FIGURA 45. CORRIENTE DE REFERENCIA Y CORRIENTE DE SALIDA EN EL MARCO DQ	49
FIGURA 46. CORRIENTE DE LÍNEA Y TENSIÓN DE LA FASE A	49
FIGURA 47. TENSIÓN EN LOS CONDENSADORES	50

FIGURA 48. RED TRIFÁSICA DE TRES HILOS	51
FIGURA 49. SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO A LA RED	52
FIGURA 50. DIAGRAMA DE CONTROL DEL BUS DE DC	54
FIGURA 51. SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO A LA RED	54
FIGURA 52. ARREGLO DE PANELES SOLARES PARA SIMULACIÓN EN PSIM	55
FIGURA 53. DIAGRAMA DE CONTROL CASO DE ESTUDIO 1	57
FIGURA 54. DIAGRAMA DE CONTROL CASO DE ESTUDIO 2	58
FIGURA 55. DIAGRAMA DE CONTROL CASO DE ESTUDIO 3	59
FIGURA 56. DIAGRAMA DE CONTROL CASO DE ESTUDIO 4	60
FIGURA 57. IRRADIANCIA DE ENTRADA AL SISTEMA FOTOVOLTAICO	61
FIGURA 58. POTENCIA DEL PANEL SOLAR Y CICLO DE TRABAJO CONVERTIDOR DC/DC	62
FIGURA 59. TENSIÓN DEL BUS DE DC, REFERENCIA Y VALOR MEDIDO	62
FIGURA 60. CORRIENTES DE LÍNEA Y DE REFERENCIA EN EL MARCO ESTACIONARIO	63
FIGURA 61. TENSIÓN EN CONDENSADORES C1 Y C2	63
FIGURA 62. CORRIENTE DE LÍNEA DE LA FASE A Y TENSIÓN DE FASE A DE RED	64
FIGURA 63. POTENCIA DEL PANEL FOTOVOLTAICO Y POTENCIA INYECTADA A LA RED	65
FIGURA 64. POTENCIA DEL PANEL SOLAR Y CICLO DE TRABAJO CONVERTIDOR DC/DC	66
FIGURA 65. TENSIÓN DEL BUS DE DC, REFERENCIA Y VALOR MEDIDO	66
FIGURA 66. CORRIENTES DE LÍNEA Y DE REFERENCIA EN EL MARCO ESTACIONARIO	67
FIGURA 67. TENSIÓN EN CONDENSADORES C1 Y C2	67
FIGURA 68. CORRIENTE DE LÍNEA DE LA FASE A Y TENSIÓN DE FASE A DE RED	68
FIGURA 69. POTENCIA DEL PANEL FOTOVOLTAICO Y POTENCIA INYECTADA A LA RED	69
FIGURA 70. POTENCIA DEL PANEL SOLAR Y CICLO DE TRABAJO CONVERTIDOR DC/DC	70
FIGURA 71. TENSIÓN DEL BUS DE DC, REFERENCIA Y VALOR MEDIDO	70
FIGURA 72. CORRIENTES DE LÍNEA Y DE REFERENCIA EN EL MARCO SÍNCRONO	71
FIGURA 73. TENSIÓN EN CONDENSADORES C1 Y C2	71
FIGURA 74. CORRIENTE DE LÍNEA DE LA FASE A Y TENSIÓN DE FASE A DE RED	72
FIGURA 75. POTENCIA DEL PANEL FOTOVOLTAICO Y POTENCIA INYECTADA A LA RED	73
FIGURA 76. POTENCIA DEL PANEL SOLAR Y CICLO DE TRABAJO CONVERTIDOR DC/DC	74
FIGURA 77. TENSIÓN DEL BUS DE DC, REFERENCIA Y VALOR MEDIDO	74
FIGURA 78. CORRIENTES DE LÍNEA Y DE REFERENCIA EN EL MARCO SÍNCRONO	75
FIGURA 79. TENSIÓN EN CONDENSADORES C1 Y C2	75
FIGURA 80. CORRIENTE DE LÍNEA DE LA FASE A Y TENSIÓN DE FASE A DE RED	76
FIGURA 81. POTENCIA DEL PANEL FOTOVOLTAICO Y POTENCIA INYECTADA A LA RED	77

LISTA DE TABLAS

TABLA 1. VECTORES DE ESTADO DEL INVERSOR NPC	15
TABLA 2. PARÁMETROS DE SIMULACIÓN DEL SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO A LA RED	56
TABLA 3. PARÁMETROS DE CONTROL DEL SISTEMA CASO DE ESTUDIO 1.....	58
TABLA 4. PARÁMETROS DE CONTROL DEL SISTEMA CASO DE ESTUDIO 2.....	58
TABLA 5. PARÁMETROS DE CONTROL DEL SISTEMA CASO DE ESTUDIO 3.....	59
TABLA 6. PARÁMETROS DE CONTROL DEL SISTEMA CASO DE ESTUDIO 4.....	60

RESUMEN

TÍTULO*: CONTROL DE SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO A LA RED TRIFÁSICA CONSIDERANDO INVERSOR MULTINIVEL CON DIODOS ANCLADOS AL NEUTRO.

AUTOR: FAUSTO OSORIO SILVA**

PALABRAS CLAVES: Transformadas $\alpha\beta$ y dq , inversor multinivel con diodos anclados al neutro, control inversor, sistemas fotovoltaicos, desbalance en los condensadores, corrientes de referencia.

La incorporación de convertidores multinivel en la aplicación de sistemas fotovoltaicos conectados a la red, ha presentado cierto interés, esto debido a las bondades que presenta esta topología en la forma de onda de tensión en su salida. En el presente trabajo de investigación se analiza la operación del inversor NPC aplicado a sistemas fotovoltaicos conectados a la red bajo diferentes estrategias de control y modulación. En este trabajo se presenta el acoplamiento del sistema fotovoltaico completo, que va desde los módulos fotovoltaicos, un convertidor DC/DC para la adecuación de las señales de continua, un inversor NPC trifásico de tres niveles, un filtro de conexión a la red y las estrategias de control. En cuanto a las estrategias de control, se incorporó una técnica de extracción de máxima potencia que controla el convertidor DC/DC, se analizó el control del inversor NPC en diferentes marcos de referencia bajo diferentes técnicas de modulación, a su vez se contemplaron dos estrategias para la generación de las corrientes de referencia, estrategias para el control del desbalance de las tensiones en los condensadores del inversor y algoritmos para la sincronización del sistema con la red.

El comportamiento del sistema es evaluado mediante simulaciones en el software especializado en electrónica de potencia y control PSIM®, mostrando el correcto funcionamiento de los controles empleados para la aplicación de inyección de potencia activa a la red.

* Proyecto de grado de Maestría

** Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas, Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Maestría en Ingeniería Electrónica

Director: MSc. Jaime Guillermo Barrero Pérez

ABSTRACT

TITLE*: GRID TIED PHOTOVOLTAIC SYSTEM CONTROL CONSIDERING NEUTRAL POINT CLAMPED INVERTER

AUTHOR: FAUSTO OSORIO SILVA**

KEYWORDS: $\alpha\beta$ and dq transforms, neutral point clamped inverter, inverter control, photovoltaic systems, voltage balancing, reference currents.

Multilevel converters introduction to grid tied photovoltaics application, have presented a special interest in last decade, this motivated by the major improve in the voltage waveform produced by the converter that have a low harmonic distortion and the increase power that the converter can handled in comparison whit the two-level conventional inverter, this due to the reduction of the semiconductor devises voltage stress to which they are subjected. In this research, implementation of different inverter control strategies and different modulation strategies are presented. Additionally, a complete coupling system is added, incorporating photovoltaics modules, a maximum power extraction stage, controlled by a maximum power point tracker technique, DC/DC bus controller, inverter control in different reference frames and different modulation strategies, current reference generator in both, synchronous reference frame and static reference frame, balancing control strategies for the two capacitors of the inverter topology that ensure a controllability of the entire system, DC bus stabilization for disturbances in power coming from a variation in weather conditions, grid synchronization and power delivered control. Results are presented through simulation with a specialized software in power electronics and control PSIM®, shown the correct behavior of the controllers and modulation strategies used for real power injected into the grid.

* Proyecto de grado de Maestría

** Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas, Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Maestría en Ingeniería Electrónica

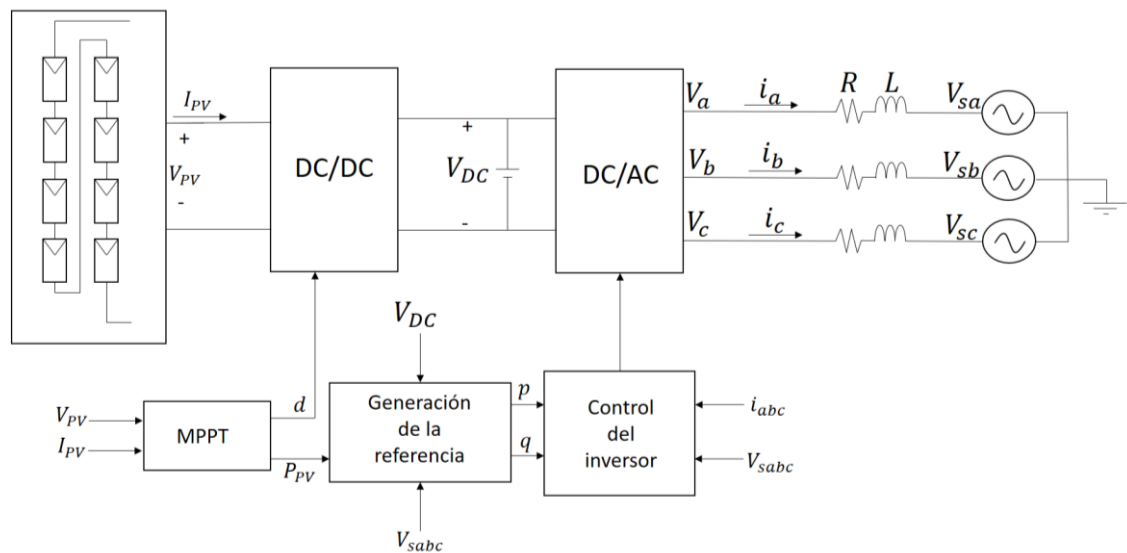
Director: MSc. Jaime Guillermo Barrero Pérez

Introducción

Los sistemas fotovoltaicos conectados a la red son una de las fuentes de energía más prometedoras y de más rápido crecimiento en el mundo. Una razón de este desarrollo sobresaliente, es que los generadores fotovoltaicos han presentado una reducción en el costo de sus módulos y la implementación de estos puede venir acompañada de un incentivo económico o subsidio. Además, se espera que el costo siga disminuyendo en la siguiente década [1].

Los dispositivos semiconductores de potencia juegan un rol fundamental para la conversión de energía de una manera eficiente en este tipo de sistemas. Las funciones de las etapas de conversión de potencia incluyen: un seguidor de máxima potencia, conversión DC/AC y sincronización con la red entre otros. En la Figura 1 se observa una configuración típica de un sistema fotovoltaico conectado a la red.

Figura 1. Esquema simplificado de un sistema fotovoltaico conectado a la red



La adopción de topologías de inversores multinivel en los sistemas fotovoltaicos conectados a la red para la etapa de conversión de potencia de DC/AC ha tenido gran acogida alrededor del mundo por las ventajas que presenta en la calidad de la energía suministrada a la red, presentando constante evolución en la solución de desventajas que presenta la topología como el alto número de dispositivos a controlar cuando se incrementa el número de niveles. Por tal motivo, con el fin de apropiarse de las técnicas utilizadas a nivel mundial y estar a la vanguardia, este proyecto se centra en el control del inversor de diodos anclados al neutro en los marcos de referencia $\alpha\beta$ y dq , con la incorporación del funcionamiento de todo el sistema en la aplicación de sistemas fotovoltaicos conectados a la red.

El texto está organizado en 5 capítulos. El capítulo 1 contiene la introducción y la motivación del trabajo de investigación, así como una descripción del texto y los objetivos general y específicos de este proyecto. El capítulo 2, contienen las bases teóricas utilizadas para el desarrollo del trabajo. El capítulo 3, está compuesto por la aplicación de la teoría en la aplicación del control del sistema fotovoltaico conectado a la red que va desde el modelado del panel fotovoltaico, hasta presentar

cuatro casos de estudio, dos de ellos controlados en el marco $\alpha\beta$ y los otros dos en el marco dq . El capítulo 4 presenta los resultados de simulación de los cuatro casos de estudio definidos en el capítulo anterior y el capítulo 5 las conclusiones del presente trabajo de investigación.

1.1 Objetivo General

- Simular un sistema fotovoltaico conectado a la red considerando la topología de inversor trifásico multinivel con diodos anclados al neutro de tres niveles, controlado bajo diferentes técnicas de modulación.

1.2 Objetivos específicos

- Modelar el generador fotovoltaico, el convertidor DC/DC elevador y el inversor de potencia trifásico multinivel con diodos anclados al neutro.
- Simular el sistema de control del generador fotovoltaico conectado a la red compuesto de los siguientes lazos: sistema de seguimiento del punto de máxima potencia bajo la estrategia de Perturbar y Observar clásica (P&O), control de la tensión de los condensadores del lado de continua, generación de la señal de referencia y control del inversor de potencia bajo diferentes técnicas de modulación.
- Evaluar el funcionamiento del sistema fotovoltaico bajo las diferentes estrategias de control consideradas.

2. Marco Teórico

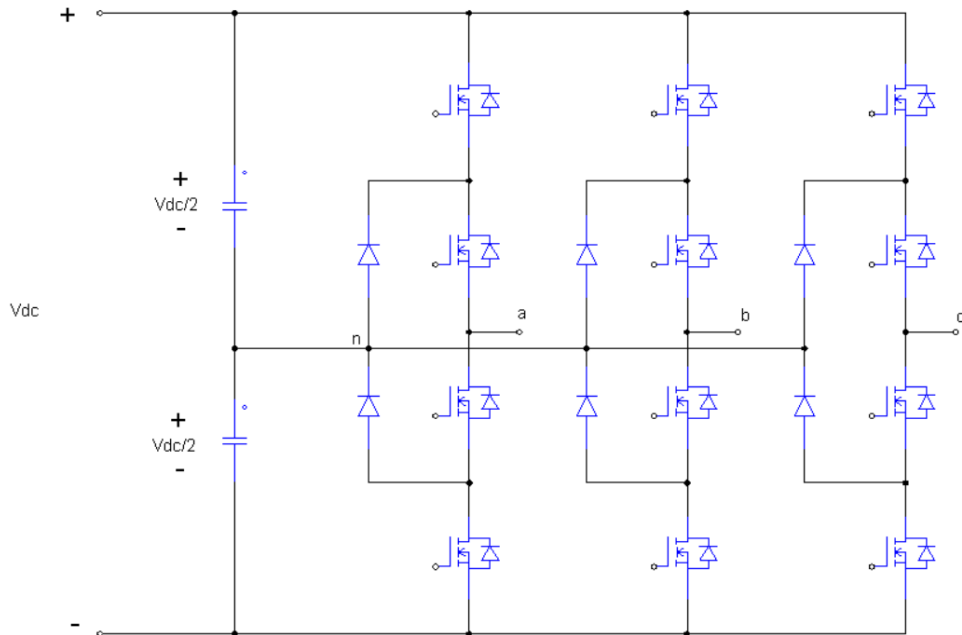
Las bases teóricas son expuestas en el presente capítulo con el fin de incluir estos conceptos en el desarrollo del proyecto tales como formas de modulación, modelos matemáticos y funciones que pertenecen a los marcos de referencia seleccionados para el control del sistema.

2.1 Inversor Multinivel con Diodos Anclados al Neutro (*Neutral Point Clamped-NPC*)

La topología del inversor multinivel NPC hace su aparición en 1981 [2], la cual mostró grandes ventajas en comparación con el inversor convencional de dos niveles tales como: menor distorsión de tensión de salida en AC, reducción en dv/dt , reducción en el desgaste de los dispositivos semiconductores y menores tensiones en modo común, entre otras [3].

En la Figura 2 se muestra la configuración NPC de tres niveles, la cual consiste básicamente en dos inversores de dos niveles conectados uno tras de otro, con algunas modificaciones. El terminal negativo del inversor superior y el terminal positivo del inversor inferior, están conectados para formar la fase de salida, mientras que las salidas del inversor original, están conectados o anclados al neutro mediante diodos, dividiendo la tensión de entrada en dos, con lo cual, se adiciona el nivel de cero voltios a la salida, obteniendo así, tres niveles de tensión de salida diferentes por fase [3].

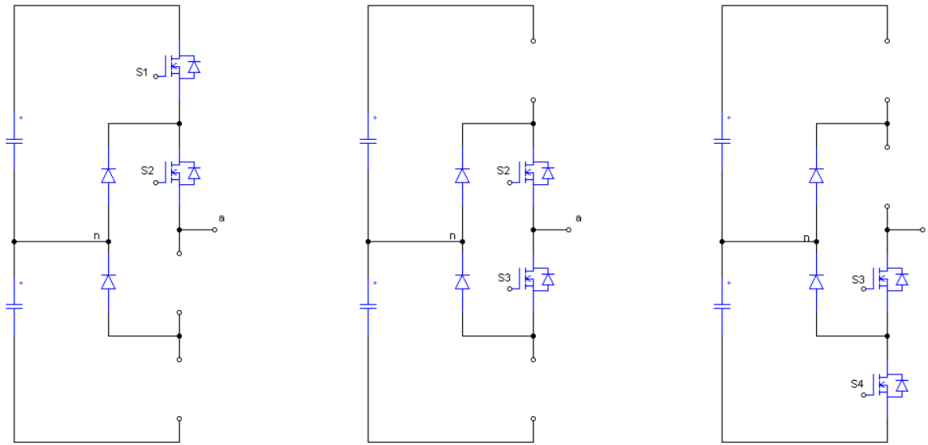
Figura 2. Inversor NPC



El estado de conmutación de un convertidor, es determinado por un conjunto de señales utilizadas para controlar cada transistor, modificando el estado de conducción y la forma en que la carga es conectada a diferentes nodos del lado de DC.

En la Figura 3, se muestran tres estados de conmutación diferentes para la rama de la **fase a**, estableciendo la conexión del terminal de la fase, a los valores de tensión $+V_{dc}/2$, 0 y $-V_{dc}/2$.

Figura 3. Estados de conducción rama a



Por cada fase son posibles estas combinaciones de los estados de conmutación, obteniendo 3^3 estados en total.

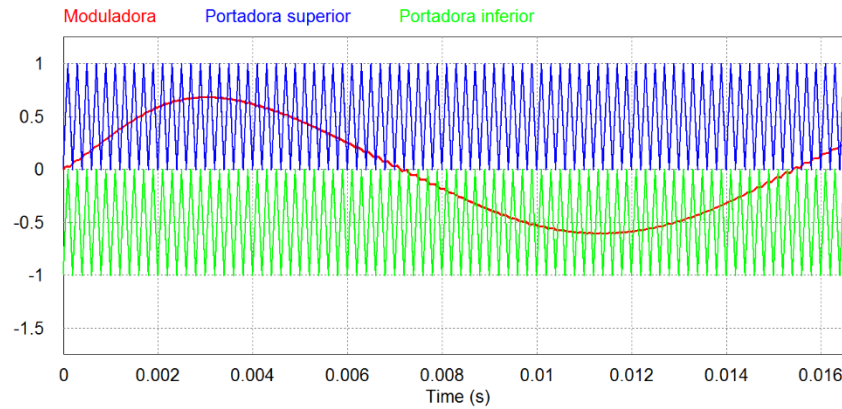
Con el desarrollo de la topología multinivel, aparece el reto de extender las técnicas de modulación convencionales [3]. Por un lado, está la complejidad adicional de tener más dispositivos para controlar y, por otro lado, la posibilidad de tener una ventaja de los grados de libertad extra proporcionados por los estados de conmutación adicionales generados por la topología.

Los métodos de modulación más comunes para el inversor NPC son la modulación PWM (*Pulse Width Modulation*) multiportadora y la modulación por vector de estados (SVM) por sus siglas en inglés (*Space Vector Modulation*) [3].

2.2 Modulación PWM multiportadora de nivel ajustado (*Level Shifted PWM LS-PWM*)

Es la extensión natural de la modulación PWM bipolar para inversores multinivel. La modulación PWM bipolar utiliza una señal portadora que es comparada con la referencia para decidir entre dos tensiones diferentes. Para la configuración NPC de tres niveles, son necesarias dos portadoras, las cuales, son ajustadas en nivel de manera vertical. En la Figura 4 se muestran las señales que componen esta modulación.

Figura 4. Señales portadoras ajustadas en nivel y señal de referencia. Simulación en PSIM



2.3 Modulación por vector de estados (*Space Vector Modulation SVM*)

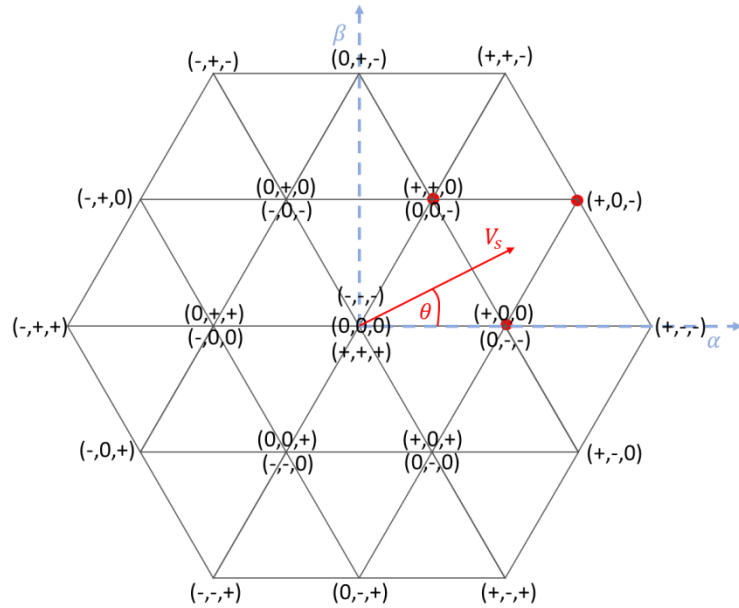
Es también una estrategia PWM, con la diferencia que los tiempos de conmutación son computados basados en la representación trifásica de la tensión referencia en el vector de estados del inversor [3]. La representación del vector de estado V_s^* , combina simultáneamente los valores de las variables trifásicas (V_a, V_b, V_c) y las localiza en un único vector en el plano complejo $\alpha - \beta$, como lo ilustra (1).

$$V_s^* = V_a + a \cdot V_b + a^2 \cdot V_c \quad (1)$$

Donde $a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$

Reemplazando en (1) las salidas de las tensiones de fase del inversor para cada posible estado de conmutación, los vectores de estado son obtenidos [3].

Figura 5. Vectores de estado del inversor NPC y referencia trifásica.



En la Figura 5, se observa la ubicación de los vectores de estado del inversor en el plano α - β , donde +, 0 y - corresponden a $+V_{dc}/2$, 0 y $-V_{dc}/2$, respectivamente. En la Tabla 1, se muestran los vectores de estado del inversor agrupados en vectores pequeños, vectores medianos y vectores grandes.

Tabla 1. Vectores de estado del inversor NPC

Vectores pequeños	(+,0,0) (+,+,0) (0,+,0) (0,+,+) (0,0,+) (+,0,+)	Vectores positivos
	(0,-,-) (0,0,-) (-,0,-) (-,0,0) (-,-,0) (0,-,0)	Vectores negativos
Vectores medianos	(1,0,-1) (0,1,-1) (-1,1,0) (-1,0,1) (0,-1,1) (1,-1,0)	Vectores con conexión al neutro
Vectores grandes	(1,-1,-1) (1,1,-1) (-1,1,-1) (-1,1,1) (-1,-1,1)	Vectores sin conexión al neutro

(1,-1,1)

La configuración NPC de tres niveles tiene 27 combinaciones posibles de estados de conmutación, sin embargo, solo 19 son diferentes, dando como resultado 8 estados repetidos denominados redundantes, los cuales son utilizados con propósitos de control.

Desde el punto de vista de la carga, los vectores redundantes tienen exactamente la misma influencia y la carga no distingue entre uno y otro [3]. Mientras que, desde el punto de vista del inversor, sí hay diferencia entre estos estados, exactamente se ve reflejado en la carga y descarga de los condensadores del lado de DC.

La referencia trifásica también puede ser ubicada en el plano $\alpha\text{-}\beta$ utilizando la misma transformación de la ecuación (1), reemplazando las variables trifásicas de referencia en lugar de las salidas del inversor [3]. Para sistemas balanceados de secuencia positiva sin armónicos, el vector de referencia V_s en el plano $\alpha\text{-}\beta$ es un vector giratorio con la misma amplitud y velocidad angular ω de las variables de referencia en el plano $a\text{-}b\text{-}c$, con posición instantánea con respecto al eje real α dada por $\theta = \omega t$, como se observa en la Figura 5.

El propósito de la modulación vectorial es utilizar la representación de los vectores de estado para modular tres vectores del inversor (V_1, V_2, V_3), de tal manera, que, en un periodo de conmutación (T_s), el promedio de la referencia sea igual a la del inversor, tal como se muestra en (2).

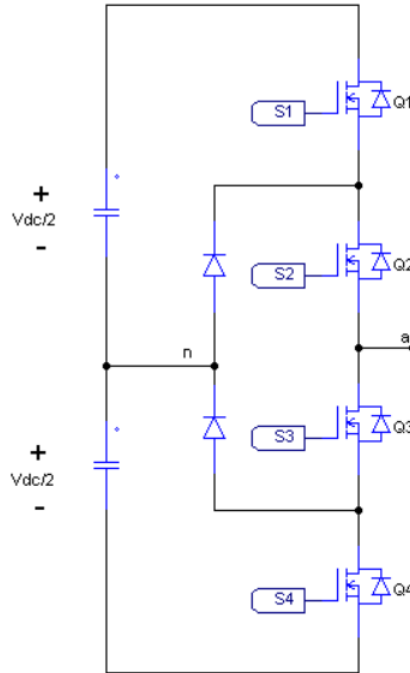
$$V_s = \frac{1}{T_s} (t_1 \cdot V_1 + t_2 \cdot V_2 + t_3 \cdot V_3) \quad (2)$$

Donde $T_s = t_1 + t_2 + t_3$ y V_1, V_2 y V_3 , son los tres vectores más cercanos a la referencia, resaltados en rojo en la Figura 5 para este caso en particular.

2.4 Funciones de conmutación y modelado del inversor NPC

En la Figura 6 se muestra la rama de la **fase a** de la configuración NPC la cual será la base para el análisis del inversor trifásico completo [4].

Figura 6. Rama de la fase a del inversor NPC



Las tensiones son expresadas con referencia al nodo n del lado de DC.

La función de conmutación de un transistor se define como:

$$s(t) = \begin{cases} 1 & \text{estado de conducción} \\ 0 & \text{estado abierto} \end{cases} \quad (3)$$

Los transistores Q1 y Q3 son complementarios, es decir, $S_1 + S_3 = 1$, lo mismo que los transistores Q2 y Q4.

Para generar una tensión positiva en el **terminal a**, se asume que la función de conmutación $S_4 = 0$, lo que significa que $S_2 = 1$. Ahora bien, si $S_1 = 1$ y $S_3 = 0$, entonces $V_a = \frac{V_{dc}}{2}$. De esta manera se obtiene un valor de tensión positivo en el **terminal a**. Si se mantiene $S_4 = 0$ y $S_2 = 1$, y $S_1 = 0$ y $S_3 = 1$, la tensión en el **nodo a** es $V_a = 0$. Lo anterior muestra que el valor promedio positivo, puede ser controlado mediante la función de conmutación S_1 a través de su ciclo de trabajo.

El mismo análisis se presenta para generar una tensión negativa en el nodo de la **fase a**, se asume $S_1 = 0$ que es lo mismo que $S_3 = 1$. Si $S_4 = 1$, $V_a = -\frac{V_{dc}}{2}$ y si $S_2 = 1$, $V_a = 0$, se obtiene así, bajo este comportamiento de las funciones de conmutación, los valores negativo y cero en el nodo de salida de la **fase a**, deduciendo de esta manera, que el valor promedio de tensión negativa puede ser controlado mediante la función de conmutación S_2 .

En la Figura 7 se muestra un esquema de modulación PWM para la configuración NPC y en la Figura 8, la simulación realizada en PSIM.

Figura 7. Esquema de modulación PWM

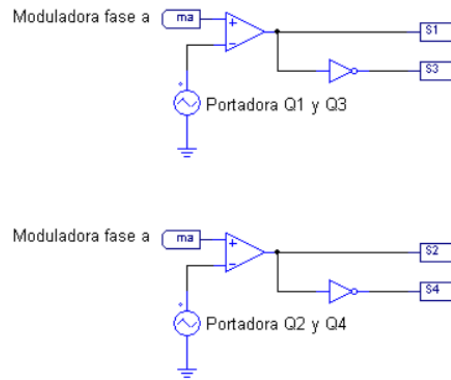
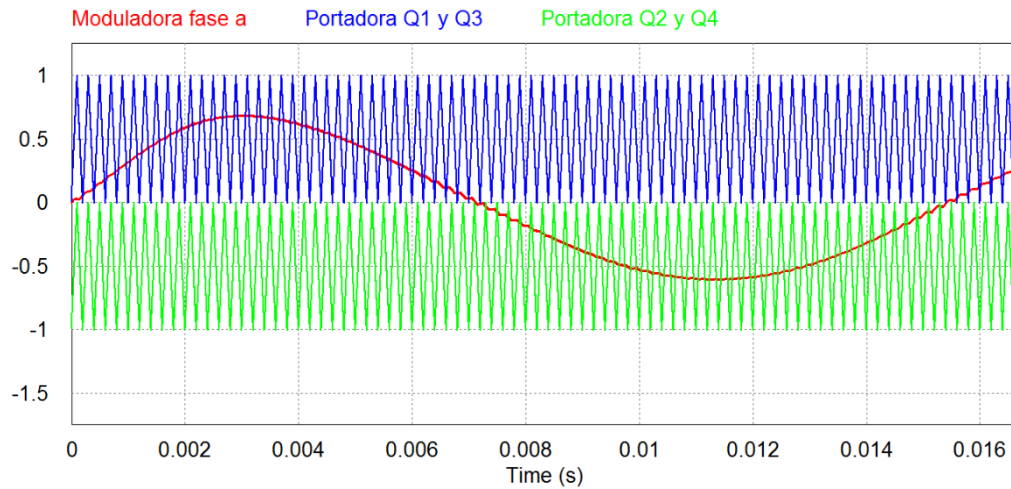


Figura 8. Simulación del esquema de modulación PWM en PSIM



De la Figura 8, cuando la moduladora de la **fase a** (m_a) es positiva, $S_2 = 0$ y $S_4 = 1$, entonces el **nodo a**, puede tomar los valores $\frac{V_{dc}}{2}$ o 0, dependiendo de los estados de S_1 y S_3 . La proporción de un periodo de conmutación en el cual $S_1 = 1$, es proporcional a el valor de m_a . Para un valor grande de m_a , S_1 está en estado de conducción por más tiempo, entonces, V_a es más positivo. Si m_a es una función con una razón de cambio considerablemente menor que la frecuencia de conmutación, el promedio de V_a puede ser aproximado como el producto de m_a por $\frac{V_{dc}}{2}$.

Un análisis similar se realiza para m_a negativa. Cuando esto sucede, $S_1 = 0$ y $S_3 = 1$, y el **terminal a**, toma los valores $-V_{dc}/2$ o 0, dependiendo del estado de conmutación de S_2 y S_4 . Aplicando el operador promedio, en un periodo de conmutación, se obtiene que el valor promedio de V_a es:

$$\bar{V}_a = \frac{V_{dc}}{2} \cdot m_a \quad (4)$$

Realizando el mismo análisis para las ramas de las **fases b y c**, se obtiene:

$$\bar{V}_b = \frac{V_{dc}}{2} \cdot m_b \quad (5)$$

$$\bar{V}_c = \frac{V_{dc}}{2} \cdot m_c \quad (6)$$

Las ecuaciones (4), (5) y (6), representan el modelo matemático promediado del inversor NPC.

2.5 Fasor espacial

Definición fasor espacial [4]

Considere el sistema trifásico balanceado dado en (7)

$$\begin{aligned} f_a &= f \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) \\ f_b &= f \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) \\ f_c &= f \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (7)$$

El fasor espacial se define como:

$$\vec{f} = \frac{2}{3} (e^{j0} \cdot f_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cdot f_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} \cdot f_c) \quad (8)$$

Sustituyendo (7) en (8), el vector fasor espacial queda de la siguiente forma:

$$\vec{f} = f \cdot e^{j(\omega \cdot t + \theta_0)} \quad (9)$$

En donde \vec{f} es un vector que gira en dirección anti horario con velocidad angular ω . El fasor espacial puede ser empleado en sistemas con frecuencia y amplitud variable. Para este caso, la magnitud f y su fase $w \cdot t + \theta_0$ tendrán valores variables.

En contraste con la teoría fasorial convencional, las definiciones de potencia basados en el fasor espacial, son también aplicables a sistemas dinámicos con frecuencia y amplitud variable.

La potencia instantánea real en el dominio del tiempo de un sistema trifásico está dada por:

$$P(t) = V_a(t) \cdot i_a(t) + V_b(t) \cdot i_b(t) + V_c(t) \cdot i_c(t) \quad (10)$$

En donde el sistema puede ser, o no, balanceado. Aplicando el fasor espacial a (10) se obtiene:

$$P(t) = Re \left\{ \frac{3}{2} \vec{V} \cdot \vec{i}^* \right\} \quad (11)$$

Análogamente, las potencias reactiva instantánea y compleja instantánea quedan definidas de la siguiente manera:

$$Q(t) = \text{Im} \left\{ \frac{3}{2} \vec{V} \cdot \vec{I}^* \right\} \quad (12)$$

$$S(t) = P(t) + jQ(t) = \frac{3}{2} \vec{V} \cdot \vec{I}^* \quad (13)$$

Como se puede observar, el fasor espacial es una función compleja del tiempo y para propósitos de control e implementación, es conveniente plasmar el fasor espacial en el plano cartesiano, y así obtener valores reales en el tiempo. A la operación de reflejar el fasor espacial en el plano cartesiano se le conoce en la literatura técnica, como el marco alfa-beta ($\alpha\beta$).

Considerando el fasor espacial (9) el cual se puede descomponer en su parte real e imaginaria

$$\vec{f} = f_\alpha + j \cdot f_\beta \quad (14)$$

Introduciendo (8) en (14) se obtiene

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} C \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (15)$$

Donde

$$C = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (16)$$

La ecuación (15) es la transformación del marco de referencia abc al marco $\alpha\beta$, y su transformación inversa está dada por:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = C^T \cdot \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (17)$$

Al transformar el sistema trifásico al marco $\alpha\beta$, se obtiene la ventaja de reducir los bucles de control de tres, a dos, ya que la información trifásica se encuentra compactada en los ejes $\alpha\beta$.

Para evadir la necesidad de trabajar con señales sinusoidales, se utiliza la transformada dq .

En el marco de referencia dq , las señales de los sistemas trifásicos balanceados sin distorsión armónica, adquieren valores de DC en condiciones de estado estable, lo cual resulta sumamente atractivo para propósitos de control.

La transformación de $\alpha\beta$ a dq se define como:

$$f_d + j \cdot f_q = (f_\alpha + j \cdot f_\beta) * e^{-j \cdot \varepsilon(t)} \quad (18)$$

Introduciendo (9) en (18) se obtiene

$$f_d + j \cdot f_q = f * e^{j(\omega \cdot t + \theta_0 - \varepsilon(t))} \quad (19)$$

Para garantizar valores de DC, $\varepsilon(t)$ debe ser de la forma

$$\varepsilon(t) = \omega \cdot t + \varepsilon_0 \quad (20)$$

Lo cual da como resultado cantidades constantes en el marco dq . Además, si se logra que $\varepsilon_0 = \theta_0$, se obtiene una igualdad en la fase del sistema trifásico, que, a su vez, es la base de los seguidores de fase (Phase Locked Loop *PLL*).

En forma matricial, la transformada de abc a dq está dada por:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (21)$$

Donde

$$T = \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon(t)) & \cos(\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\varepsilon(t)) & -\sin(\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (22)$$

Y su transformación inversa por:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = T^T \cdot \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (23)$$

3. Metodología

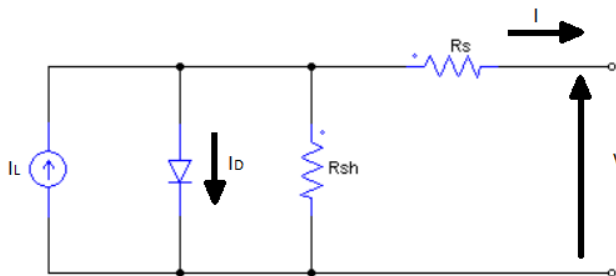
En este capítulo, la teoría es aplicada al control del sistema fotovoltaico conectado a la red iniciando con el modelado del panel solar, pasando por el control de los convertidores de potencia y culminando con las estrategias necesarias para la interconexión de las dos etapas que componen esta configuración.

3.1 Generador fotovoltaico

Un generador fotovoltaico está compuesto por celdas solares individuales, las cuales se interconectan en serie y paralelo para aumentar la potencia de salida. El modelo de circuito más utilizado es el modelo de un diodo el cual se observa en la

Figura 9, denominado modelo de cinco parámetros, el cual debe ser ajustado para así, poder describir el comportamiento del generador fotovoltaico.

Figura 9. Modelo de un diodo



La ecuación que gobierna el comportamiento del modelo se describe en (24).

$$I = I_L - I_s \cdot \left(e^{\frac{V + R_s \cdot I}{n \cdot V_T}} - 1 \right) - \frac{V + R_s \cdot I}{R_{sh}} \quad (24)$$

Donde I_L es la fotocorriente, I_s es la corriente de saturación, n , es el factor idealidad del diodo, R_s es la resistencia en serie, R_{sh} es la resistencia de shunt, V_T (kT/q) es el voltaje térmico, k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura y q es la carga del electrón.

Los parámetros I_L , I_s , n , R_s y R_{sh} , deben ser calculados para la construcción del modelo matemático ya que éstos no son proporcionados por el fabricante [5]. En [6], se presenta una reseña de diferentes métodos de extracción de parámetros.

En [7], proponen un método de obtener los parámetros con la información proporcionada por el fabricante para condiciones diferentes a las condiciones estándar de prueba (*STC*) por sus siglas en inglés. Las ecuaciones para la obtención de los parámetros se obtienen reemplazando los valores de la hoja de datos en los tres puntos proporcionados por el fabricante los cuales son la corriente de cortocircuito, la tensión de circuito abierto y la corriente y tensión en el punto de máxima potencia.

En este proyecto, el ajuste de los parámetros es realizado mediante el módulo solar físico, (Solar Module Physical Model) disponible en el menú de utilidades del software de simulación PSIM, el cual se dará una breve descripción a continuación.

3.2 Solar module physical model

Con esta herramienta, se puede emular el comportamiento de un generador fotovoltaico real, ya que el módulo tiene en cuenta parámetros de la hoja de datos del fabricante además de incorporar la irradiancia y la temperatura ambiente en su modelo.

Las ecuaciones que describen el modelo físico de la celda solar son [8]:

$$I = I_L - I_D - I_{sh} \quad (25)$$

$$I_L = I_{sc0} * \frac{S}{S_0} + C_t * (T - T_{ref}) \quad (26)$$

$$I_D = I_0 * (e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1) \quad (27)$$

$$I_0 = I_{s0} * \left(\frac{T}{T_{ref}}\right)^3 * e^{\frac{qE_g}{Ak} \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T}\right)} \quad (28)$$

$$I_{sh} = \frac{V}{R_{sh}} \quad (29)$$

$$T = T_a + k_s * S \quad (30)$$

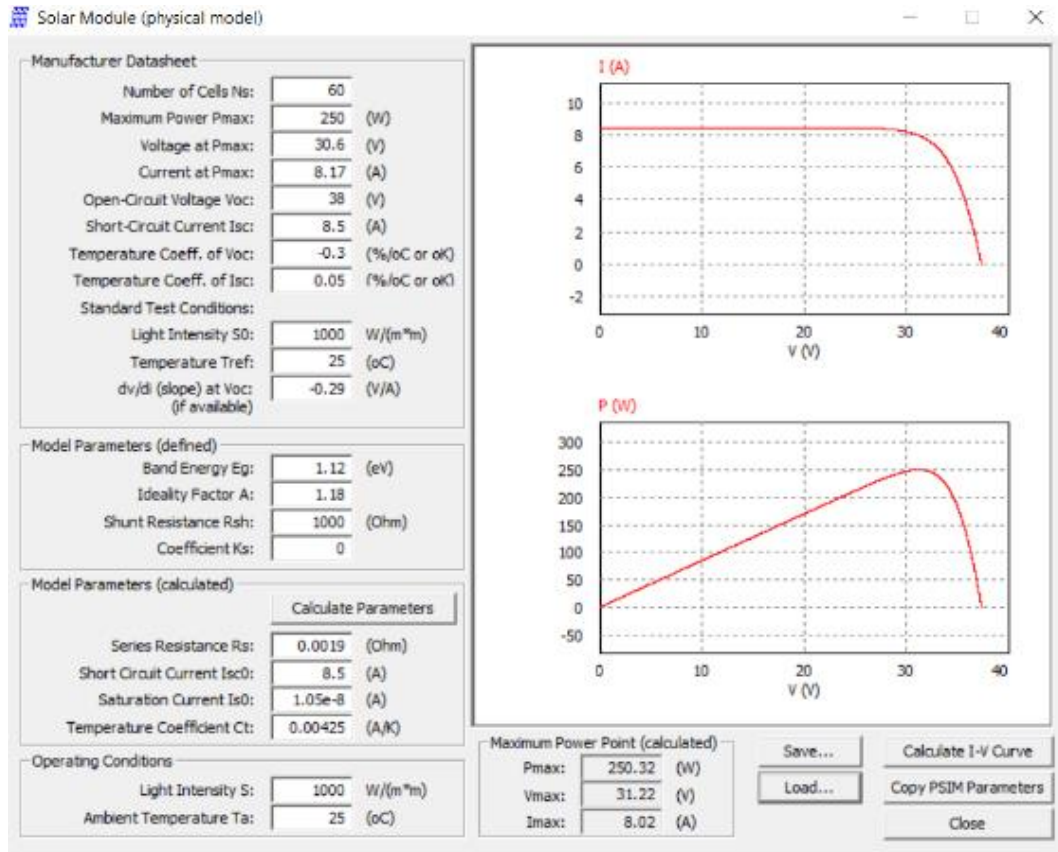
Donde S es la irradiancia en $\left(\frac{W}{m^2}\right)$, T_a es la temperatura ambiente, V_D es la tensión en el diodo.

El módulo solar del modelo físico de la herramienta tiene los siguientes parámetros [8]:

- Número de celdas solares en serie del módulo solar.
- Irradiancia bajo condiciones de prueba estándar en $\left(\frac{W}{m^2}\right)$.
- Temperatura bajo condiciones estándar de prueba en (°C).
- Resistencia en serie de cada celda solar en (Ω).
- Resistencia shunt de cada celda solar en (Ω).
- Corriente de corto circuito del módulo solar a la temperatura de referencia en (A).
- Corriente de saturación de diodo del modelo en (A).
- Banda de energía de cada celda solar en (eV).
- Factor de idealidad de diodo.
- Coeficiente de temperatura en $\left(\frac{A}{K}\right)$.
- Coeficiente que define como la intensidad de la luz afecta la temperatura de la celda solar.

En la Figura 10, se muestra la ventana correspondiente a la herramienta de ayuda de PSIM para el modelado del módulo solar.

Figura 10. Herramienta de modelado de módulo solar PSIM



A manera de ejemplo, el módulo solar UP-M250P de Upsolar, es utilizado para ilustrar como se utiliza la herramienta para obtener los parámetros [8].

El proceso involucra los siguientes pasos:

- Ingresar la información de la hoja de datos del fabricante.
- Hacer una suposición inicial de algunos parámetros.
- Obtener las curvas características I-V y P-V.
- Comparar con la hoja de datos y datos experimentales para diferentes condiciones de operación.
- Reajustar parámetros si es necesario.

En la Figura 11, se encuentran las especificaciones eléctricas del módulo.

Figura 11. Características eléctricas del módulo UP-M250P.

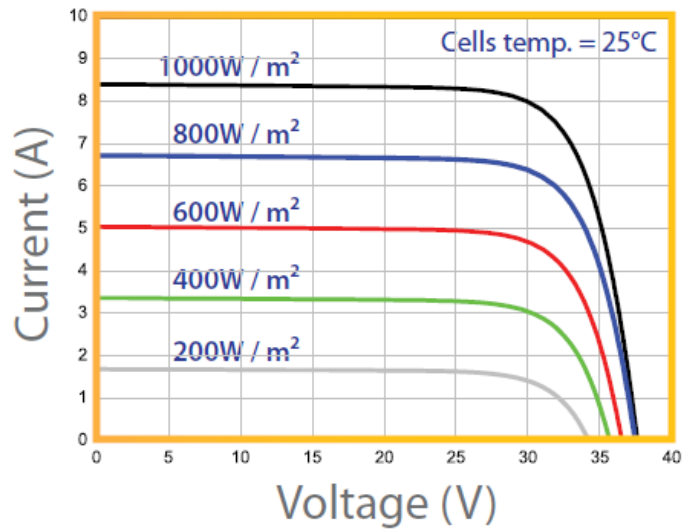
Electrical Characteristics @ STC*	
MODEL	UP-M250P
Max Power Pm (Wp)	250
Max Power Voltage Vm (V)	30.6
Max Power Current Im (A)	8.17
Open-Circuit Voltage Voc (V)	38.0
Short-Circuit Current Isc (A)	8.50
Module Efficiency	15.4%
Maximum System Voltage (V)	
Power Tolerance	
Series Fuse Rating (A)	

*STC: Irradiance 1000 W/m², Module temperature 25°C, AM=1.5

Fuente [9]

Toda la información requerida por la herramienta se encuentra en la Figura 11, excepto por el valor $\frac{dv}{di}$ el cual se extrae de la Figura 12 en un punto muy cercano a la tensión de circuito abierto.

Figura 12. Curvas características I-V a diferentes temperaturas.



Fuente [9].

Leyendo los valores de la Figura 12, el valor aproximado de $\frac{dv}{di}$ es:

$$\frac{dv}{di} = \frac{\Delta V}{\Delta I} = -\frac{0.34}{0.5} = -0.29 \quad (31)$$

Los parámetros E_g , A , R_{sh} y k_s , normalmente no son proporcionados por el fabricante, y se hace necesario comenzar con una buena suposición inicial de éstos.

Un buen valor inicial de la banda de energía E_g es alrededor de 1.12 (eV) para la celda de silicio cristalino y de 2 para el silicio amorfo.

Un buen valor inicial para el factor de idealidad A es de 2 para silicio cristalino y menor a 2 para silicio amorfo.

Un valor apropiado para R_{sh} son varios miles de omhs.

El valor de k_s es desconocido, este coeficiente puede ser 0.

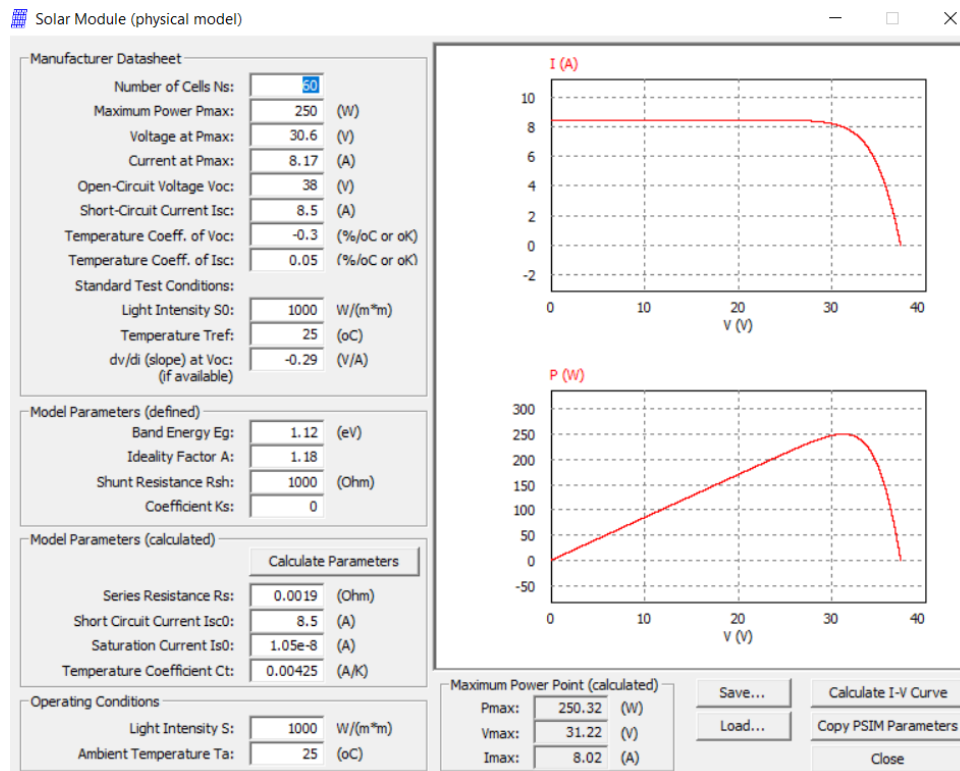
Para este ejemplo, $E_g = 1.12$, $A = 1.18$, $R_{sh} = 1000$ y $k_s = 0$.

Introduciendo la información del fabricante y realizando la suposición inicial de los valores anteriormente mencionados, se procede a calcular los parámetros R_s , I_{sc0} , I_{s0} y C_t haciendo click en el botón "Calculate Parameters", obteniendo los siguientes valores: $R_s = 0.0019$, $I_{sc0} = 8.5$, $I_{s0} = 1.05e-8$ y $C_t = 0.00425$.

Nótese que estos valores son aproximados. Los usuarios de la herramienta pueden mejorar estos parámetros cambiando los valores calculados anteriormente. La manera de ajustarlos se realiza comparando las características de I-V y P-V que la herramienta genera dando click en el botón "Calculate I-V curve", y comparar los resultados con la hoja de datos del fabricante.

En la Figura 13, se observa los parámetros del módulo solar ajustado por la herramienta.

Figura 13. Ajuste del módulo solar UP-M250P



Para modelar módulos en serie, por ejemplo, dos módulos, los parámetros del módulo combinado son los mismos, excepto que el número de celdas en serie es dos veces la de un módulo solar y para modelar módulos en paralelo, se realizan los siguientes cambios en los parámetros:

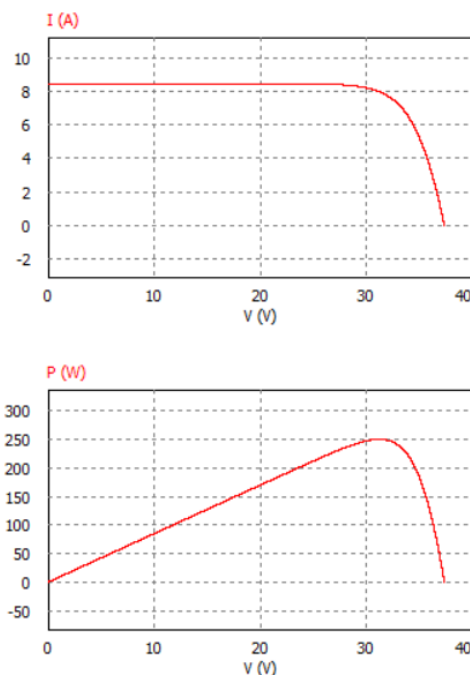
- Potencia máxima, $P_{mx} * 2$
- Corriente a $P_{mx} * 2$
- Corriente de corto circuito $I_{sc} * 2$
- $\frac{dv}{di} * 0.5$
- $R_s * 0.5$
- Corriente de cortocircuito a temperatura de referencia $I_{sc0} * 2$
- Corriente de saturación $I_{s0} * 2$
- Coeficiente de temperatura $C_t * 2$

Siguiendo los pasos anteriores, con la herramienta de ayuda de modelado de los módulos solares, se obtienen los parámetros para el módulo solar de simulación utilizado en este proyecto.

3.3 Seguidor del punto de máxima potencia (MPPT)

En la Figura 14 se observan las curvas características de corriente-tensión (I-V), imagen superior y potencia-tensión (P-V), imagen inferior, de un módulo fotovoltaico bajo condiciones de no sombreado, la cual tiene un máximo valor denominado punto de máxima potencia el cual es único bajo condiciones constantes de irradiancia y temperatura.

Figura 14. Curvas características I-V y P-V



Las curvas de la Figura 14 son las obtenidas para el módulo solar UP-M250P de Up Solar.

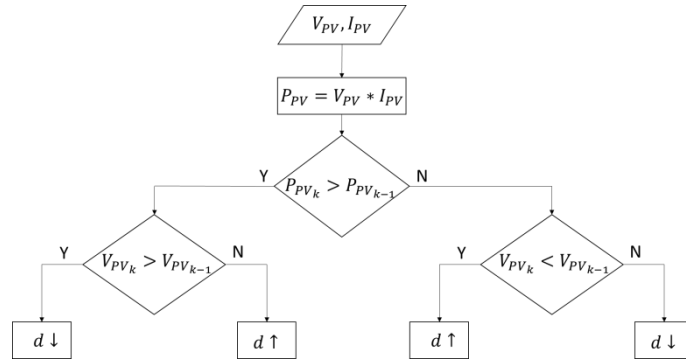
En la literatura se encuentran diferentes técnicas y algoritmos para extraer la máxima potencia de un panel fotovoltaico. En [10], hacen una reseña de los métodos más utilizados para este propósito, los cuales son:

- Perturb and observe (P&O)
- Hill Climbing

- Incremental conductance
- Fuzzy logic control
- Neural network
- Ripple correlation control
- Sliding mode control

En este proyecto se implementó la técnica de seguimiento del punto de máxima potencia de perturbar y observar. En la Figura 15 se muestra el diagrama de flujo de esta técnica.

Figura 15. Diagrama de flujo P&O.

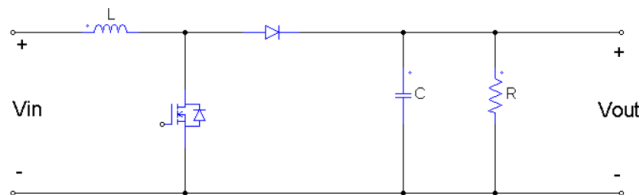


El algoritmo requiere la adquisición de los valores de tensión (V) y corriente (I) para calcular la potencia (P), realizar la comparación de la potencia actual y la anterior, comparar el valor de tensión actual con el anterior y tomar la decisión de incrementar o disminuir la tensión de salida.

3.4 Convertidor elevador DC/DC

El convertidor elevador es el mecanismo que plasma el algoritmo de perturbar y observar para mantener el panel fotovoltaico en el punto de máxima potencia. La manera de realizarlo, es modificando el ciclo de trabajo del transistor. En la Figura 16 se muestra el esquema de la configuración DC/DC elevador.

Figura 16. Convertidor DC/DC elevador



Ejemplo 1

Como primer ejemplo, se implementó el algoritmo de perturbar y observar para modificar el ciclo de trabajo del convertidor elevador DC/DC, para controlar la potencia entregada por el módulo fotovoltaico.

La frecuencia de conmutación del transistor es de 14 kHz. Para ilustrar el comportamiento del algoritmo, la potencia será entregada a una carga resistiva, tomando tres valores de resistencia

diferentes, para este caso, de 20, 50 y 100 Ω . La potencia debe ser la máxima para los tres casos. Además, el módulo fotovoltaico se expone a cambios de la forma de escalón en la irradiancia, lo cual lleva a cambios en la potencia entregada por el módulo.

Figura 17. Potencia y ciclo de trabajo para carga R de 20 Ω

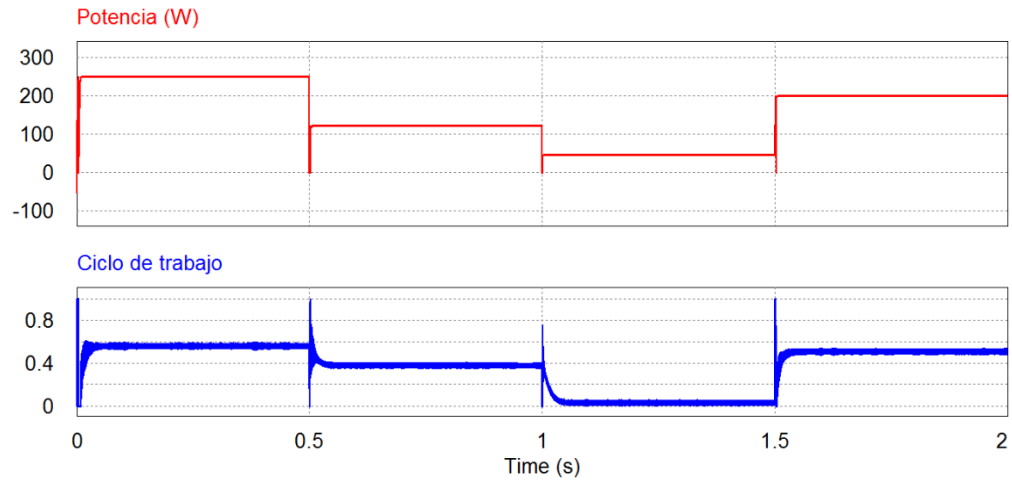


Figura 18. Potencia y ciclo de trabajo para carga R de 50 Ω

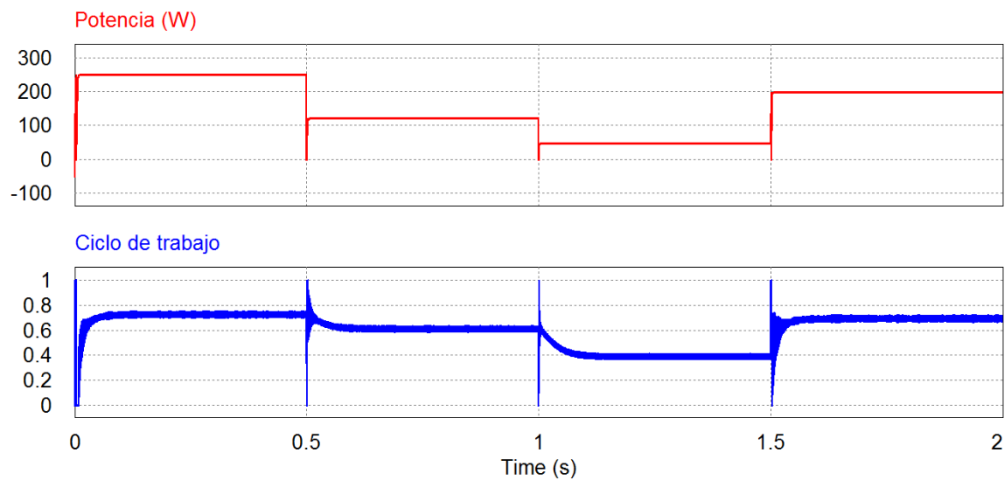
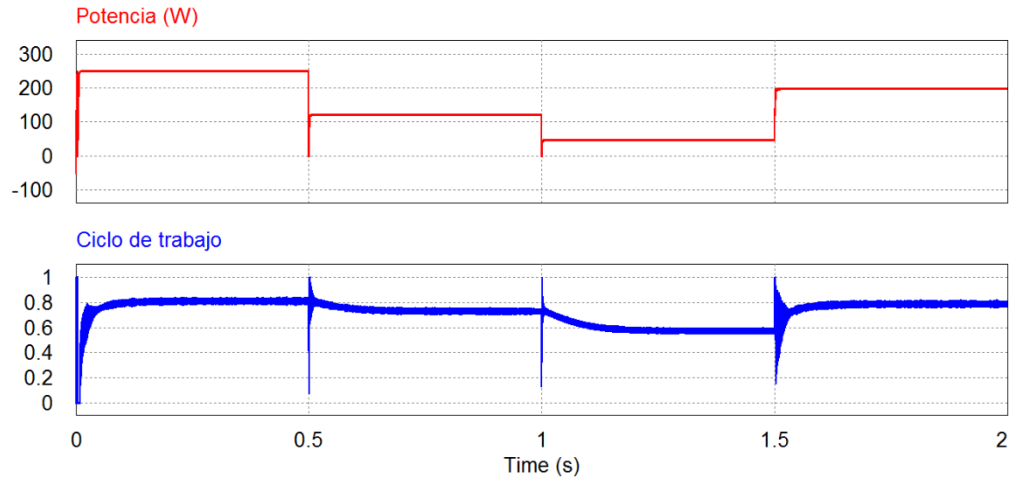


Figura 19. Potencia y ciclo de trabajo para carga R de 100Ω

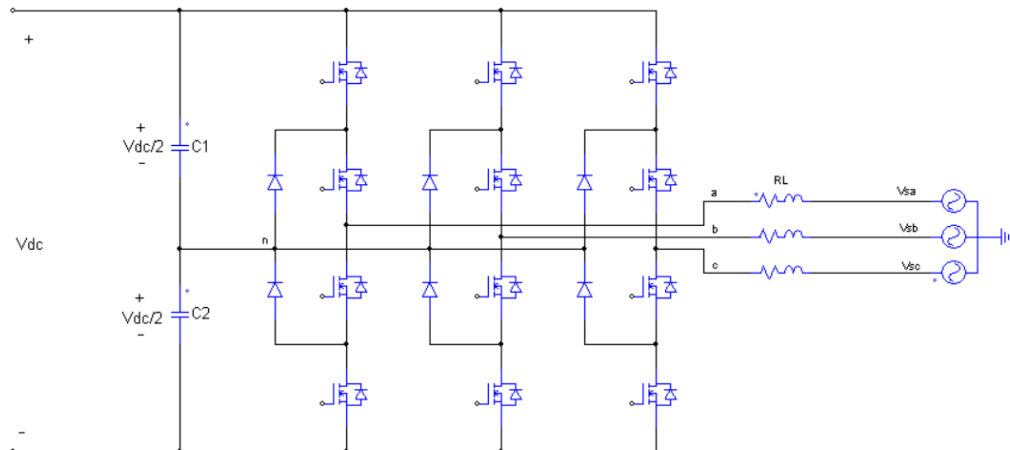


En las figuras 18, 19 y 20, se observa el comportamiento del algoritmo para diferentes cargas y diferentes valores de irradiancia, donde se observa el fenómeno reportado en la literatura de este algoritmo que es su oscilación en el punto de máxima potencia. Nótese que, para cambios abruptos en la irradiancia, el algoritmo necesita de un tiempo transitorio para alcanzar el nuevo punto de máxima potencia. La potencia entregada no depende de la carga como se observa en las figuras y se puede apreciar un buen comportamiento del algoritmo.

3.5 Control $\alpha\beta$ del inversor multinivel NPC interconectado con la red a través de filtro LR con modulación LS-PWM

En la Figura 20 se observa el inverso NPC conectado a la red.

Figura 20. Inversor NPC conectado a la red



Las ecuaciones del sistema son referenciadas al nodo n de la configuración

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = V_a - V_{sa} - V_n \quad (32)$$

$$L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = V_b - V_{sb} - V_n \quad (33)$$

$$L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = V_c - V_{sc} - V_n \quad (34)$$

Reemplazando las tensiones en el terminal de salida del inversor por su valor promediado

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = m_a(t) \frac{V_{dc}}{2} - V_{sa} - V_n \quad (35)$$

$$L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = m_b(t) \frac{V_{dc}}{2} - V_{sb} - V_n \quad (36)$$

$$L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = m_c(t) \frac{V_{dc}}{2} - V_{sc} - V_n \quad (37)$$

Transformando el sistema al marco $\alpha\beta$ utilizando (15)

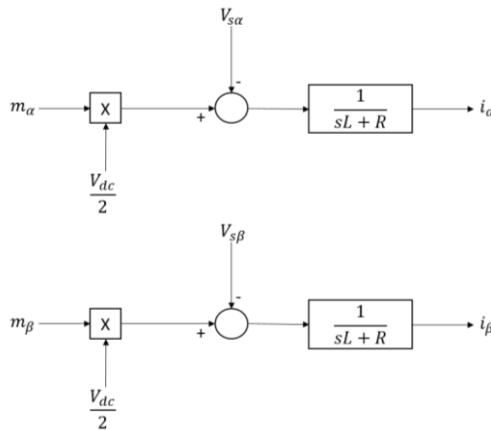
$$L \frac{di_\alpha}{dt} + Ri_\alpha = m_\alpha \frac{V_{dc}}{2} - V_{s\alpha} \quad (38)$$

$$L \frac{di_\beta}{dt} + Ri_\beta = m_\beta \frac{V_{dc}}{2} - V_{s\beta} \quad (39)$$

Obteniendo un sistema desacoplado entre los ejes α y β .

El diagrama de bloques de (38) (39) se muestra en la Figura 21.

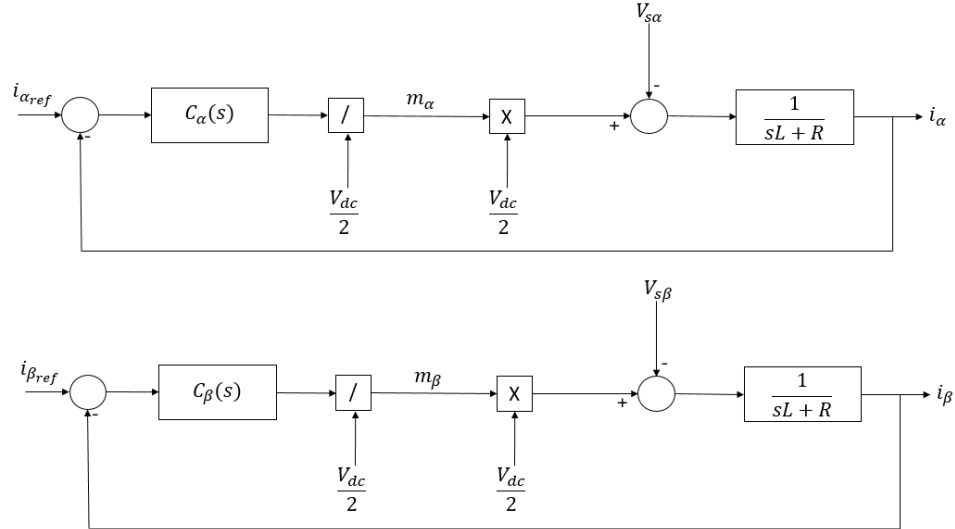
Figura 21. Diagrama de bloques del sistema en $\alpha\beta$



De la Figura 21 se puede observar que, mediante la corriente, se puede controlar el inversor. Este tipo de control es el más utilizado en los sistemas de inyección de potencia a la red [4].

El esquema de control se muestra en la Figura 22 [4].

Figura 22. Diagrama de bloques de control en $\alpha\beta$



Los controladores $C_\alpha(s)$ y $C_\beta(s)$ pueden ser iguales, y deben cumplir con el requisito de seguir referencias sinusoidales debido a la naturaleza de las señales en el marco $\alpha\beta$. En [11], se describe el “*internal model principle*” el cual es un controlador proporcional resonante, que presenta un comportamiento similar al controlador PI en el caso de señales de DC pero para señales sinusoidales, mostrando la misma ventaja en el caso de PI en el ajuste, ya que solo son dos los parámetros necesarios para modelar el controlador el cual es de la siguiente forma:

$$C_\alpha(s) = C_\beta(s) = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (40)$$

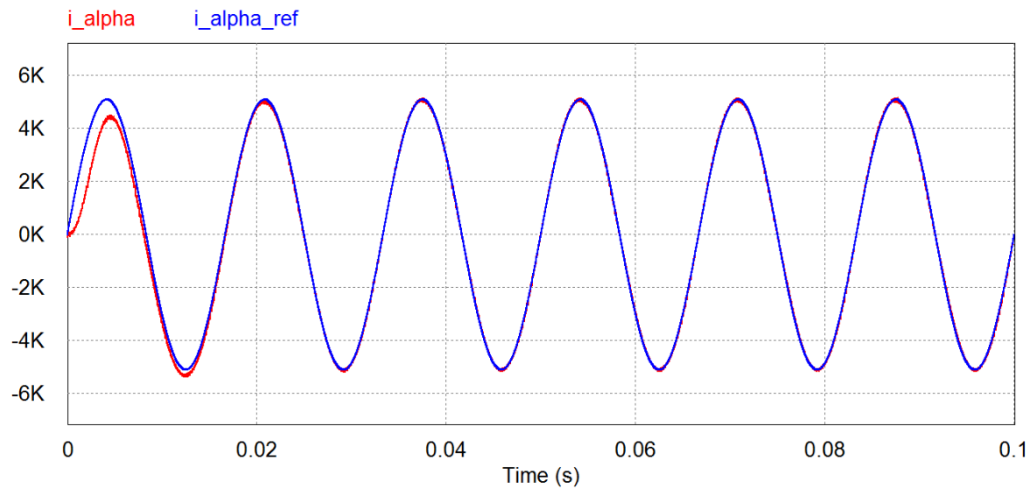
El ajuste de los parámetros se realiza seleccionando una ganancia proporcional, tal que, el controlador sea estable y de una respuesta transitoria satisfactoria, y la constante resonante, debe dar el comportamiento en estado estable deseado mediante la magnitud y fase, sin hacer el margen de fase muy pequeño [11].

Ejemplo 2

Se quiere entregar 3 MW a la red eléctrica de 60 Hz y tensión rms de línea de 480 V a través de un filtro RL con $R = 0.75 \text{ m}\Omega$ y $L = 100\mu\text{H}$, con un valor de tensión de DC de 1450 V utilizando la configuración de inversor multinivel NPC [4].

Implementando el esquema de control de la Figura 22, los parámetros de las constantes k_p y k_i son 0.1 y 53 respectivamente, obteniendo un margen de fase de 89° , el cual es suficientemente grande para cumplir con el requisito de diseño.

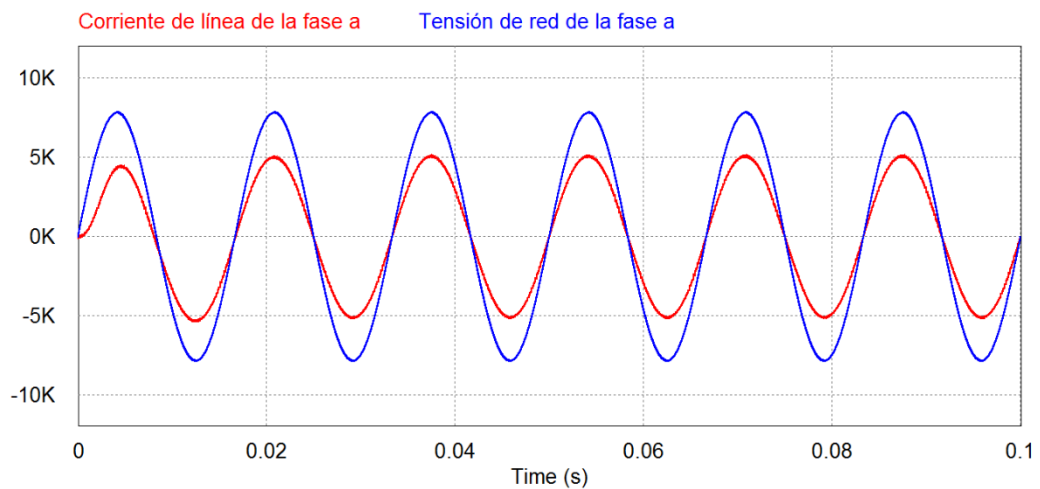
Figura 23. Corriente de referencia y corriente de salida del inversor



En la Figura 23 se observa el comportamiento del controlador en su tarea de seguir la corriente de referencia (en azul) para inyectar la potencia deseada a la red.

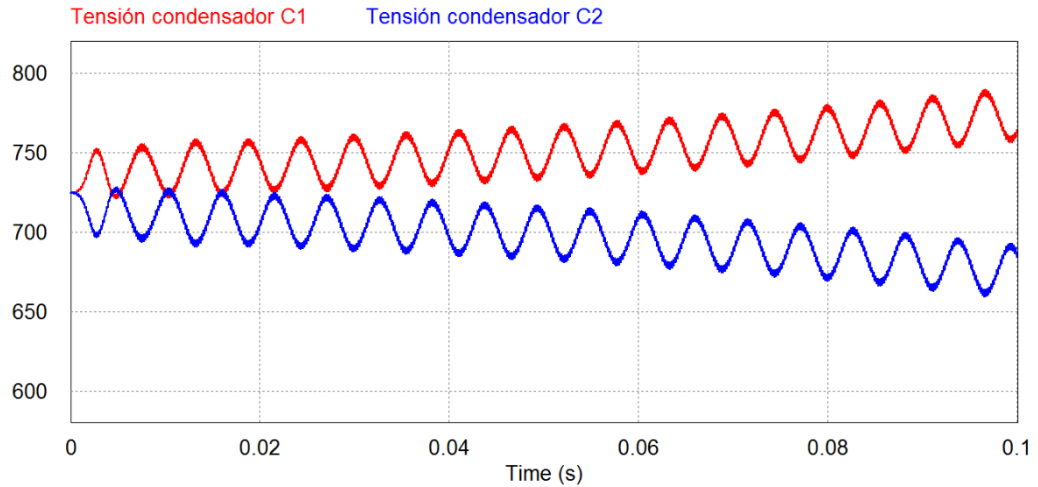
En la Figura 24 se observa la corriente de línea y la tensión de la **fase a** de la red. La tensión de fase ha sido escalada en magnitud para una mejor vista.

Figura 24. Corriente de línea y tensión de fase de la red



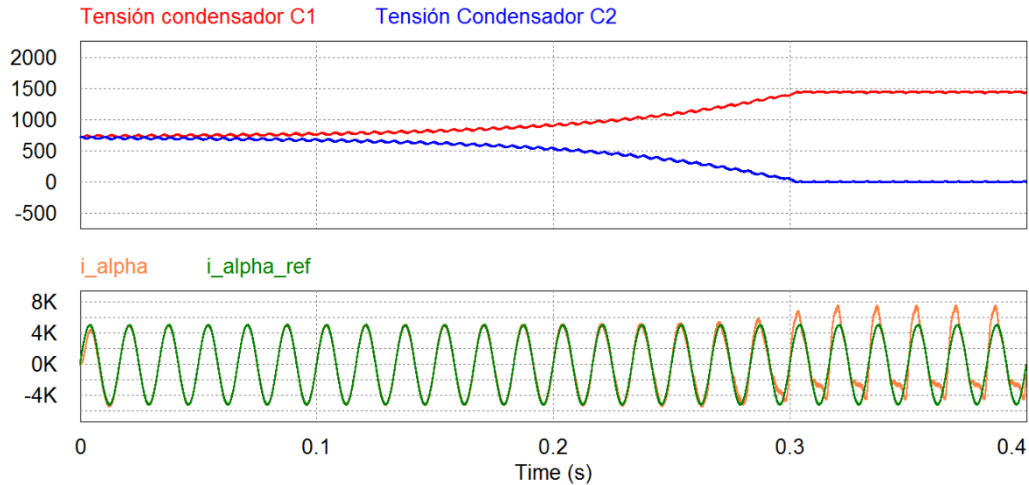
El inconveniente más resaltado de la topología NPC se ilustra en la Figura 25.

Figura 25. Tensión de los condensadores



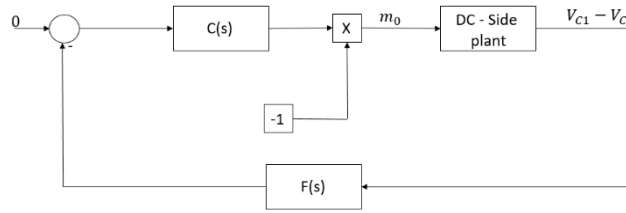
El desbalance de los condensadores es un problema intrínseco de la topología el cual debe ser tratado con mucho cuidado, ya que, si no se tiene en cuenta este fenómeno, el sistema dejara de funcionar adecuadamente como se ilustra en la Figura 26.

Figura 26. Tensiones de los condensadores y corrientes de referencia y generada en α - β



En [4], se desarrolla un esquema de control para el balance de tensión el cual se muestra en la Figura 27, el cual consiste en adquirir la diferencia de tensión de los condensadores, realizar un proceso de filtrado que permite eliminar la componente de triple frecuencia generada en el punto neutro de la configuración para obtener el valor de continua de la diferencia y mediante un bucle cerrado de control con referencia de cero voltios, controlar la tensión de los condensadores.

Figura 27. Diagrama de control de tensión en condensadores



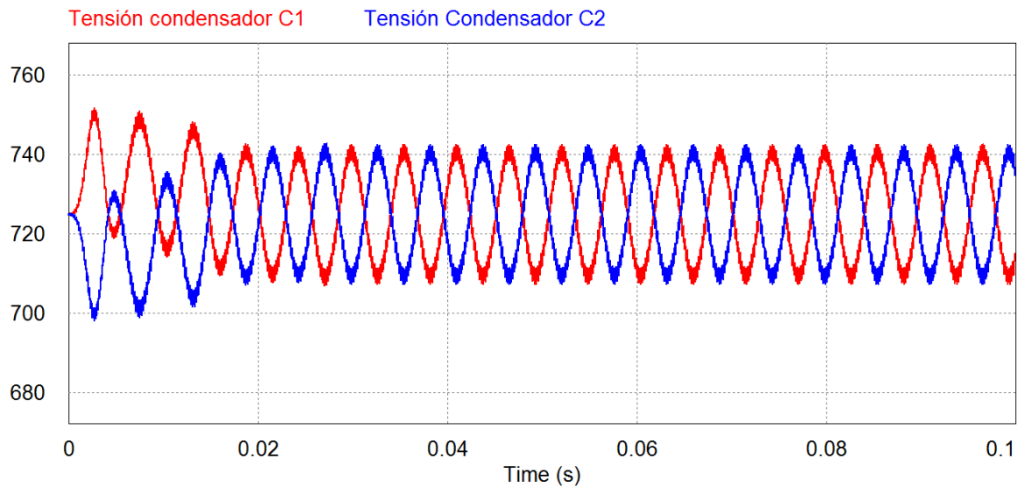
$F(s)$ es un filtro pasa bajos que rechaza la frecuencia triple el cual posee un par de polos conjugados en el eje imaginario a la triple frecuencia de la red. La ecuación que describe el filtro está dada por:

$$F(s) = \frac{s^2 + (3\omega)^2}{(s + 3\omega)^2} \quad (41)$$

La señal m_0 , se adiciona a cada una de las señales moduladoras m_a , m_b , y m_c como offset. Es de resaltar, que, m_0 es considerablemente más pequeña que las señales moduladoras, lo cual hace necesario un módulo de saturación para m_0 .

En la Figura 28 se muestra el comportamiento del inversor con la inclusión del esquema de control para el balance de los condensadores.

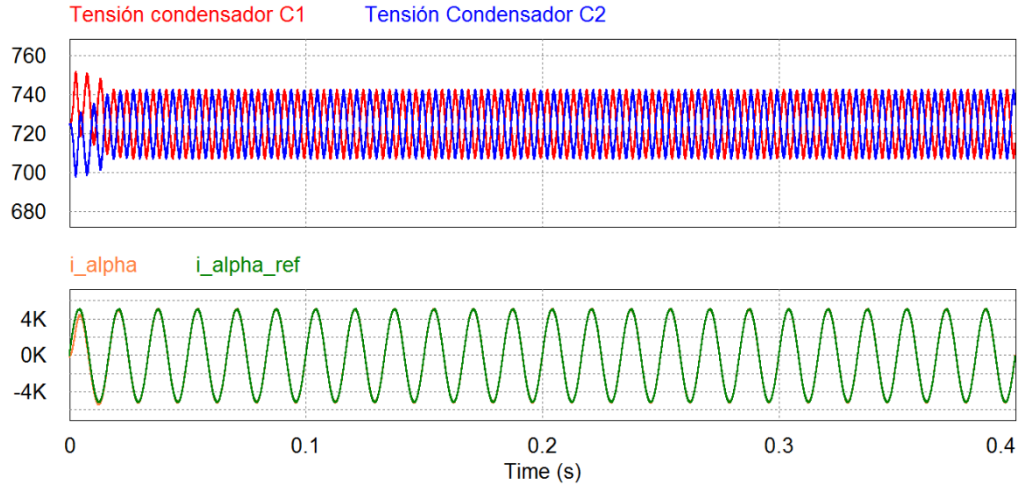
Figura 28. Tensión de los condensadores con el esquema de control



Como se puede observar, el balance de los condensadores con la inclusión del bucle de control de la Figura 27 desempeña un comportamiento satisfactorio.

En la Figura 28 se observan las señales de la Figura 26 con el esquema de control con el fin de ilustrar el correcto funcionamiento del inversor incluyendo el bucle de control.

Figura 29. Tensiones de los condensadores y corrientes de referencia y generada con bucle de control



3.6 Control dq del inversor multinivel NPC interconectado con la red a través de filtro RL con modulación LS-PWM

En la Figura 20 se muestra el inversor interconectado con la red. Las ecuaciones del sistema (35), (36) y (37) son referenciadas al nodo n de la configuración. Transformando el sistema de ecuaciones al marco de referencia dq mediante (21) se obtiene:

$$L \left(\frac{di_d}{dt} \right) + Ri_d = L\omega i_q + m_d \left(\frac{V_{dc}}{2} \right) - V_{sd} \quad (42)$$

$$L \left(\frac{di_q}{dt} \right) + Ri_q = -L\omega i_d + m_q \left(\frac{V_{dc}}{2} \right) - V_{sq} \quad (43)$$

Donde ω es la frecuencia de la red en rad/s.

Debido al acoplamiento de las componentes de corrientes, se hace necesario la implementación de una regla de control que permita el desacoplamiento y realizar control independiente de las corrientes. Las reglas de control se definen como [4]:

$$u_d = m_d \left(\frac{V_{dc}}{2} \right) + L\omega i_q - V_{sd} \quad (44)$$

$$u_q = m_q \left(\frac{V_{dc}}{2} \right) - L\omega i_d - V_{sq} \quad (45)$$

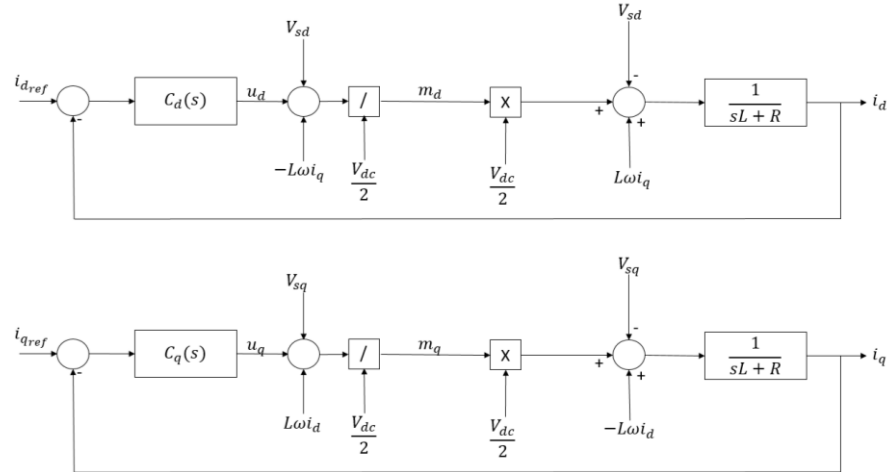
El sistema en el marco de referencia dq queda entonces de la siguiente manera:

$$L \left(\frac{di_d}{dt} \right) + Ri_d = u_d \quad (46)$$

$$L \left(\frac{di_q}{dt} \right) + Ri_q = u_q \quad (47)$$

El cual es un sistema desacoplado de primer orden.
 En la Figura 30 se muestra el esquema de control de corriente en el marco de referencia dq [4].

Figura 30. Diagrama de bloques del control de corriente en el marco dq



Debido a la estructura de control, los controladores del sistema $C_d(s)$ y $C_q(s)$ pueden ser idénticos y, adicionalmente, teniendo en cuenta que las señales en el marco de referencia dq son señales de DC, un simple controlador proporcional integral es suficiente para realizar las acciones de control correspondientes del sistema [4].

$$C_d(s) = C_q(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (48)$$

El diseño del controlador se realiza ajustando el tiempo de asentamiento deseado y con la condición de cancelar el efecto del polo incluido por el filtro de conexión RL para darle ganancia al lazo y obtener mayor velocidad de seguimiento.

La ganancia de lazo del sistema es, por tanto:

$$l(s) = \frac{k_p}{Ls} \left(\frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s + \frac{R}{L}} \right) \quad (49)$$

Cabe resaltar que el polo ubicado en $-\frac{R}{L}$, en general, se encuentra a una frecuencia relativamente baja, y, la magnitud y la fase de la ganancia de lazo, comienzan a decaer a partir de este polo. Para cancelar este efecto, se realiza la cancelación del polo de la siguiente manera:

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R}{L} \quad (50)$$

De modo que, la ganancia de lazo queda de la forma:

$$l(s) = \frac{k_p}{Ls} \quad (51)$$

Y la función de transferencia en lazo cerrado queda de la forma:

$$G(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (52)$$

Donde $\tau_i = \frac{L}{k_p}$, es la constante de tiempo del sistema en lazo cerrado.

La constante de tiempo para este tipo de aplicaciones se selecciona en el rango de 0.5 – 5 ms [4].

Lazo de seguimiento de fase

El control del inversor en el marco de referencia dq , requiere un bucle adicional denominado lazo de seguimiento de fase (PLL) por sus siglas en inglés. La función del PLL es extraer la fase de la red, para estar en sincronismo con el sistema. Uno de los lazos de seguimiento de fase más utilizados en la aplicación de sistemas fotovoltaicos conectados a la red es el lazo cerrado de fase en el marco de referencia síncrono (SRF-PLL) por sus siglas en inglés. En [12], implementan este tipo de sincronismo y se dará una breve descripción a continuación.

Considérese el siguiente sistema trifásico:

$$V_a = V_s \cdot \cos(\theta(t)) \quad (53)$$

$$V_b = V_s \cdot \cos\left(\theta(t) - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (54)$$

$$V_c = V_s \cdot \cos\left(\theta(t) - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (55)$$

Transformando el sistema al marco dq se obtiene:

$$V_d = V_s \cdot \cos(\theta(t) - \varepsilon(t)) \quad (56)$$

$$V_q = V_s \cdot \sin(\theta(t) - \varepsilon(t)) \quad (57)$$

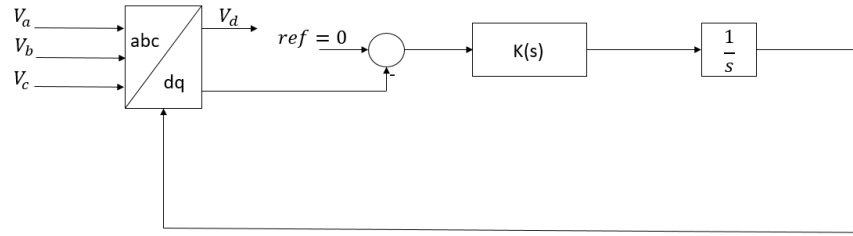
Entonces, si $\theta(t) = \varepsilon(t)$

$$V_d = V_s \quad (58)$$

$$V_q = 0 \quad (59)$$

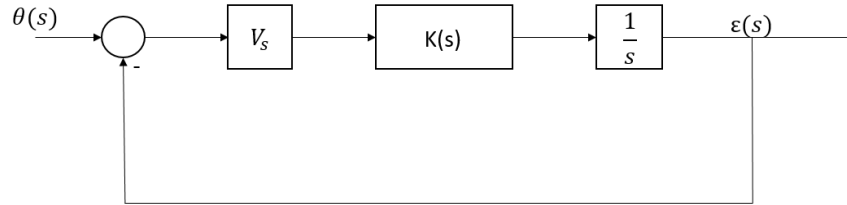
Si se realiza un control sobre V_q , manteniendo su valor en cero, entonces se cumple la condición anteriormente mencionada. El esquema de control se presenta en la Figura 31.

Figura 31. Lazo de seguimiento en el marco de referencia síncrono (SRF-PLL)



El controlador $K(s)$ puede ser representado por un sistema PI ya que en el marco de referencia dq , en estado estable, las señales son en DC, y el ajuste de los parámetros, se obtienen del modelo linealizado del esquema (SRF-PLL).

Figura 32. Modelo linealizado de SRF-PLL



La función de transferencia del modelo linealizado es:

$$\frac{\varepsilon(s)}{\theta(s)} = \frac{V_s * k_p * \left(s + \frac{k_i}{k_p}\right)}{s^2 + V_s * k_p \left(s + \frac{k_i}{k_p}\right)} \quad (60)$$

La función de transferencia tiene la forma de un sistema de segundo orden estándar

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (61)$$

Donde

$$\omega_n = \sqrt{V_s * k_i} \quad (62)$$

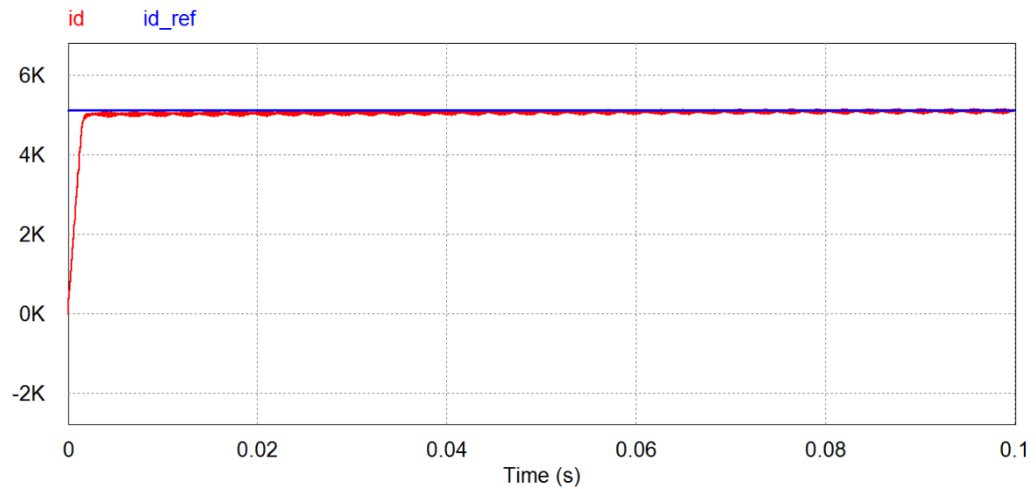
$$\xi = \frac{V_s * k_p}{2 * \omega_n} \quad (63)$$

Ejemplo 3

En este ejemplo, se tomará la misma configuración del ejemplo 2, pero el control del inversor se hará en el marco de referencia dq .

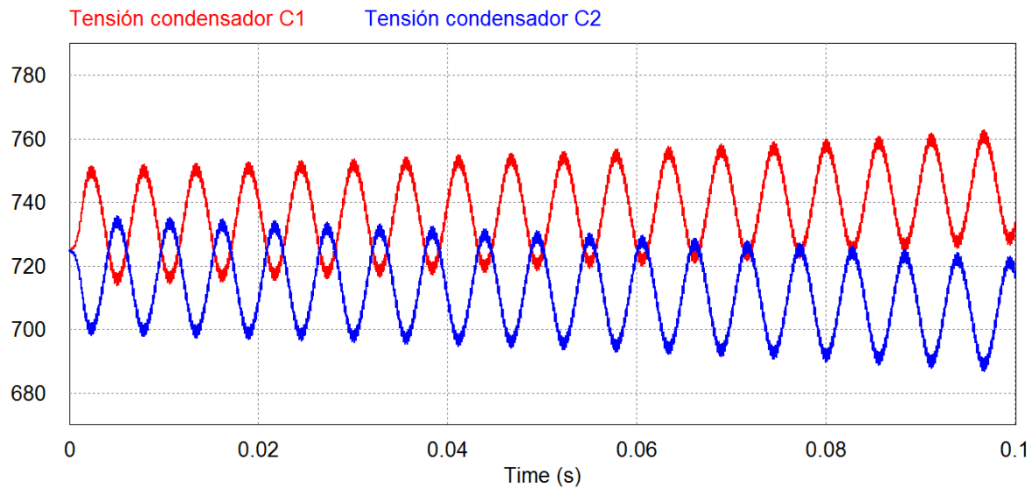
Los parámetros del controlador PI del lazo de seguimiento de fase k_p y k_i son 0.45 y 40.38 respectivamente y los parámetros del controlador PI del lazo de control de corriente k_p y k_i son 0.05 y 0.375 respectivamente.

Figura 33. Corriente de referencia y corriente de línea en el marco dq



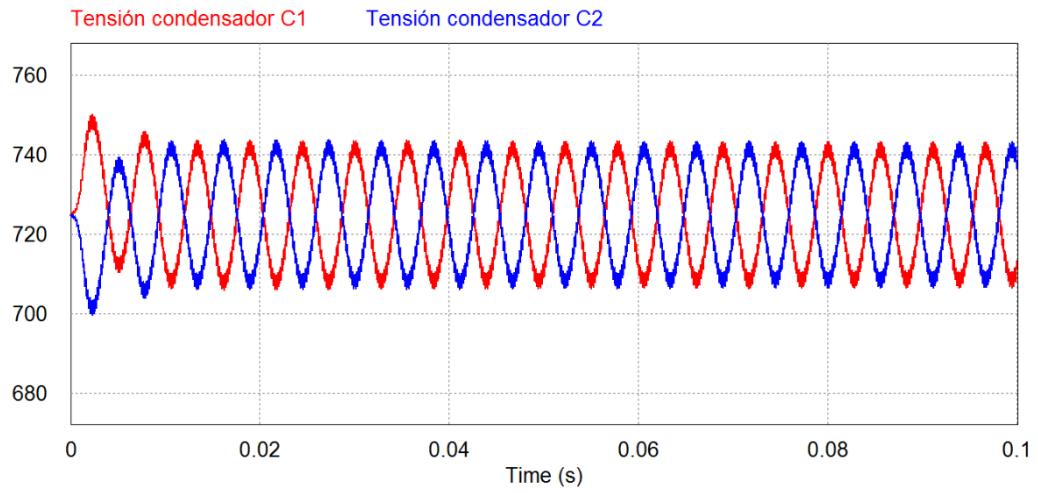
En la Figura 33 se ilustra el comportamiento del control de corriente en el marco de referencia dq . Como se puede observar, la respuesta del controlador es de primer orden como se describe en (52).

Figura 34. Tensión de los condensadores del lado de DC



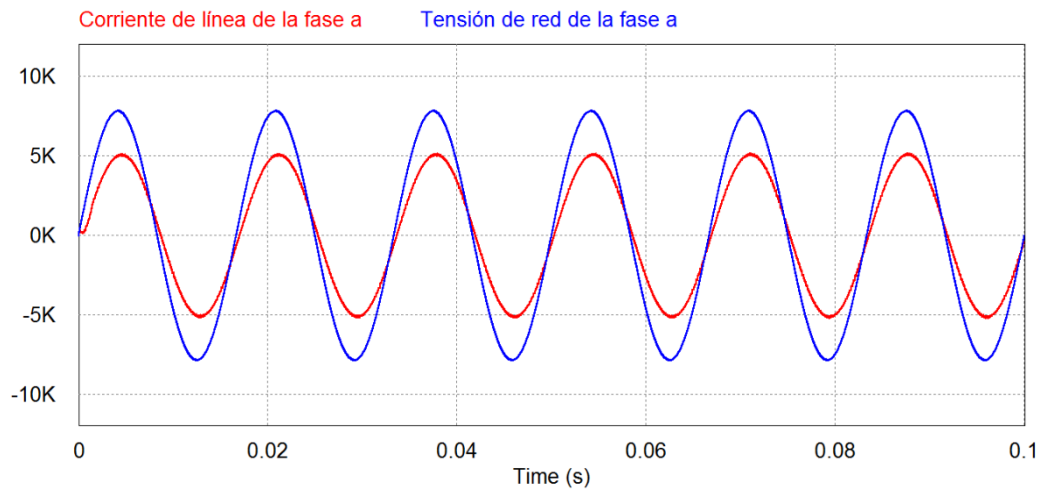
En la Figura 34 se observa la tensión de los condensadores. En el marco de referencia dq , se presenta nuevamente el desbalance y es necesario implementar el lazo de control de la Figura 27. Los resultados de la implementación del lazo de control se ilustran en la Figura 35.

Figura 35. Tensión en los condensadores con el lazo de control



En la Figura 36 se observan la tensión de fase y la corriente de la **línea a** mostrando las señales en fase, lo cual representa una inyección de potencia activa a la red.

Figura 36. Tensión y corriente de la fase a



3.7 Control $\alpha\beta$ del inversor multinivel NPC interconectado con la red a través de filtro LR con modulación vectorial SVM

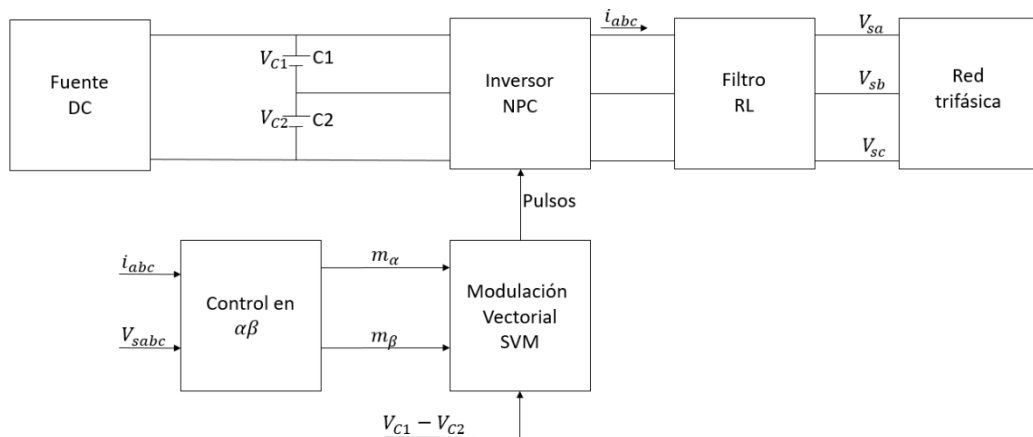
En la modulación vectorial, las señales moduladoras m_a , m_b y m_c , son sintetizadas a partir de su representación en el plano $\alpha\beta$ y los tres vectores más cercanos. Una vez se obtienen las señales moduladoras, el procedimiento para realizar la modulación vectorial es el siguiente:

- Ubicar los tres vectores más cercanos a la referencia.
- Computar los tiempos de duración de cada uno de los tres vectores ubicados anteriormente.
- Mediante los vectores redundantes, seleccionar el vector que ayuda a balancear las tensiones en los condensadores.

La forma de seleccionar los vectores redundantes se realizó mediante la diferencia de tensión de los condensadores de la siguiente manera: si la diferencia es positiva, los vectores seleccionados son los denominados positivos, y, si la diferencia es negativa, los vectores seleccionados son los vectores negativos.

En la Figura 37 se muestra el esquemático de control del sistema.

Figura 37. Modulación vectorial en el marco $\alpha\beta$

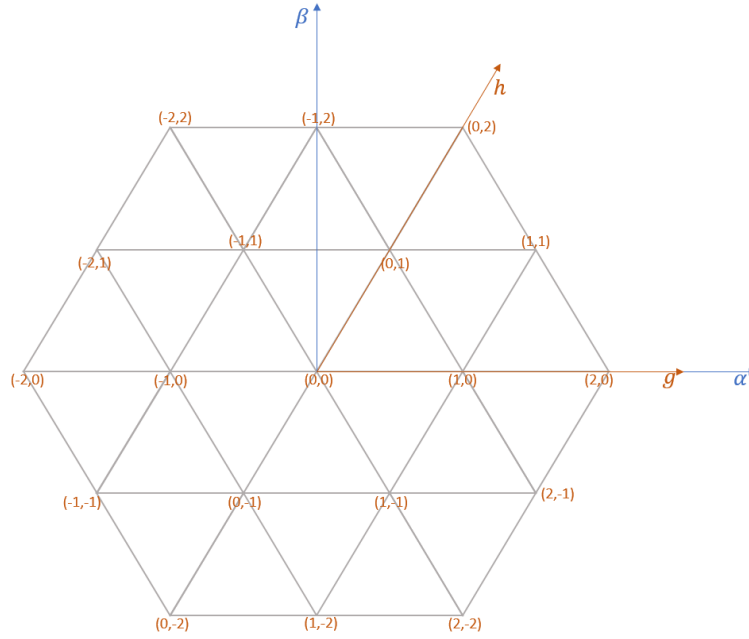


El control en $\alpha\beta$ es el controlador de corriente proporcional resonante descrito en el ejemplo 2.

Ubicación de los tres vectores más cercanos

En [13], presentan un algoritmo rápido de la ubicación de los tres vectores más cercanos mediante la proyección de las componentes α y β a un nuevo sistema de coordenadas el cual lo denominan $g-h$, y, mediante comandos sencillos de redondeo hacia arriba y hacia abajo, se obtienen las coordenadas de los vectores en este nuevo sistema en el cual, los puntos coinciden con las posiciones de los vectores en el marco $\alpha\beta$.

Figura 38. Proyección $\alpha\beta$ sobre gh



En la Figura 38 se observan los valores de los vectores en las coordenadas $g-h$. La proyección sobre estos nuevos ejes está dada por:

$$V_g = V_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} V_\beta \quad (64)$$

$$V_h = \frac{2}{\sqrt{3}} V_\beta \quad (65)$$

En donde los tres vectores más cercanos son:

$$V_1 = \begin{bmatrix} \text{ceil}(V_g) \\ \text{floor}(V_h) \end{bmatrix} \quad (66)$$

$$V_2 = \begin{bmatrix} \text{floor}(V_g) \\ \text{ceil}(V_h) \end{bmatrix} \quad (67)$$

$$V_{3a} = \begin{bmatrix} \text{ceil}(V_g) \\ \text{ceil}(V_h) \end{bmatrix} \quad (68)$$

$$V_{3b} = \begin{bmatrix} \text{floor}(V_g) \\ \text{floor}(V_h) \end{bmatrix} \quad (69)$$

Los vectores V_1 y V_2 siempre serán (66) y (67), mientras que el tercer vector se selecciona mediante la siguiente condición:

$$\text{signo} = V_g - V_h - (\text{ceil}(V_g) - \text{floor}(V_h)) \quad (70)$$

Si signo es positivo, entonces el tercer vector será V_{3a} , de lo contrario, si signo es negativo, el tercer vector será V_{3b} [13].

Tiempos de duración de los vectores más cercanos

Los tiempos de duración son computados de la siguiente manera [13]:

El vector de referencia debe tener el mismo valor promedio que la suma de los tres vectores más cercanos en un periodo de conmutación, esto es

$$V_{ref} = (t_1V_1 + t_2V_2 + t_3V_3) \quad (71)$$

Y con la condición adicional

$$t_1 + t_2 + t_3 = 1 \quad (72)$$

Los tiempos de duración serán entonces:

$$t_1 = V_g - \text{floor}(V_g) \quad (73)$$

$$t_2 = V_h - \text{floor}(V_h) \quad (74)$$

$$t_3 = 1 - t_1 - t_2 \quad (75)$$

Esto si $V_3 = V_{3b}$; o si $V_3 = V_{3a}$, los tiempos serán:

$$t_1 = -(V_h - \text{ceil}(V_h)) \quad (76)$$

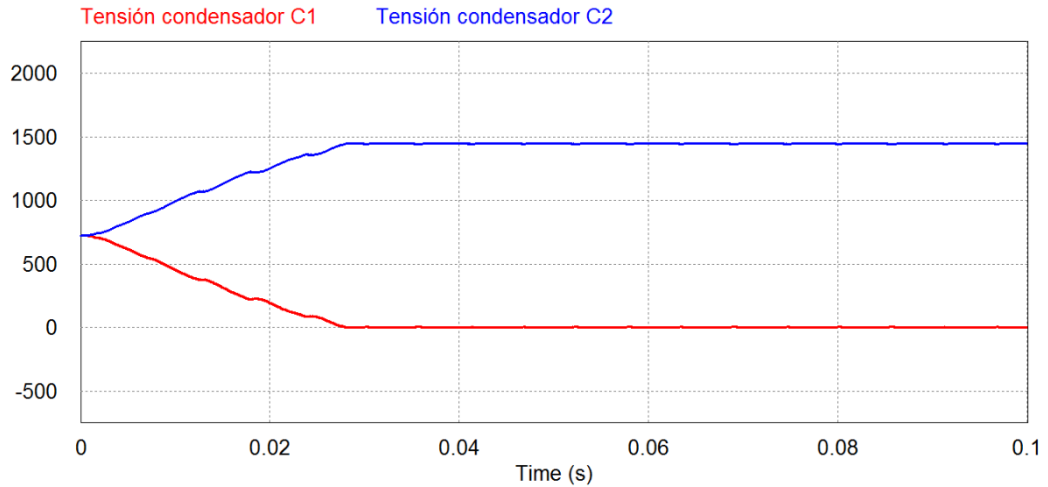
$$t_2 = -(V_g - \text{ceil}(V_g)) \quad (77)$$

$$t_3 = 1 - t_1 - t_2 \quad (78)$$

Selección de los vectores redundantes

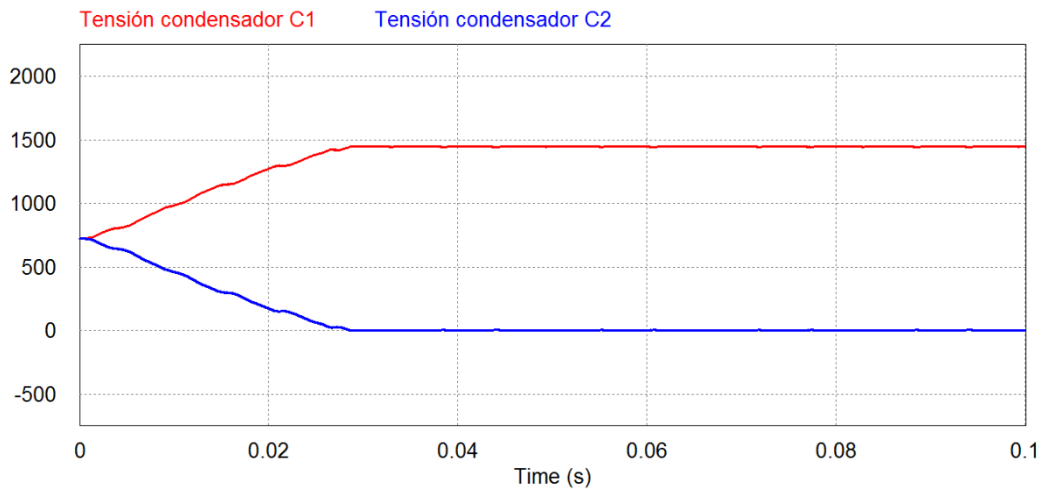
En la Figura 39, se observan las tensiones de los condensadores cuando solo se seleccionan vectores positivos redundantes.

Figura 39. Tensión en los condensadores



Los vectores redundantes positivos, descargan el condensador C1 de la configuración y carga el condensador C2 y, por el contrario, si solo se seleccionan vectores redundantes negativos, el condensador C2 será descargado mientras que el condensador C1 será cargado completamente hasta el valor total de DC como se observa en la Figura 40

Figura 40. Tensión en los condensadores



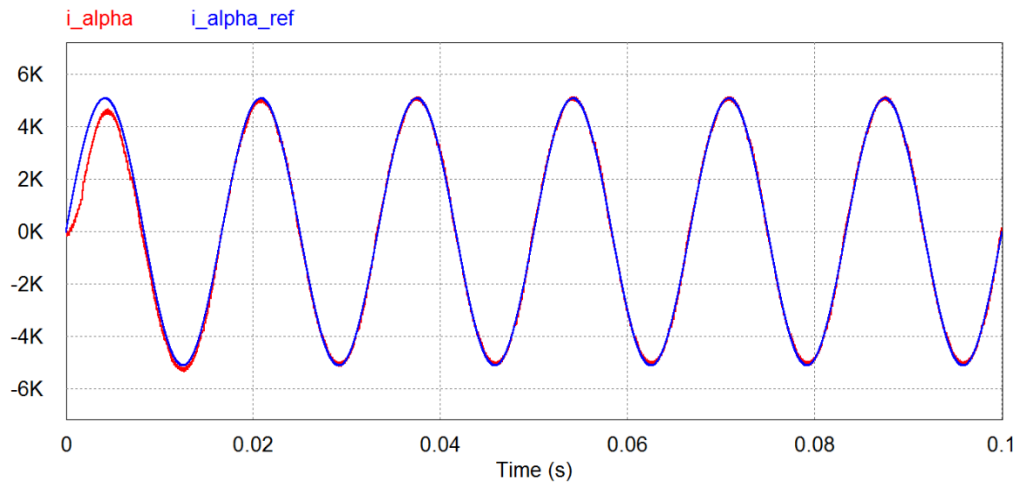
Teniendo en cuenta este comportamiento, los vectores redundantes serán seleccionados de acuerdo al siguiente criterio:

Si la diferencia $V_{C1} - V_{C2}$ es positiva, los vectores empleados en ese periodo de conmutación serán los vectores positivos, de lo contrario, serán empleados los vectores negativos para mantener el balance de tensión requerida para el buen funcionamiento del sistema.

Ejemplo 4

Se replicará el ejemplo 2 cambiando la modulación LS-PWM por la modulación vectorial.

Figura 41. Corriente de referencia y corriente generada



En la Figura 41 se observa el comportamiento del control de corriente en el marco de referencia $\alpha\beta$, y modulación vectorial.

Figura 42. Corriente de línea y tensión de la fase a

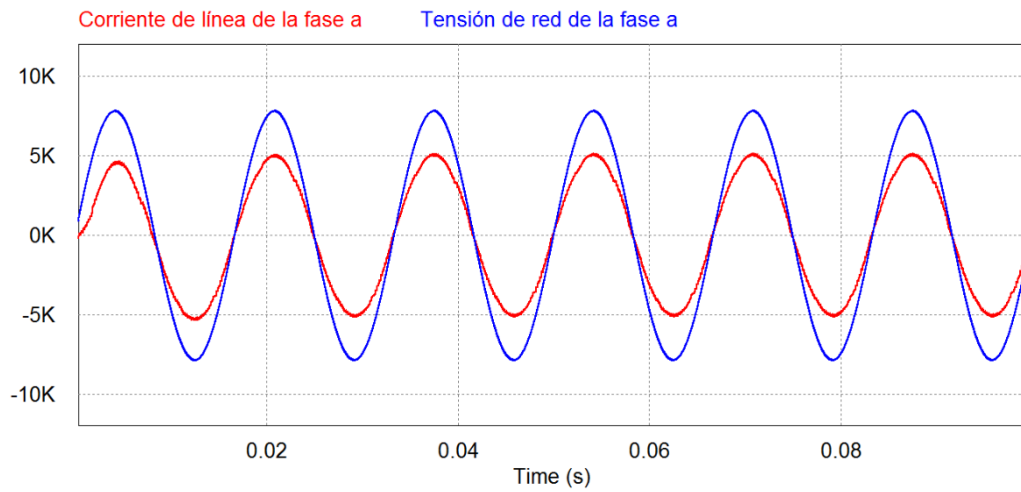
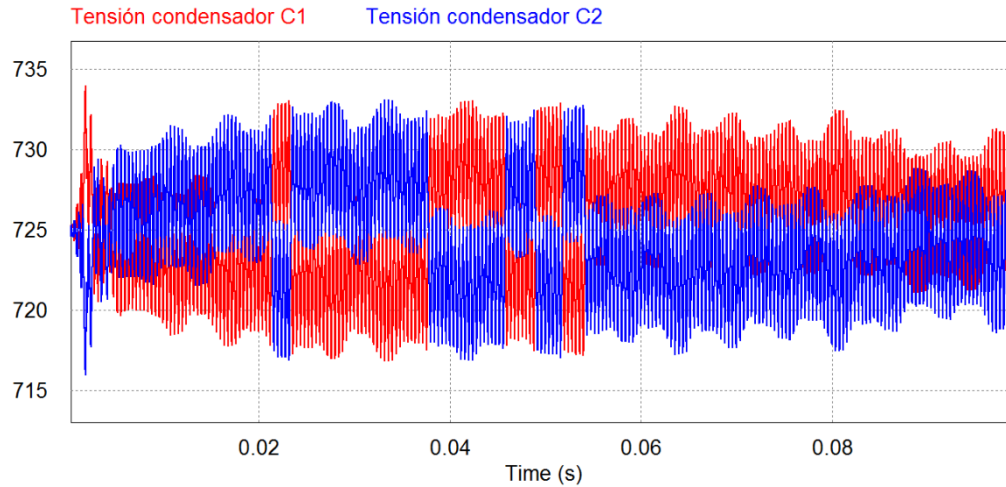


Figura 43. Tensión en los condensadores

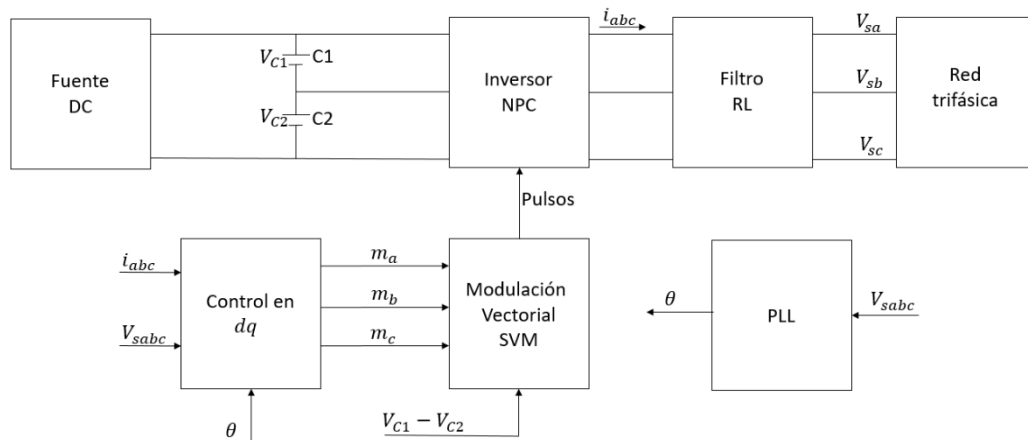


En la Figura 43 se observa el comportamiento de la selección de los vectores redundantes en el control del balance de la tensión en los condensadores.

3.8 Control dq del inversor multinivel NPC interconectado con la red a través de filtro LR con modulación vectorial SVM

En la Figura 44 se observa el diagrama de control del inversor en el marco de referencia dq .

Figura 44. Diagrama de control de inversor en marco dq



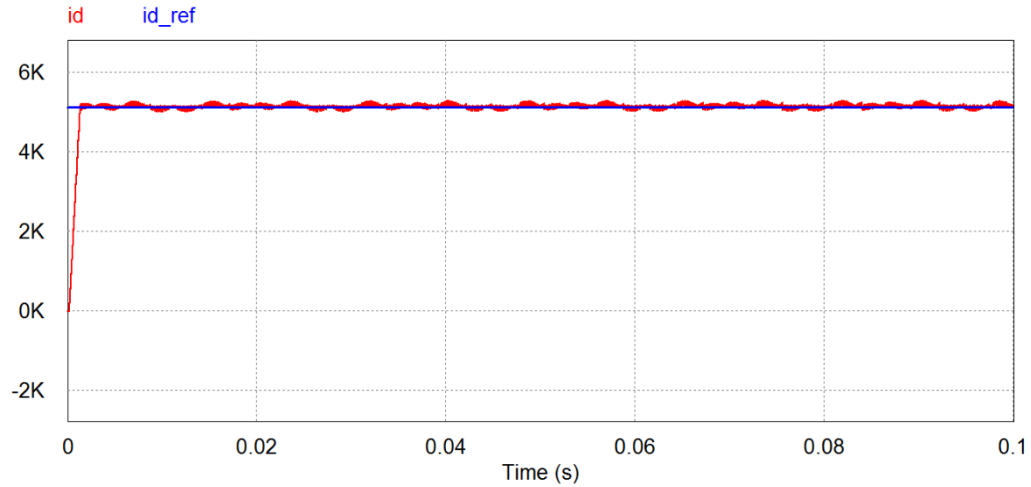
El bloque de modulación vectorial es el mismo descrito en el aparte anterior. Cabe resaltar que las señales en DC del bloque de control en dq deben ser transformadas a las señales sinusoidales, ya que la modulación vectorial requiere que las señales sean llevadas al plano α - β .

Ejemplo 5

Se replicará el ejemplo 3 cambiando la modulación LS-PWM por la modulación vectorial.

En la Figura 45 se muestra el funcionamiento del control de corriente en dq .

Figura 45. Corriente de referencia y corriente de salida en el marco dq



La corriente de línea y tensión de la **fase a**, se ilustran en la Figura 46.

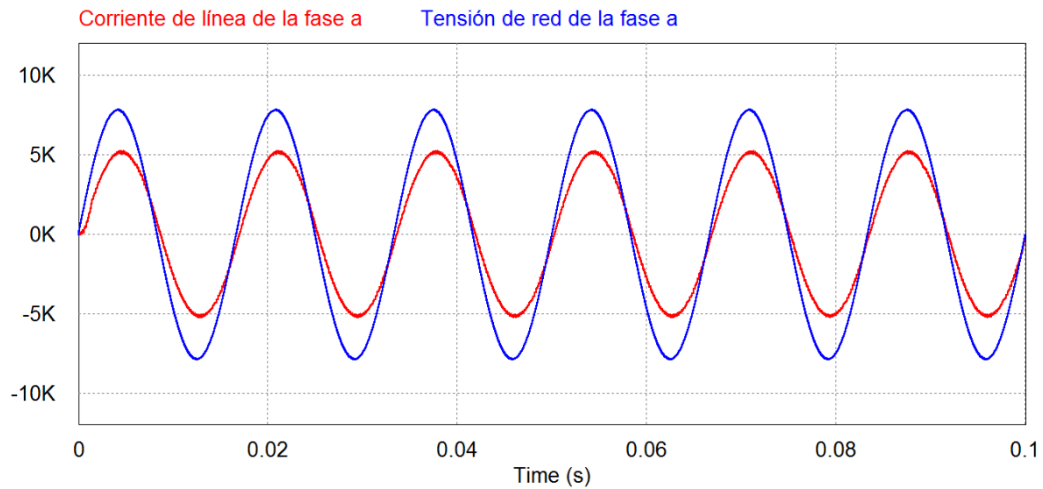
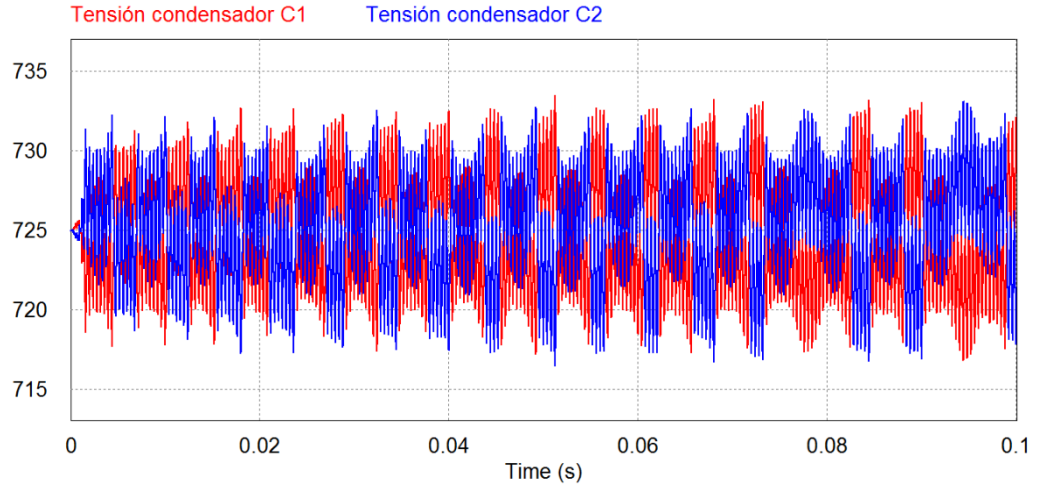


Figura 46. Corriente de línea y tensión de la fase a

La corriente y la tensión se encuentran en fase, lo cual implica la inyección de potencia activa al sistema.

La tensión de los condensadores es mostrada en la Figura 47

Figura 47. Tensión en los condensadores



Se puede observar el correcto funcionamiento de la selección de los vectores redundantes para el propósito de balance.

3.9 Generación de corrientes de referencia

Hasta el momento, las señales de referencia de entrada de los módulos de control del inversor en los marcos de referencia $\alpha\beta$ y dq de la Figura 22 y la Figura 30, han sido señales generadas mediante bloques aislados del sistema. A continuación, se explicarán conceptos y el procedimiento para generar las corrientes de referencia en los marcos estacionario y rotacional que permitirá la interconexión del sistema fotovoltaico con la red a través del inversor.

Considérese el sistema trifásico balanceado de (79), (80) y (81).

$$f_a = f \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) \quad (79)$$

$$f_b = f \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (80)$$

$$f_c = f \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (81)$$

Aplicando el fasor espacial (8) al sistema, se obtiene

$$\vec{f} = f \cdot e^{j(\omega t + \theta_0)} \quad (82)$$

Las señales f_a , f_b y f_c pueden ser obtenidas nuevamente mediante (83), (84) y (85)

$$f_a = \text{Re}\{\vec{f} \cdot e^{-j0}\} \quad (83)$$

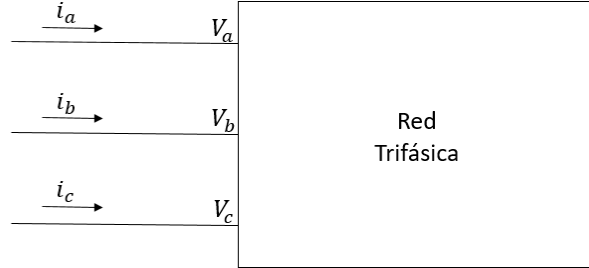
$$f_b = \text{Re}\left\{\vec{f} \cdot e^{-\frac{j2\pi}{3}}\right\} \quad (84)$$

$$f_c = \text{Re}\left\{\vec{f} \cdot e^{-\frac{j4\pi}{3}}\right\} \quad (85)$$

Donde $\text{Re}\{\cdot\}$ es el operador real.

Ahora, se considera la red trifásica de tres hilos de la Figura 48 donde V_{abc} e i_{abc} no necesariamente son balanceadas, pero sí se cumple que $i_a+i_b+i_c = 0$.

Figura 48. Red trifásica de tres hilos



La potencia real instantánea en el dominio del tiempo está dada por

$$P(t) = V_a(t) \cdot i_a(t) + V_b(t) \cdot i_b(t) + V_c(t) \cdot i_c(t) \quad (86)$$

La ecuación (86) puede ser expresada en términos del fasor espacial de la siguiente forma:

$$P(t) = \text{Re}\{\vec{V} \cdot e^{j0}\} \cdot \text{Re}\{\vec{i} \cdot e^{j0}\} + \text{Re}\left\{\vec{V} \cdot e^{-\frac{j2\pi}{3}}\right\} \cdot \text{Re}\left\{\vec{i} \cdot e^{-\frac{j2\pi}{3}}\right\} + \text{Re}\left\{\vec{V} \cdot e^{-\frac{j4\pi}{3}}\right\} \cdot \text{Re}\left\{\vec{i} \cdot e^{-\frac{j4\pi}{3}}\right\} \quad (87)$$

Utilizando la siguiente identidad

$$\text{Re}\{a\} \cdot \text{Re}\{b\} = \frac{\text{Re}\{ab\} + \text{Re}\{ab^*\}}{2} \quad (88)$$

Se obtiene la expresión para la potencia en términos del fasor espacial.

$$P(t) = \text{Re}\left\{\frac{3}{2}\vec{V}\vec{i}^*\right\} \quad (89)$$

Las potencias reactiva y compleja se definen de la siguiente manera:

$$Q(t) = \text{Im}\left\{\frac{3}{2}\vec{V}\vec{i}^*\right\} \quad (90)$$

$$S(t) = P(t) + jQ(t) \quad (91)$$

Para propósitos de control, el fasor espacial de la tensión y el fasor espacial de la corriente, se representan mediante sus componentes en alfa y beta:

$$\vec{V} = V_\alpha + jV_\beta \quad (92)$$

$$\vec{i} = i_\alpha + ji_\beta \quad (93)$$

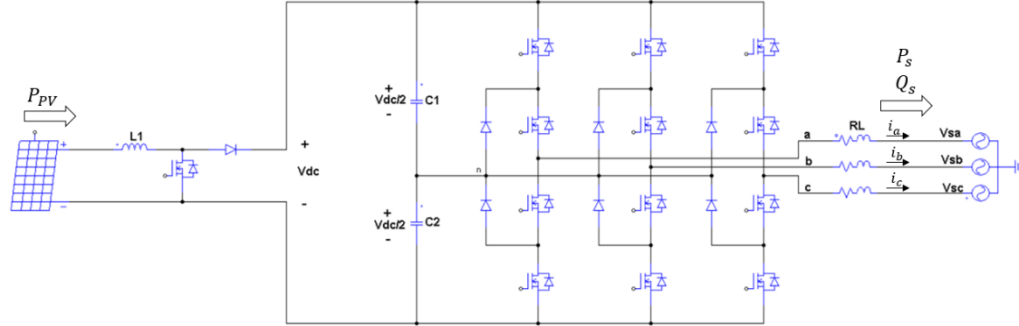
Entonces las potencias real y reactiva se expresan de la siguiente forma:

$$P(t) = \frac{3}{2}(V_\alpha(t)i_\alpha(t) + V_\beta(t)i_\beta(t)) \quad (94)$$

$$Q(t) = \frac{3}{2}(V_\beta(t)i_\alpha(t) - V_\alpha(t)i_\beta(t)) \quad (95)$$

Considerando el sistema de la Figura 49, las potencias real (P_s) y reactiva (Q_s) son representadas por (94) y (95) respectivamente; V_α y V_β , son las componentes alfa y beta de las tensiones de la red V_{sa} , V_{sb} y V_{sc} ; i_α e i_β las componentes alfa y beta de las corrientes de línea i_a , i_b e i_c .

Figura 49. Sistema fotovoltaico conectado a la red



De la Figura 49 se puede observar que las componentes alfa y beta de la tensión de la red, son impuestas por el sistema y, considerando (94) y (95), la potencia puede ser controlada mediante la corriente. Teniendo en cuenta estas consideraciones, despejando las componentes alfa y beta de la corriente de (94) y (95), se obtiene las siguientes expresiones:

$$i_\alpha = \frac{2}{3} \left(\frac{V_\alpha}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \cdot P + \frac{V_\beta}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \cdot Q \right) \quad (96)$$

$$i_\beta = \frac{2}{3} \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \cdot P - \frac{V_\alpha}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \cdot Q \right) \quad (97)$$

Finalmente, teniendo en cuenta que el sistema cuenta con un lazo de control de corriente que hace que las corrientes de salida del inversor, que a su vez son las corrientes de línea i_a , i_b , e i_c , sigan una referencia, entonces:

$$i_{\alpha ref} \cong i_\alpha \quad (98)$$

$$i_{\beta ref} \cong i_\beta \quad (99)$$

Y, adicionalmente, la potencia generada por el panel fotovoltaico es la potencia que se desea entregar a la red, entonces:

$$P_{PV} \cong P_s \quad (100)$$

Las corrientes de referencia en el marco estacionario quedan representadas en (101) y (102).

$$i_{\alpha ref} = \frac{2}{3} \left(\frac{V_\alpha}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \cdot P_{PV} + \frac{V_\beta}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \cdot Q_s \right) \quad (101)$$

$$i_{\beta ref} = \frac{2}{3} \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \cdot P_{PV} - \frac{V_\alpha}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \cdot Q_s \right) \quad (102)$$

Para este trabajo de investigación, solo se considera la inyección de potencia activa a la red, de tal forma el valor de Q_s es igual a cero. No obstante, si el sistema requiere la compensación de potencia reactiva, este valor puede ser incluido en el bloque de generación de corrientes de referencia.

Una vez definidas las corrientes de referencia en el marco estacionario, se procede a la obtención de las corrientes de referencia en el marco síncrono. La potencia real y reactiva en el marco dq están dadas por:

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d(t)i_d(t) + V_q(t)i_q(t)) \quad (103)$$

$$Q(t) = \frac{3}{2} (V_q(t)i_d(t) - V_d(t)i_q(t)) \quad (104)$$

En el marco síncrono, el sistema posee un lazo de seguimiento de fase el cual garantiza que V_q sea igual a cero como se presentó en un acápite anterior, reduciendo las expresiones de las potencias de la siguiente forma:

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d(t)i_d(t)) \quad (105)$$

$$Q(t) = \frac{3}{2} (-V_d(t)i_q(t)) \quad (106)$$

Presentando una relación directa en las ecuaciones entre la potencia real y la componente d de la corriente, y una relación directa entre la potencia reactiva y la componente q de la corriente, lo cual resulta sumamente atractivo para realizar labores de control.

Las corrientes de referencias en el marco síncrono son representadas en (107) y (108).

$$i_{dref} = \frac{2}{3} \left(\frac{P_{PV}}{V_d} \right) \quad (107)$$

$$i_{qref} = \frac{2}{3} \left(\frac{Q_s}{V_d} \right) \quad (108)$$

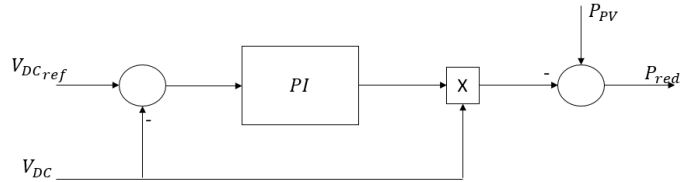
3.10 Control del bus de tensión de DC

El bus de tensión de entrada del inversor puede ser sometido a cambios provenientes de fluctuaciones de la potencia del generador, o incluso, no alcanzar el valor de tensión necesario que requiere la aplicación para su correcto funcionamiento. Por tanto, la tensión de DC debe ser controlada.

El control del bus de DC es realizado a través de un proceso de intercambio de potencias entre el convertidor y la red, en donde el nivel de tensión de DC se obtiene inyectando una potencia mayor o menor a la red con respecto a la potencia disponible en el generador fotovoltaico, es decir, los condensadores del lado de DC del inversor toman potencia del panel solar o inyectan potencia a la red para mantener su nivel de tensión cercano a una referencia fija [14].

En la Figura 50 se observa el diagrama de control de tensión del bus de DC, el cual incorpora un controlador PI en el lazo y su salida, representa la potencia necesaria para mantener el nivel adecuado de tensión. Adicionalmente, se incluye en la salida un módulo de sustracción, el cual representa la cantidad de potencia que toman los condensadores del generador fotovoltaico. Luego de esta operación, la potencia restante es la que se inyecta a la red. Con la inclusión del controlador del bus de DC, la potencia de entrada del módulo de generación de la referencia será P_{red} .

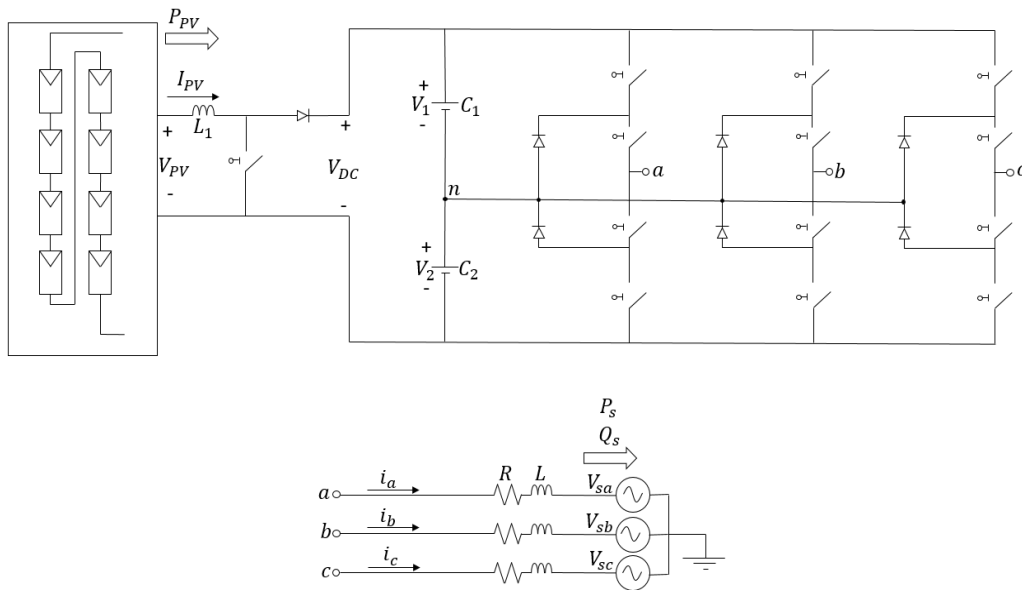
Figura 50. Diagrama de control del bus de DC



3.11 Caso de estudio

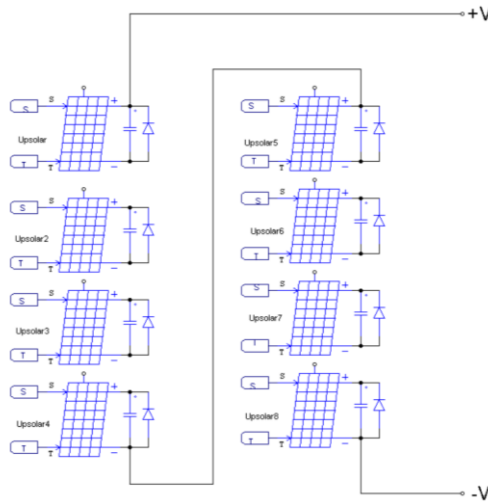
En la Figura 51 se muestra un sistema fotovoltaico conectado a la red, adoptando la configuración de dos etapas, llamado así, por presentar dos convertidores de potencia; uno DC/DC, el cual es un convertidor elevador (*Boost*) y el otro, un convertidor DC/AC, que para este caso es el inversor multinivel de tres niveles de diodos anclados al neutro (*NPC*).

Figura 51. Sistema fotovoltaico conectado a la red



El generador fotovoltaico está compuesto por ocho paneles solares de marca Upsolar de referencia UP-M250P conectados en serie, obteniendo una capacidad de potencia de 2000 [W_p]. A cada módulo solar se le incorporó una pequeña capacitancia con fines de simulación y un diodo de libre paso en paralelo como se ilustra en la Figura 52.

Figura 52. Arreglo de paneles solares para simulación en PSIM



El convertidor DC/DC de la Figura 51, está conectado en sus terminales de entrada al generador fotovoltaico y, su salida, al inversor *NPC*. Bajo condiciones estándar de operación del generador fotovoltaico y operando en su punto de máxima potencia, la tensión en bornes del generador es de 244 [V]. El inversor *NPC* requiere que la tensión de entrada de DC V_{DC} sea de 460 [V] [15]. Con estos parámetros, se obtiene en valor del ciclo de trabajo d del interruptor del convertidor DC/DC de (109) con el fin de obtener el valor de inductancia L_1 .

$$V_{DC} = \frac{V_{PV}}{1 - d} \quad (109)$$

La aplicación requiere que el convertidor elevador DC/DC opere en modo continuo de conducción y para este fin, (110) describe la relación entre el valor de inductancia mínimo y la frecuencia de conmutación [16].

$$L_{min} = \frac{d \cdot (1 - d)^2 \cdot R}{2f} \quad (110)$$

La frecuencia de conmutación f del convertidor DC/DC elevador es de 25 [kHz] y el valor de R se obtiene de (111) bajo el siguiente supuesto.

$$R = \frac{V_{DC}^2}{P_{PV}} \quad (111)$$

En los terminales de salida del convertidor DC/DC se requiere una tensión de 460 [V] y suponiendo que no hay pérdidas en el convertidor, la potencia disponible en la salida será la suministrada por el generador fotovoltaico, es decir 2000 [W] para este caso. Introduciendo estos valores en (111), se obtiene que el convertidor DC/DC ve una carga de 105.8 Ω aguas abajo del convertidor elevador.

Una vez obtenidos los parámetros de (110), se obtiene que el valor de inductancia mínimo es de 0.264 mH.

Finalmente, del análisis del convertidor durante el tiempo de encendido del transistor (112), se obtiene el valor de inductancia para un rizado de corriente en la bobina determinado.

$$L = \frac{V_{PV} \cdot d}{\Delta I_{PV} \cdot f} \quad (112)$$

Para un rizado de 0.5 [A], se requiere una bobina de 10 *mH* el cual es un valor superior al valor mínimo de inductancia para la operación en modo continuo de conducción.

El valor de la capacitancia, debe ser lo suficientemente grande para proporcionar un valor de DC estable. Para este caso, el valor de las capacitancias C_1 y C_2 se seleccionaron de tal forma, que el rizado de la tensión sea inferior al 0.1%, dando como resultado un valor de 2200 μF .

En la Tabla 2, se consignan los valores considerados para los dispositivos de Figura 51 los cuales fueron tomados de [15]. Los dispositivos semiconductores fueron modelados como interruptores ideales.

Tabla 2. Parámetros de simulación del sistema fotovoltaico conectado a la red

Parámetro	Descripción	Valor
L_1	Bobina convertidor DC/DC	10 <i>mH</i>
$C_1=C_2$	Condensadores NPC	2200 μF
R	Resistencia interna de la bobina de conexión con la red	0.1 Ω
L	Bobina de conexión con la red	30 <i>mH</i>
V_{DCref}	Referencia del bus de DC	460 V
f	Frecuencia convertidor DC/DC	25 <i>kHz</i>
f_{sw}	Frecuencia del inversor NPC	10 <i>kHz</i>

Una vez definido el sistema, se procede a presentar cuatro casos de estudio catalogados de la siguiente manera:

Caso de estudio 1

Control del sistema fotovoltaico conectado a la red compuesto por los siguientes lazos y subsistemas:

- Algoritmo de perturbar y observar
- Control del bus de DC
- Control del inversor en el marco de referencia $\alpha\beta$
- Generación de corrientes de referencia en el marco $\alpha\beta$
- Control del desbalance de los condensadores C_1 y C_2
- Modulación *LS-PWM*

Caso de estudio 2

Control del sistema fotovoltaico conectado a la red compuesto por los siguientes lazos y subsistemas:

- Algoritmo de perturbar y observar
- Control del bus de DC
- Control del inversor en el marco de referencia $\alpha\beta$
- Generación de corrientes de referencia en el marco $\alpha\beta$
- Control del desbalance de los condensadores C_1 y C_2
- Modulación *SVM*

Caso de estudio 3

Control del sistema fotovoltaico conectado a la red compuesto por los siguientes lazos y subsistemas:

- Algoritmo de perturbar y observar
- Control del bus de DC
- Control del inversor en el marco de referencia dq
- Generación de corrientes de referencia en el marco dq
- Control del desbalance de los condensadores C_1 y C_2
- Modulación $LS-PWM$

Caso de estudio 4

Control del sistema fotovoltaico conectado a la red compuesto por los siguientes lazos y subsistemas:

- Algoritmo de perturbar y observar
- Control del bus de DC
- Control del inversor en el marco de referencia dq
- Generación de corrientes de referencia en el marco dq
- Control del desbalance de los condensadores C_1 y C_2
- Modulación SVM

3.12 Caso de estudio 1

En la Figura 53 se presenta el esquema de control que se adaptó al sistema para este caso de estudio y en la Tabla 3, los parámetros de los componentes del sistema.

Figura 53. Diagrama de control caso de estudio 1

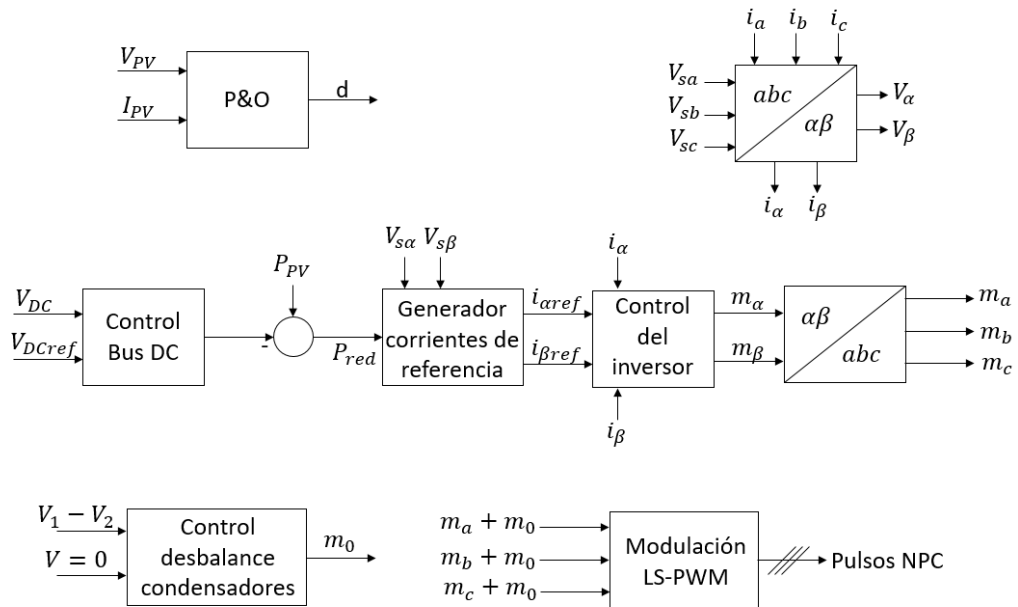


Tabla 3. Parámetros de control del sistema caso de estudio 1

Módulo	Tipo de control	Forma	Parámetros	Criterio
Control del bus de DC	PI	$kp + \frac{ki}{s}$	$kp = 10$ $ki = 0.01$	Trade off entre tiempo y sobre impulso
Control del inversor	P+R	$K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_0^2}$	$kp = 30$ $ki = 5000$	Margen de fase 70.4
Control desbalance de condensadores	Proporcional	K	$K = 1$	Suficiente con cerrar el lazo

3.13 Caso de estudio 2

En la Figura 54 se presenta el diagrama de control incorporado al sistema fotovoltaico conectado a la red de la Figura 51, y en la Tabla 4, sus respectivos parámetros.

Figura 54. Diagrama de control caso de estudio 2

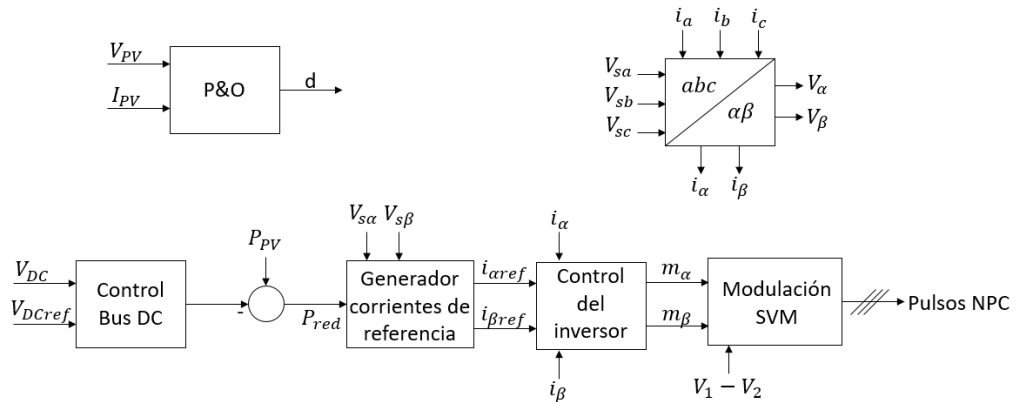


Tabla 4. Parámetros de control del sistema caso de estudio 2

Módulo	Tipo de control	Forma	Parámetros	Criterio
Control del bus de DC	PI	$kp + \frac{ki}{s}$	$kp = 2$ $ki = 2 \cdot 10^{-3}$	Trade off entre tiempo y sobre impulso
Control del inversor	P+R	$K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_0^2}$	$kp = 30$ $ki = 5000$	Margen de fase 70.4
Control desbalance de condensadores	Algoritmo de decisión			Vectores Positivos y Negativos

3.14 Caso de estudio 3

En la Figura 55, se presenta el diagrama de control adaptado al sistema de la Figura 51, y sus respectivos parámetros de encuentran en la Tabla 5.

Figura 55. Diagrama de control caso de estudio 3

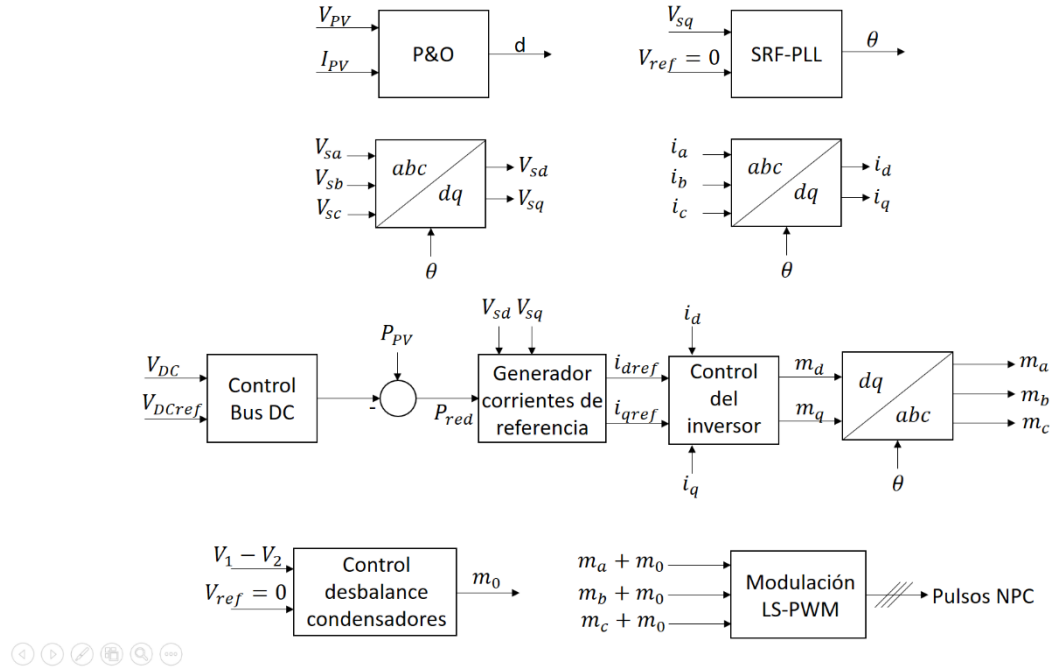


Tabla 5. Parámetros de control del sistema caso de estudio 3

Módulo	Tipo de control	Forma	Parámetros	Criterio
Control del bus de DC	PI	$kp + \frac{ki}{s}$	$kp = 0.8$ $ki = 9 \cdot 10^{-4}$	Trade off entre tiempo y sobre impulso
Control del inversor	PI	$kp + \frac{ki}{s}$	$kp = 188.49$ $ki = 628.3$	Ancho de banda $f_{sw}/10$
Control desbalance de condensadores	Proporcional	K	$K = 1$	Suficiente con cerrar el lazo
SRF-PLL	PI	$kp + \frac{ki}{s}$	$kp = 3.439$ $ki = 916.9$	Trade off entre tiempo y sobre impulso

3.15 Caso de estudio 4

En la Figura 56, se muestra el esquema de control para el caso de estudio 4, con sus respectivos parámetros en la Tabla 6.

Figura 56. Diagrama de control caso de estudio 4

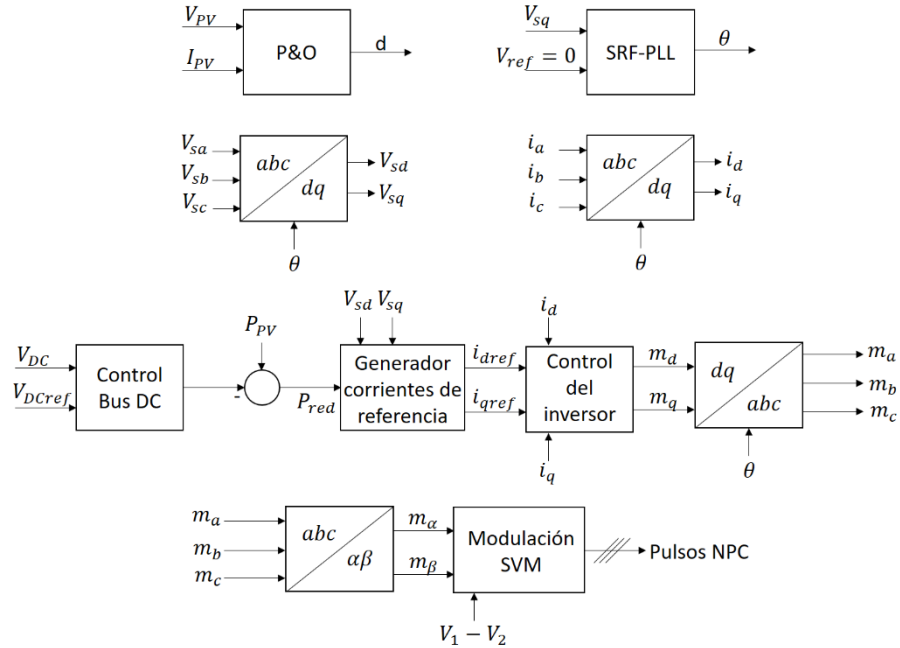


Tabla 6. Parámetros de control del sistema caso de estudio 4

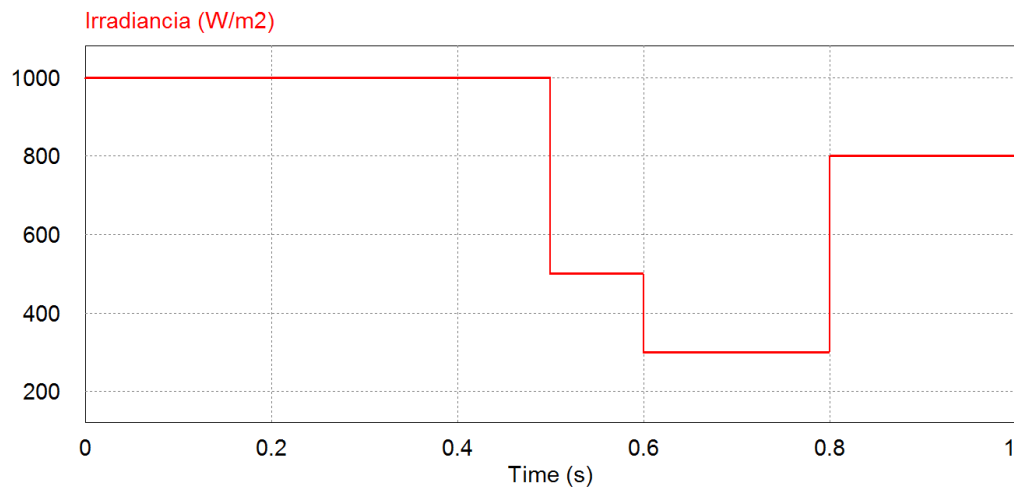
Módulo	Tipo de control	Forma	Parámetros	Criterio
Control del bus de DC	PI	$kp + \frac{ki}{s}$	$kp = 0.9$ $ki = 9 \cdot 10^{-4}$	Trade off entre tiempo y sobre impulso
Control del inversor	PI	$kp + \frac{ki}{s}$	$kp = 188.49$ $ki = 628.3$	Ancho de banda $f_{sw}/10$
Control desbalance de condensadores	Algoritmo de decisión			Vectores Positivos y Negativos
SRF-PLL	PI	$kp + \frac{ki}{s}$	$kp = 3.439$ $ki = 916.9$	Trade off entre tiempo y sobre impulso

4. Resultados

Este capítulo contiene los resultados de simulación de los cuatro casos de estudio definidos en la metodología, mostrando las señales más relevantes en cada uno de los casos y, posteriormente, realizar las respectivas conclusiones.

Una de las entradas al sistema es la señal de irradiancia en $\frac{W}{m^2}$, la cual es sometida a cambios tipo escalón como se observa en la Figura 57, cambios que representarían variaciones en las condiciones climáticas.

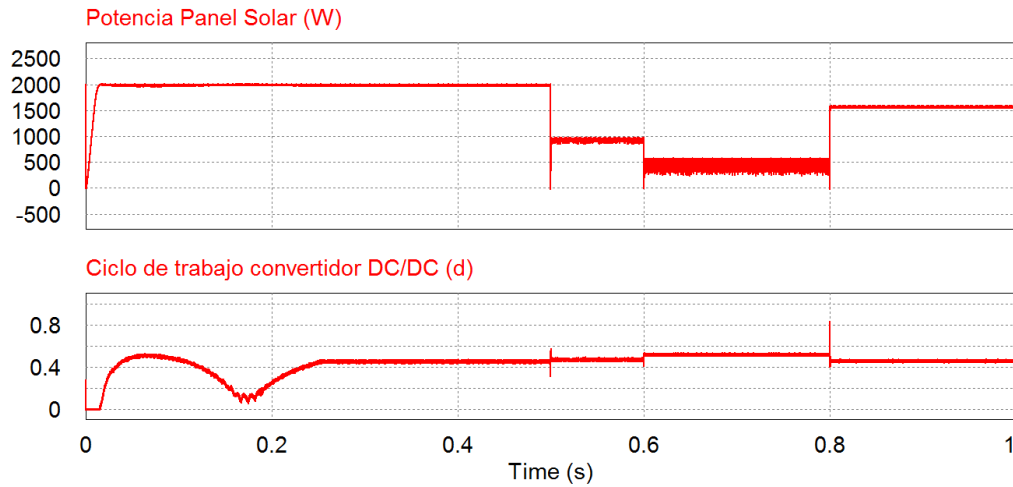
Figura 57. Irradiancia de entrada al sistema fotovoltaico



Las otras entradas al sistema, son la temperatura ambiente, la cual se definió como 25°C y la red eléctrica trifásica, que es representada por su valor de tensión de 110 V_{rms} , frecuencia de 60 Hz y balanceada.

Resultados caso de estudio 1

Figura 58. Potencia del panel solar y ciclo de trabajo convertidor DC/DC



En la Figura 58 se puede observar como el ciclo de trabajo se modifica ante la presencia de un cambio en la potencia a suministrar. También se observa un transitorio inicial de aproximadamente 0.25 s. Este transitorio se presenta debido al transitorio de la señal de tensión del bus de DC como se observa en la Figura 59.

Figura 59. Tensión del bus de DC, referencia y valor medido

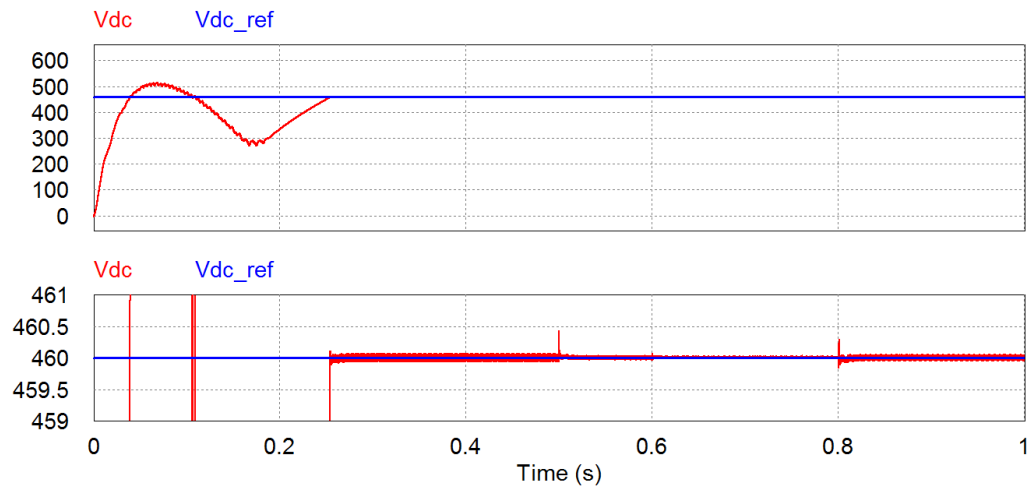
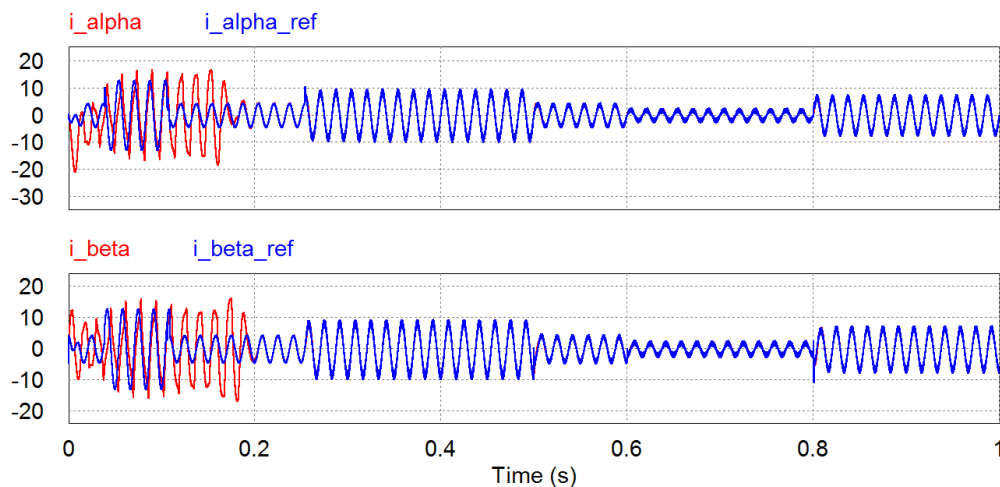
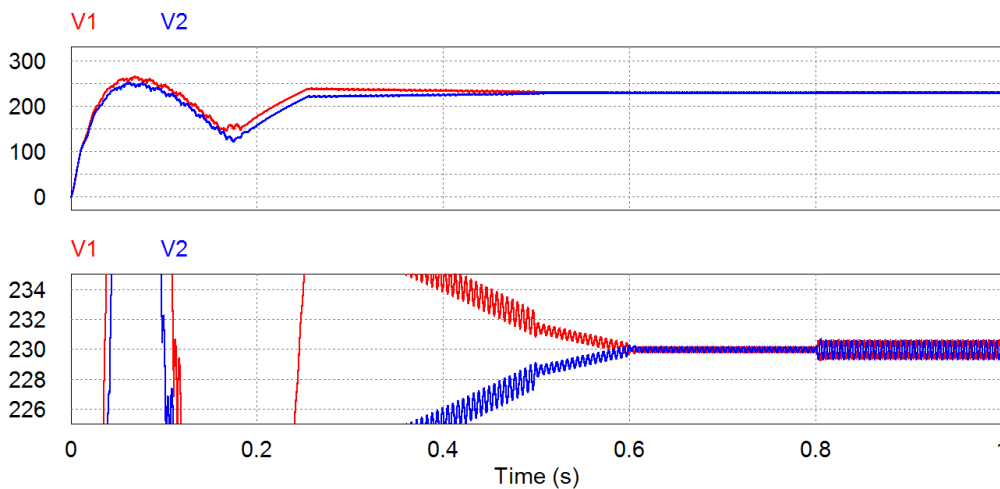


Figura 60. Corrientes de línea y de referencia en el marco estacionario



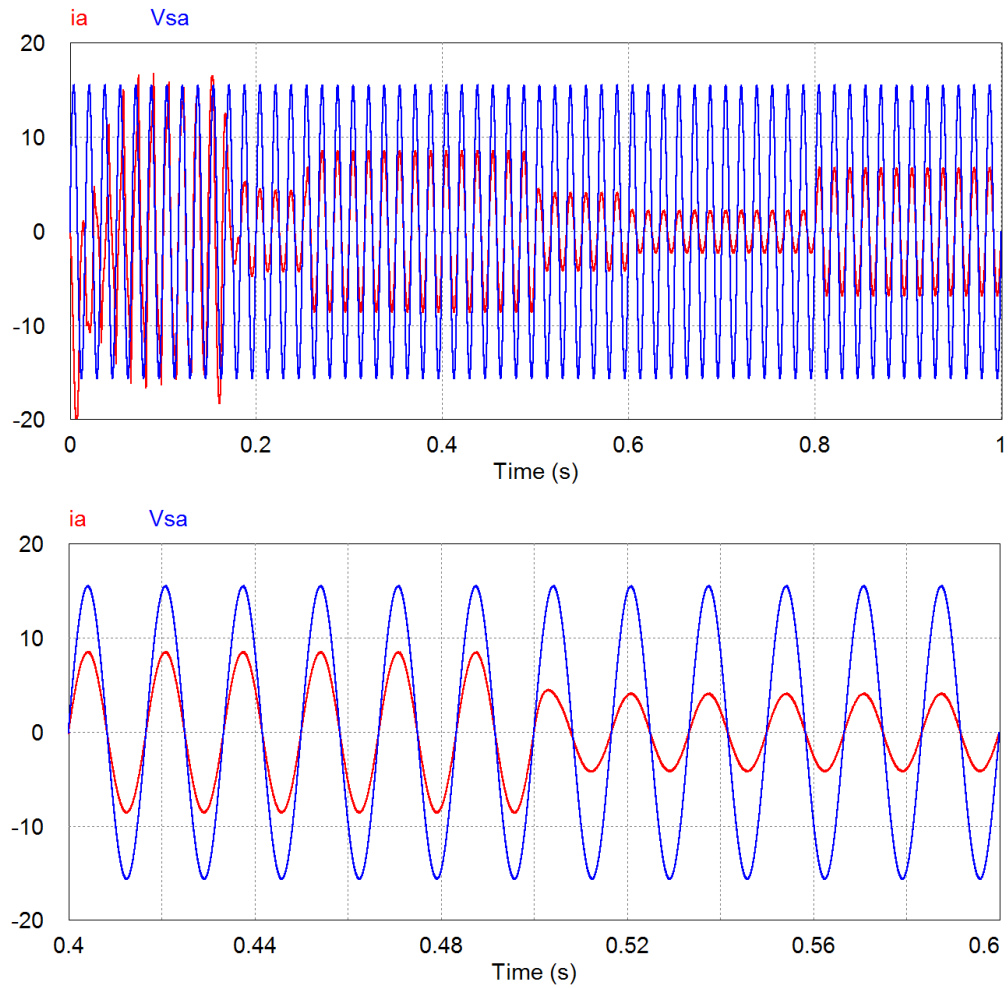
La Figura 60 ilustra las corrientes de salida y referencia del inversor en el marco de referencia $\alpha\beta$. La figura muestra que después del transitorio, el control del inversor opera correctamente realizando la tarea de seguimiento de las referencias aún ante las perturbaciones presentes en la potencia.

Figura 61. Tensión en condensadores C1 y C2



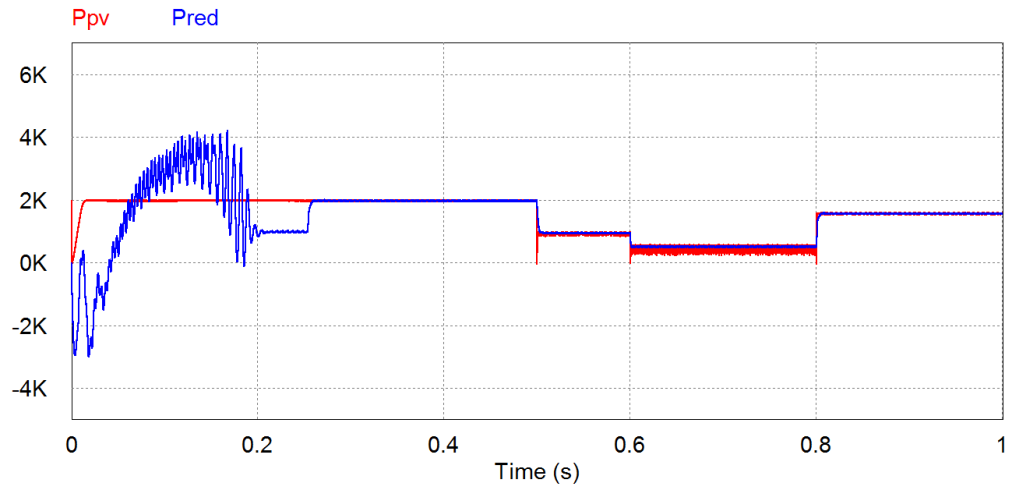
En la Figura 61 se observa el control de balance de los condensadores del lado de DC del inversor, el cual toma un tiempo mayor para alcanzar su estado estable en comparación con el del bus de DC. La figura muestra el comportamiento concatenado en contrafase que presenta la tensión de los condensadores para el correcto funcionamiento del sistema.

Figura 62. Corriente de línea de la fase a y tensión de fase a de red



La Figura 62 presenta la corriente de línea de la **fase a** inyectada a la red y la tensión de la **fase a** de la red, la cual está escalada por un factor de 0.1 para una mejor vista. En la figura se observa que las señales se encuentran en fase, lo que significa que la potencia inyectada a la red es activa. En la gráfica inferior, se hizo un acercamiento alrededor de 0.5 s, en donde ocurre un cambio en la irradiancia, cambiando la magnitud de la corriente.

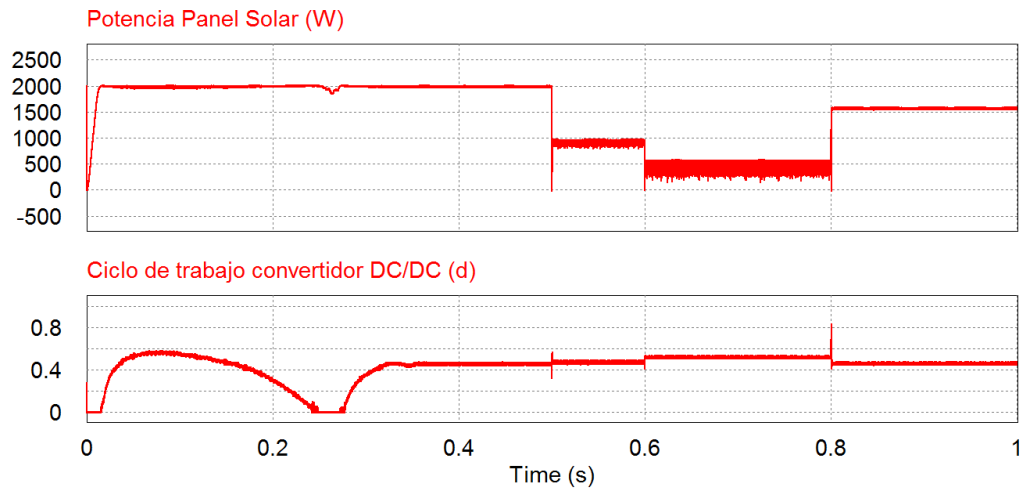
Figura 63. Potencia del panel fotovoltaico y potencia inyectada a la red



El transitorio que presenta la potencia de la red en la Figura 63, es debido a los condensadores del lado de DC del inversor. Al inicio, los condensadores toman energía de la red, forzando al convertidor DC/AC a operar en modo rectificador. Cuando el nivel de tensión aumenta desde el estado inicial, hay un intercambio de potencias entre los condensadores, el panel fotovoltaico y la red. Ya en estado estable, los condensadores mantienen su valor de tensión a través del proceso de carga y descarga, manipulando una porción de la potencia disponible en el sistema y la potencia generada por el panel fotovoltaico es inyectada a la red.

Resultados caso de estudio 2

Figura 64. Potencia del panel solar y ciclo de trabajo convertidor DC/DC



La Figura 64, muestra un comportamiento idéntico al de la Figura 58 en estado estable del ciclo de trabajo del convertidor DC/DC y la potencia, con la diferencia que el tiempo transitorio necesario para alcanzar el estado estable inicial es un poco mayor, para este caso, este transitorio es de 0.35 s, como se observa en la Figura 65.

Figura 65. Tensión del bus de DC, referencia y valor medido

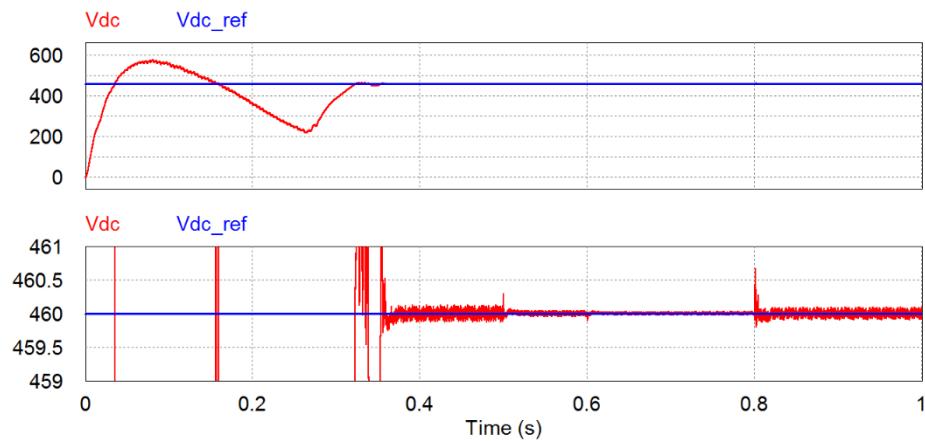
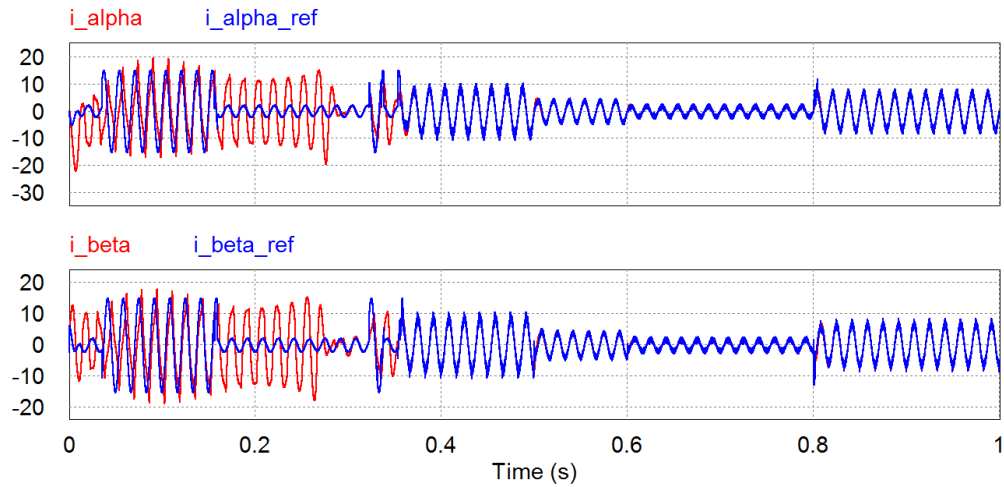
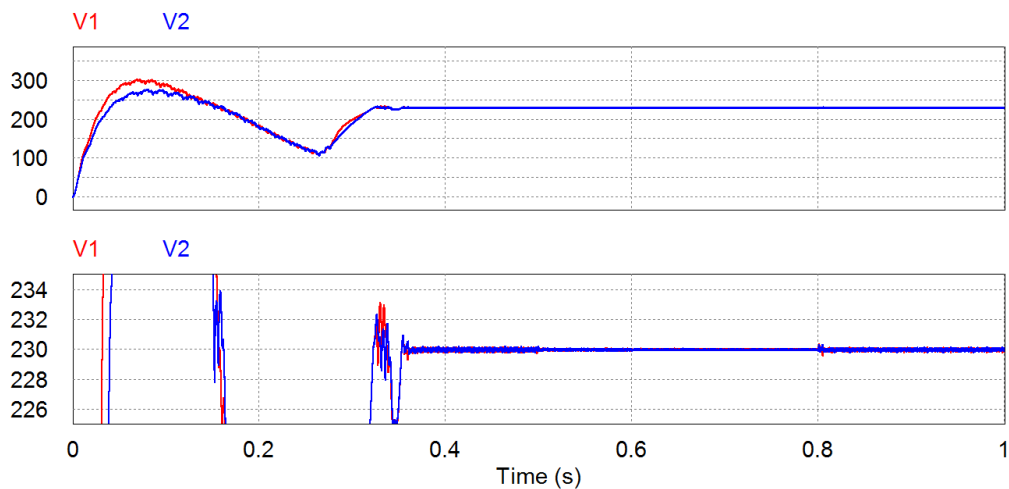


Figura 66. Corrientes de línea y de referencia en el marco estacionario



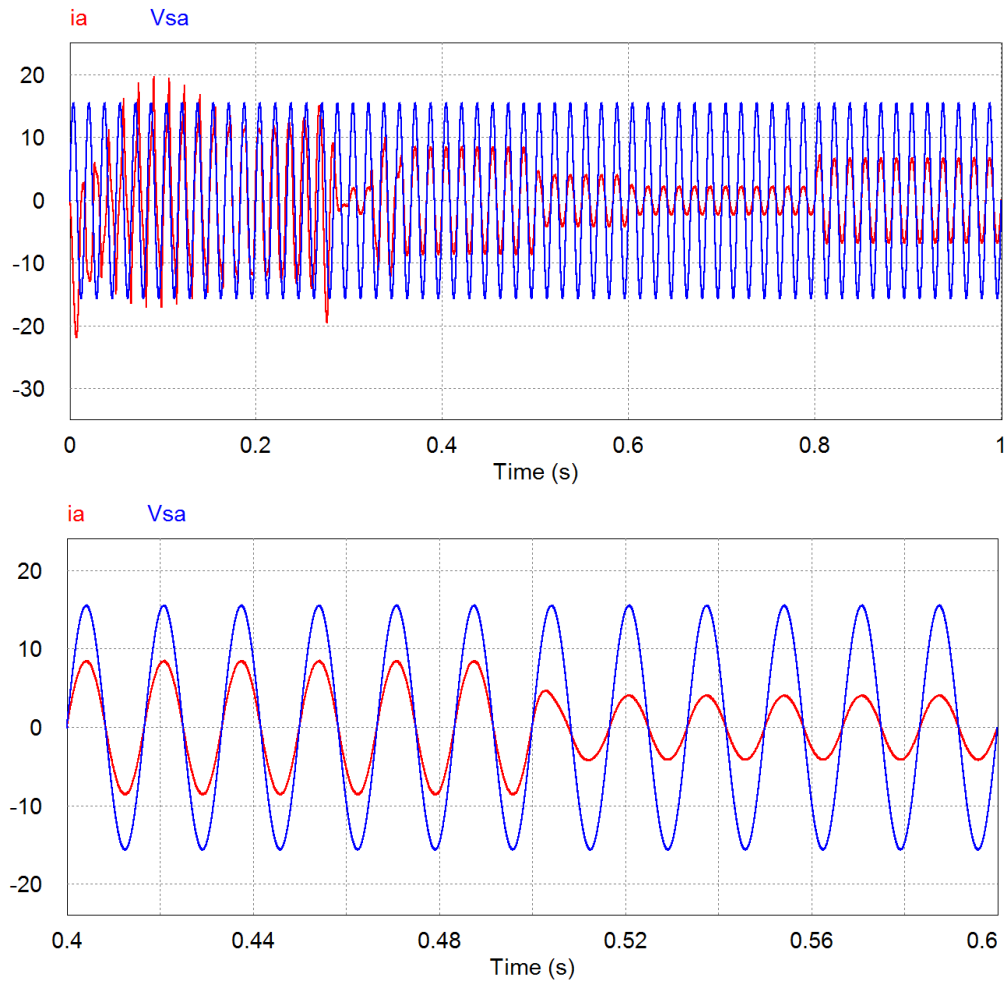
Una vez el nivel de tensión del bus de DC llega a su referencia, el control de corriente del inversor opera de manera satisfactoria siguiendo las referencias y se puede observar en la Figura 66 que el tiempo requerido por el controlador ante una perturbación en la potencia para alcanzar la nueva referencia es menor a un periodo de la frecuencia fundamental, resultado similar al obtenido con la modulación LS-PWM.

Figura 67. Tensión en condensadores C1 y C2



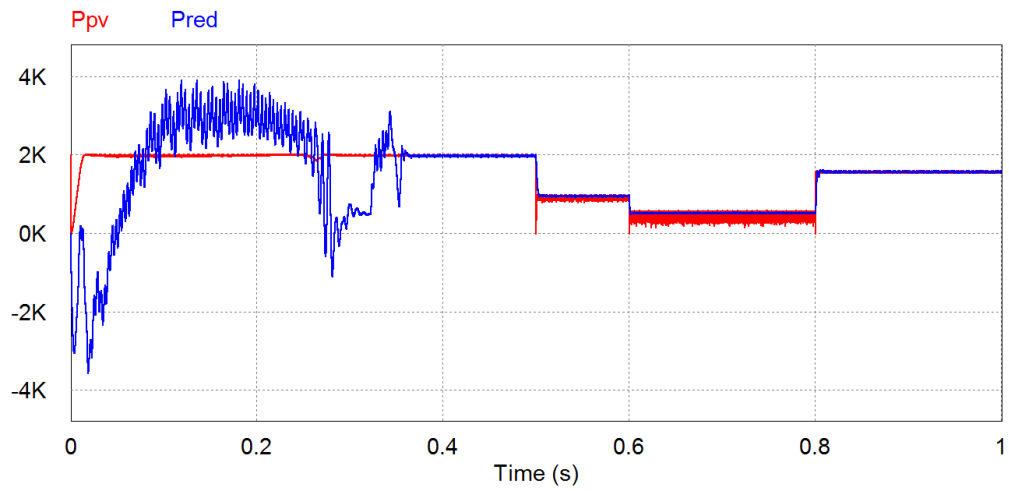
En la Figura 67 se observa que el control de balance de los condensadores con la modulación SVM, alcanza su estado estable casi al tiempo que lo hace el bus de DC, marcando ya una diferencia visible con respecto a la presentada en la Figura 61 del caso de estudio 1, el cual necesita un tiempo mayor para alcanzar este estado estable. Esto puede ser debido a que, con la modulación vectorial, es posible seleccionar los vectores de manera casi instantánea, mientras que con la modulación LS-PWM, el control se hace mediante lazos cerrados de control, los cuales incorporan retardos en las señales, haciendo éstos más lentos. Además, el rizado presenta una amplitud inferior.

Figura 68. Corriente de línea de la fase a y tensión de fase a de red



La Figura 68 muestra las señales de tensión y corriente de la **fase a**, las cuales están en fase, lo que significa que la potencia presente en la red es netamente activa. En estado estable, la Figura 68 es idéntica a la Figura 62, dando como resultado que, en el punto de acoplamiento común, la red no distingue diferencia entre una modulación y otra.

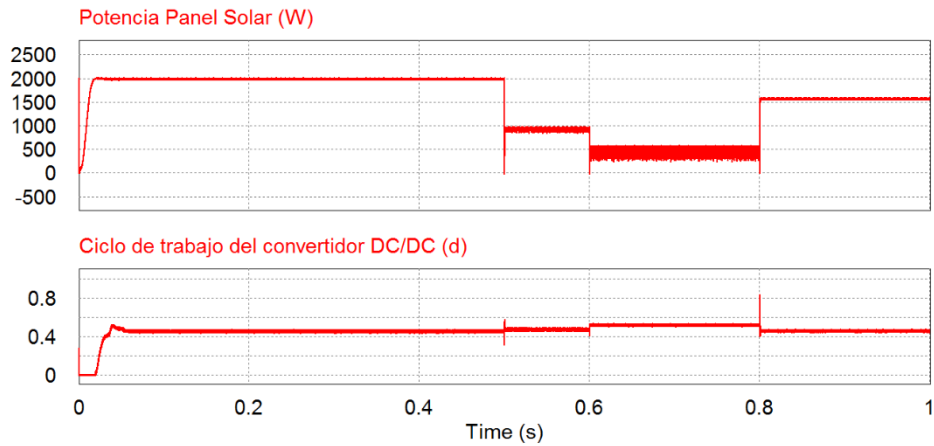
Figura 69. Potencia del panel fotovoltaico y potencia inyectada a la red



El comportamiento del flujo de potencia es similar al presentado en el caso de estudio 1, con la diferencia que tarda un tiempo superior en alcanzar su estado estable como se observa en la Figura 69.

Resultados caso de estudio 3

Figura 70. Potencia del panel solar y ciclo de trabajo convertidor DC/DC



La Figura 70 muestra que, en estado estable, el comportamiento del ciclo de trabajo y la potencia es similar a los casos de estudio anteriores, sin embargo, este estado estable es alcanzado mucho más rápido que los dos casos anteriores. La carga de los condensadores al nivel de referencia se realiza en aproximadamente 0.05 s como se observa en la Figura 71.

Figura 71. Tensión del bus de DC, referencia y valor medido

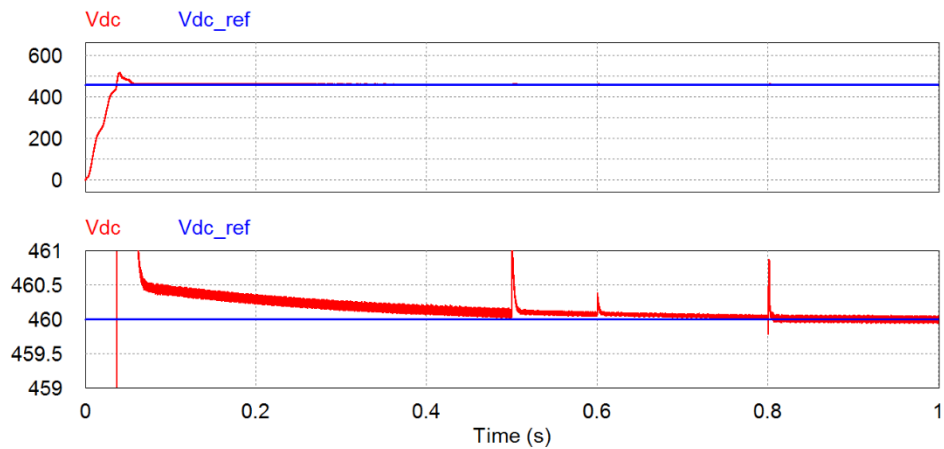
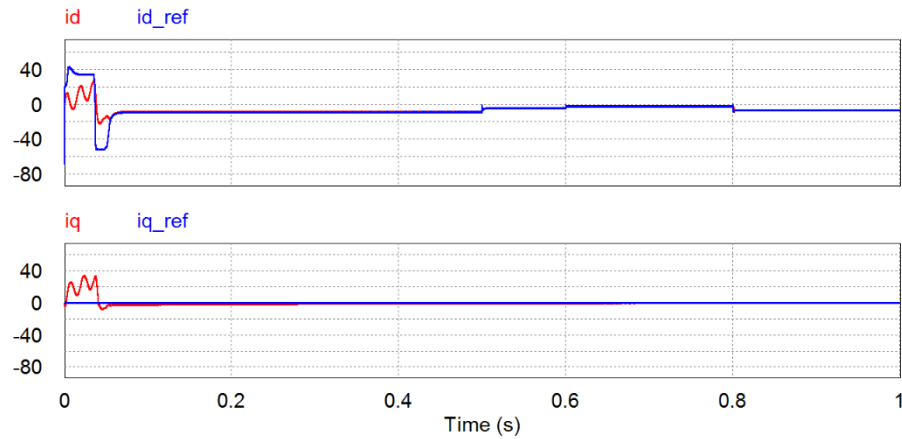
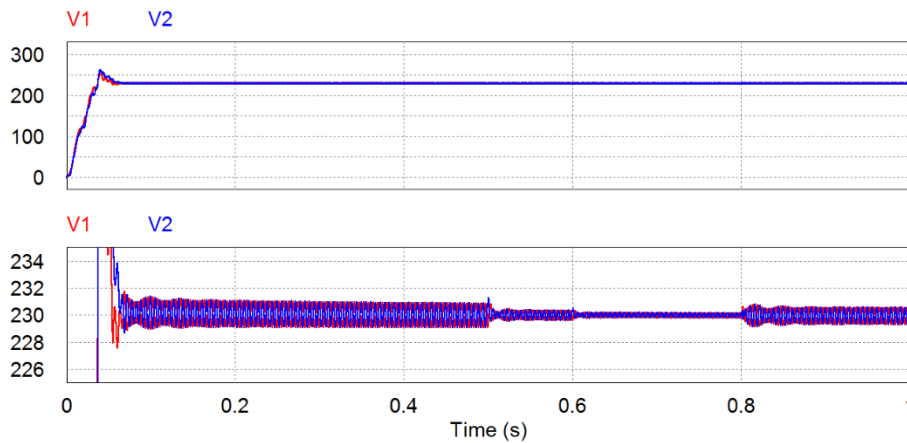


Figura 72. Corrientes de línea y de referencia en el marco síncrono



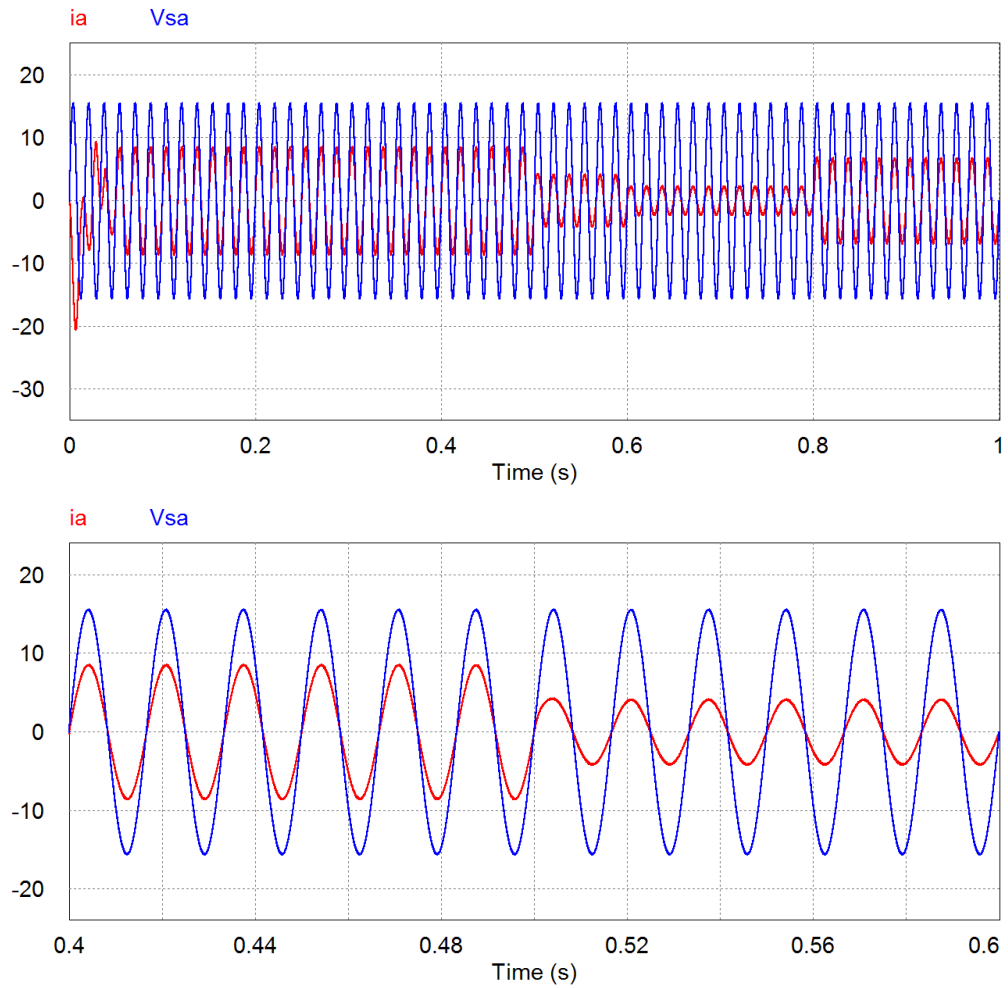
La Figura 72 muestra el comportamiento del control de corriente del inversor en el marco de referencia dq . En este marco de referencia, las señales son cantidades de DC y se puede ver directamente la relación entre la corriente y la potencia. Como se puede observar, la componente q de la corriente, tiende a cero en estado estable, lo que significa, que esta componente representa la potencia reactiva inyectada a la red que es igual a cero. Por otro lado, la componente d , tiene el mismo comportamiento que la potencia del panel fotovoltaico.

Figura 73. Tensión en condensadores C1 y C2



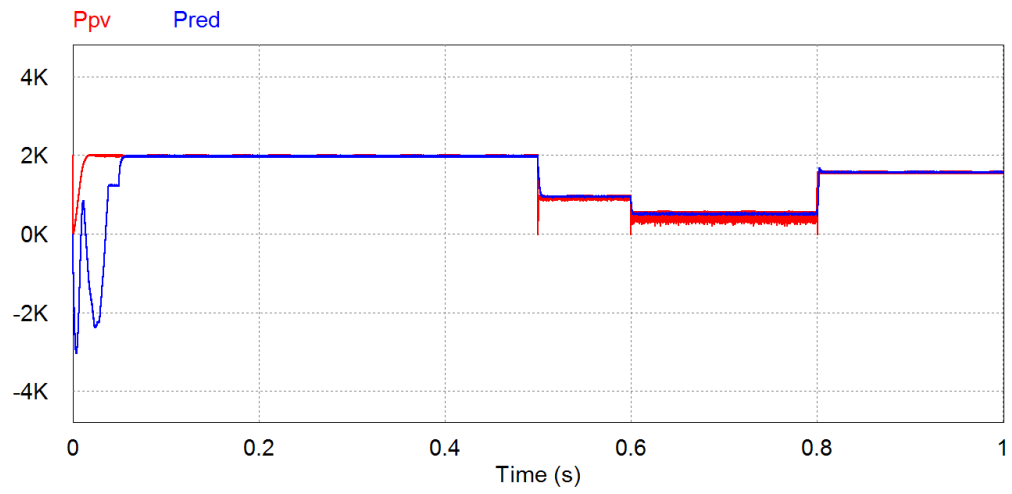
Las tensiones en los condensadores se ilustran en la Figura 73. Se puede observar el comportamiento concatenado y en contrafase de las tensiones para mantener el balance para el buen funcionamiento del sistema. El estado estable para este caso de estudio, es alcanzado mucho más rápido que los casos anteriores.

Figura 74. Corriente de línea de la fase a y tensión de fase a de red



La corriente y tensión de la **fase a** se muestran en la Figura 74. Se puede observar que en el marco de referencia dq , el cambio de potencia en la entrada y, por tanto, el cambio en la magnitud en la corriente de línea, se realiza de manera casi inmediata, comparado con los casos en el marco de referencia $\alpha\beta$. Y, por supuesto, se observa también el alineamiento en la fase de la tensión y la corriente.

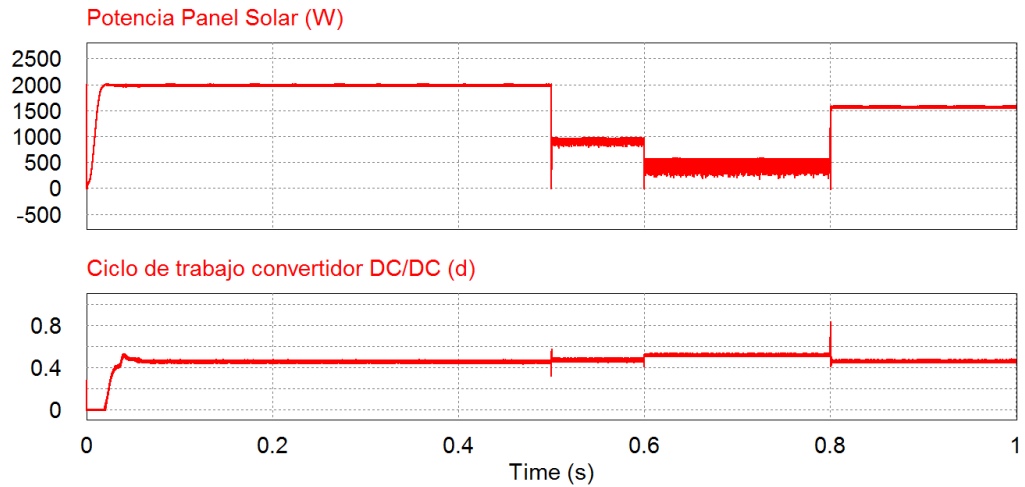
Figura 75. Potencia del panel fotovoltaico y potencia inyectada a la red



Las potencias del generador fotovoltaico y la red se ilustran en la Figura 75. En el estado inicial, la potencia fluye hacia el inversor, pero en este caso, este proceso se realiza de forma más rápida. Una vez alcanza el estado estable la tensión en los condensadores, el sistema funciona de forma adecuada.

Caso de estudio 4

Figura 76. Potencia del panel solar y ciclo de trabajo convertidor DC/DC



El comportamiento de la potencia y el ciclo de trabajo observado en la Figura 76 es el mismo mostrado para el sistema con modulación LS-PWM de la Figura 70, tomando el mismo tiempo transitorio en la estabilización del bus de DC desde el estado inicial, que es de aproximadamente 0.05 s como se ilustra en la Figura 77; además, se aprecia el mismo sobreimpulso.

Figura 77. Tensión del bus de DC, referencia y valor medido

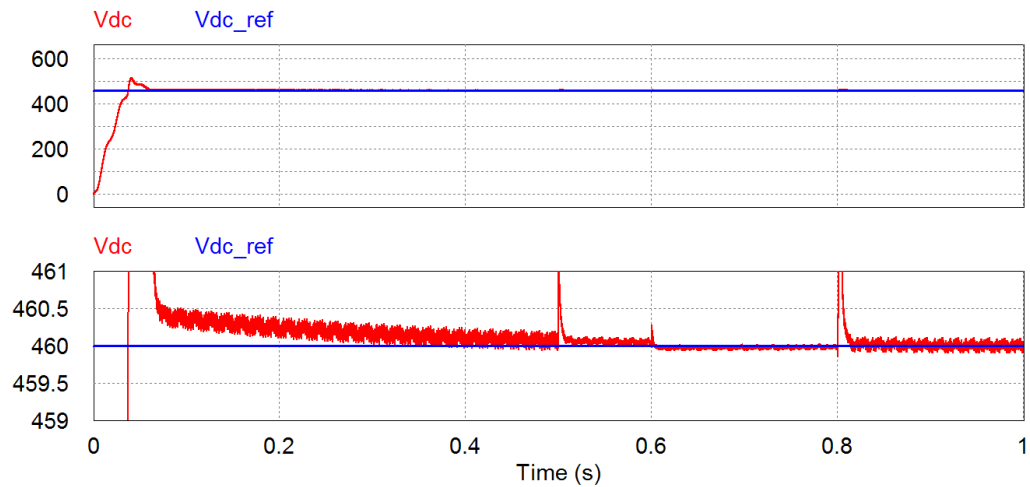
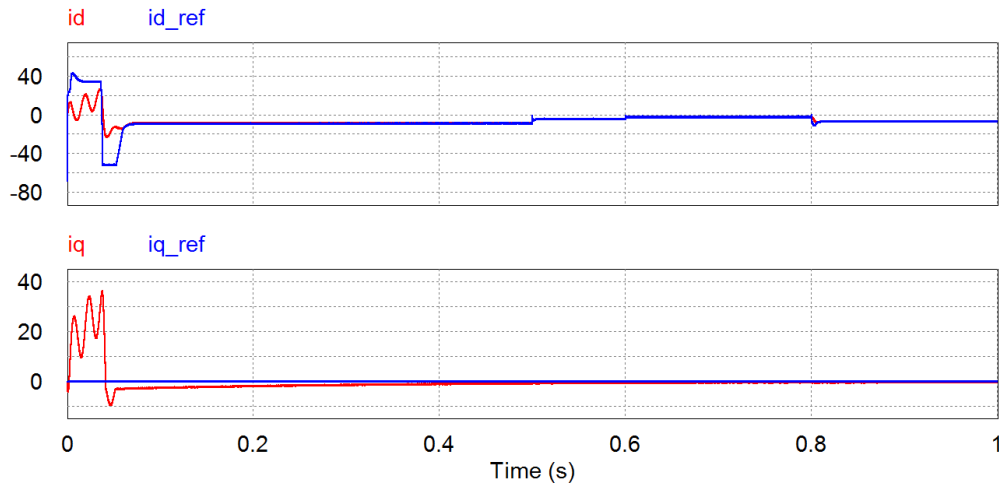
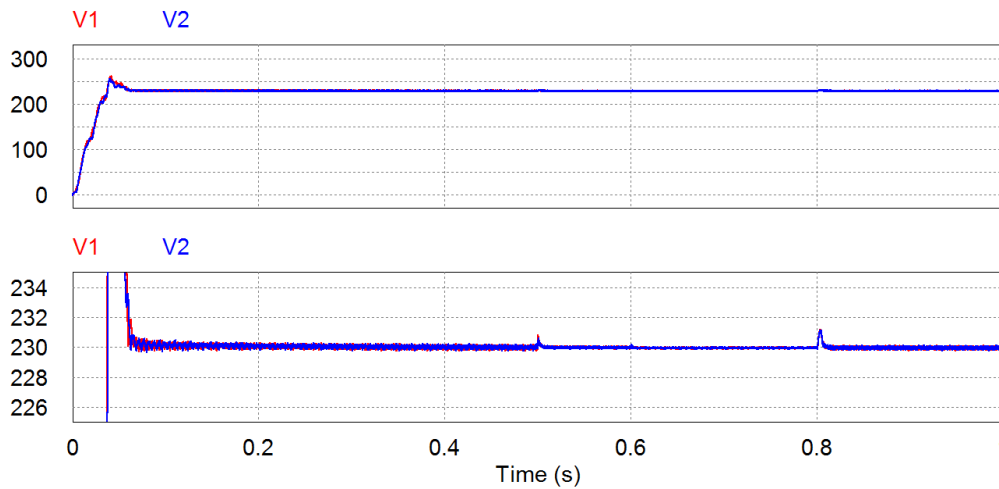


Figura 78. Corrientes de línea y de referencia en el marco síncrono



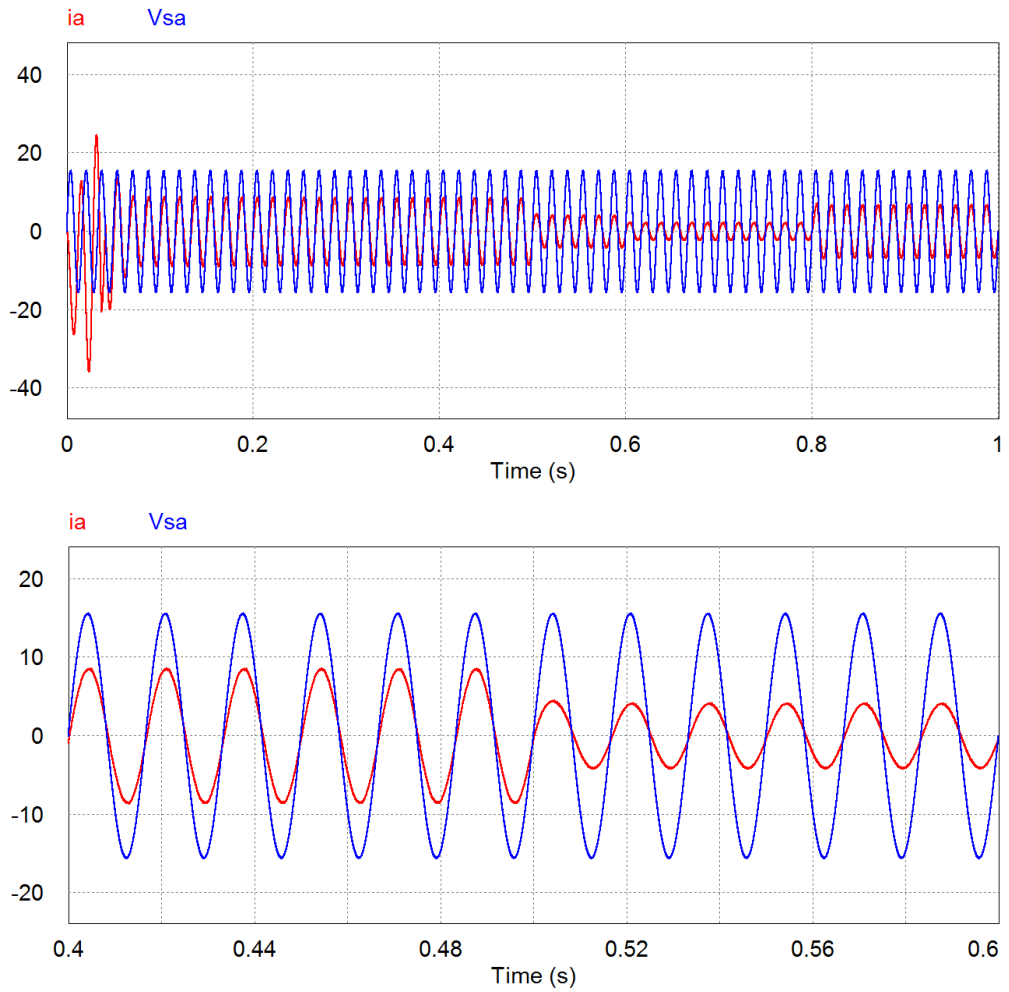
De manera similar, el comportamiento de las corrientes en el marco de referencia dq , se puede apreciar que la Figura 78 es idéntica a la presentada en el caso de estudio anterior. La red de desacoplamiento en el lazo de control de corriente del inversor, se evidencia en estas dos figuras, ya que ante un cambio en la componente i_d , no se refleja en la señal de la componente i_q .

Figura 79. Tensión en condensadores C1 y C2



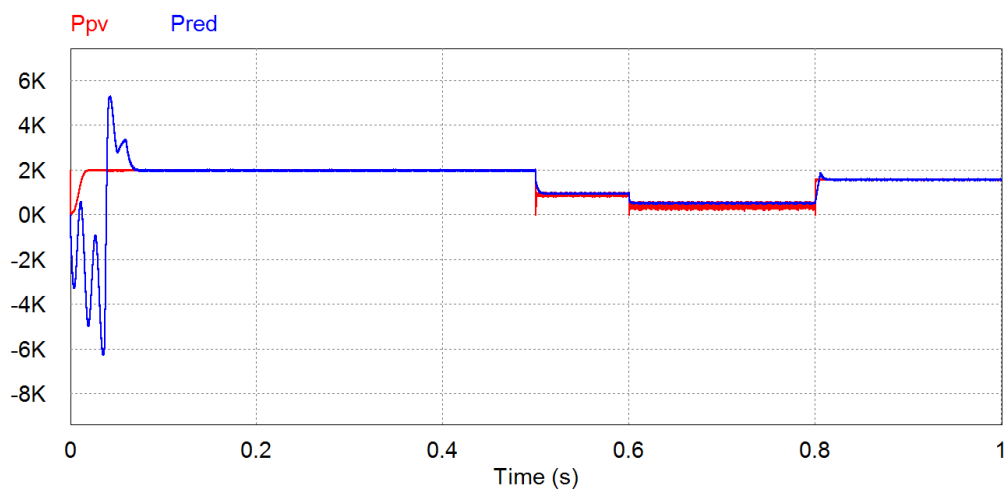
La tensión en los condensadores de la Figura 79 presentan una diferencia notoria con respecto a la mostrada en la Figura 73 del caso de estudio anterior y es la magnitud del rizado del control de balance de tensión de éstos, que para este caso, es inferior al mostrado anteriormente.

Figura 80. Corriente de línea de la fase a y tensión de fase a de red



La potencia activa que se inyecta a la red se ve reflejada en el sincronismo de la tensión y la corriente de la **fase a** de la Figura 80. Además, se puede observar que el cambio en la irradiancia, el cual provoca un cambio en la potencia a suministrar, es seguido rápidamente por el control del inversor, en menos de medio periodo de frecuencia de la red.

Figura 81. Potencia del panel fotovoltaico y potencia inyectada a la red



La Figura 81 muestra las potencias del arreglo fotovoltaico y la red el cual presenta un comportamiento similar a los otros tres casos.

5. Conclusiones

Se ha implementado el control de un sistema fotovoltaico conectado a la red en diferentes marcos de referencia y técnicas de modulación mostrando mediante simulación, el correcto funcionamiento del sistema. Las conclusiones provenientes del presente trabajo de investigación se enlistan a continuación:

- La magnitud del rizado en las tensiones de los condensadores es menor con la modulación vectorial (*SVM*) que con la modulación (*LS-PWM*).
- Entre más bajo sea el nivel del ciclo de trabajo del convertidor DC/DC, mejor funcionamiento presenta dicho convertidor.
- Es recomendable la conexión en serie de módulos fotovoltaicos para un mejor funcionamiento del algoritmo de búsqueda de máxima potencia (*MPPT*).
- A valores de irradiancia bajos, la potencia de salida del panel fotovoltaico presenta un rizado mayor, esto se debe a que la curva característica de P-V no es tan pronunciada a estos valores de irradiancia comparados con valores superiores y, el algoritmo de búsqueda presencia un espacio mayor para realizar la perturbación correspondiente.
- Adicional al control de ciclo de trabajo del convertidor DC/DC, se debe incorporar un control de tensión a la salida de éste, ya que esta tensión debe permanecer estable ante cambios en la irradiancia.
- Se implementaron dos estrategias de balance de tensión de los condensadores del lado de DC del inversor, una para cada modulación, con resultados de funcionamiento satisfactorio.
- Con el manejo de las transformadas $\alpha\beta$ y dq , se controló el inversor en estos dos marcos de referencia, obteniendo la ventaja de reducir los lazos de control de tres a dos, ya que la información trifásica se compacta en estos nuevos marcos.
- Una ventaja que tiene el control del inversor en el marco dq con respecto al marco $\alpha\beta$, es que las señales son cantidades de DC. Una desventaja del control en dq con respecto al control en $\alpha\beta$, es la necesidad de adicionar un lazo de sincronismo. Otra desventaja del marco dq con respecto al marco $\alpha\beta$, es la necesidad de una red de desacoplamiento en los lazos del control de corriente.
- La constante proporcional del lazo de control de bus de DC, no debe superar la unidad, ya que ésta, amplifica el rizado en la señal de potencia de entrada del módulo de generación de corrientes de referencia.
- El controlador proporcional resonante (*P+R*), no solo cumple con la función de seguir referencias sinusoidales, sino que, además, rechaza perturbaciones provenientes de la red de suministro eléctrico, dándole robustez al control.
- La modulación vectorial (*SVM*), evidencia un mejor comportamiento que la modulación (*LS-PWM*) en el balance de tensión de los condensadores del lado de DC del inversor, esto debido a la posibilidad de seleccionar los estados que ayudan al balance de forma casi inmediata, sin la necesidad de procesar la señal mediante un lazo de control.
- Debido a que la aplicación considera la inyección de potencia activa a la red, un simple filtro *RL* es necesario para la interconexión entre el inversor y la red.
- Ante un acontecimiento en donde la irradiancia disminuya a cero, el sistema fotovoltaico no entregará potencia alguna, sin embargo, el inversor seguirá operando de modo que su salida se alinearé con la red, en magnitud y fase, es decir, en un periodo de conmutación, el inversor y la red tendrán el mismo valor promedio en el mismo instante de tiempo, con lo cual, el filtro de conexión *RL* verá una diferencia de tensión de cero voltios, bloqueando el paso de corriente desde o hacia el inversor.
- En la literatura se recomienda que en el diseño del controlador (*P+R*), la constante k_p debe ser mucho menor que la constante k_i , esto debido a que si se seleccionan parámetros que no sigan esta recomendación, los ceros del controlador quedarían ubicados muy cerca a

los polos que realizan la labor de seguimiento, cancelando esta tarea y el controlador quedaría parecido a un controlador PI, el cual es incapaz de seguir referencias sinusoidales.

- Es recomendable incluir bloques de saturación en la salida de los lazos de control, con el fin de evitar largas excursiones de las señales en los momentos transitorios.

Referencias

- [1] H. Abu-Rub, M. Malinowski y K. Al-Haddad, *POWER ELECTRONICS FOR RENEWABLE ENERGY SYSTEMS, TRANSPORTATION AND INDUSTRIAL APPLICATIONS*, John Wiley & Sons Ltd, 2014.
- [2] A. Nabae, I. Takahashi y A. Hirofumi, «A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vols. %1 de %2IA-17, nº 5, pp. 518-523, 1981.
- [3] J. Rodríguez, L. G. Franquelo, S. Kouro, J. I. León, R. C. Portillo, M. Á. Martín Prats y M. A. Pérez, «Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, nº 11, 2009.
- [4] A. Yazdani y R. Iravani, *Voltage-Sourced Converteres in Power Systems*, New Jersey: Wiley, 2010.
- [5] S. Pranith y T. S. Bhatti, «Modeling and parameter extraction methods of PV modules - Review,» *IEEE*, pp. 72-76, 2015.
- [6] S. Tchoketch K, M. Haddadi y M. Salah, «An overview of solar cells parameters extraction methods,» *IEEE*, 2015.
- [7] W. De Soto, S. A. Klein y W. A. Beckman, «Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance,» *Solar Energy*, vol. 80, nº 1, pp. 78-88, 2006.
- [8] Powersim, «Solar Module Physical Model,» 2016.
- [9] Upsolar, «Upsolar,» [En línea]. Available: http://www.upsolar.com/uploads/UploadFile/UP-EN-US-012016_V1_STND_POLY60_6_B_LR_20160125_20160304.pdf.
- [10] L. Gil-Antonio, M. B. Saldivar-Márquez y O. Portillo-Rodríguez, «Maximum power point tracking techniques in photovoltaic systems: A brief review,» *IEEE*, pp. 317-322, 2016.
- [11] D. Nahum Zmood y D. Grahame Holmes, «Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters With Zero Steady-State Error,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 18, nº 3, pp. 814-822, 2003.
- [12] S. Chung, «Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems,» *IEE Proc-Electr. Power Appl.*, vol. 147, nº 3, pp. 213-219, 2000.
- [13] N. Celanovic y D. Boroyevich, «A Fast Space-Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three-Phase Converters,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 37, nº 2, pp. 637-641, 2001.
- [14] R. Teodorescu, M. Liserre y P. Rodríguez, *Grid Converters For Photovoltaic And Wind Power Systems*, New Delhi: Wiley, 2011.
- [15] M. A. Mantilla Villalobos, Bucaramanga: UIS, 2016.
- [16] D. W. Hart, *Electrónica de Potencia*, Madrid: Pearson, 2001.

Bibliografía

- A. Nabae, I. Takahashi y A. Hirofumi, «A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vols. %1 de %2IA-17, nº 5, pp. 518-523, 1981.
- A. Yazdani y R. Iravani, *Voltage-Sourced Converteres in Power Systems*, New Jersey: Wiley, 2010.
- D. Nahum Zmood y D. Grahame Holmes, «Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters With Zero Steady-State Error,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 18, nº 3, pp. 814-822, 2003.
- D. W. Hart, *Electrónica de Potencia*, Madrid: Pearson, 2001.
- H. Abu-Rub, M. Malinowski y K. Al-Haddad, *POWER ELECTRONICS FOR RENEWABLE ENERGY SYSTEMS, TRANSPORTATION AND INDUSTRIAL APPLICATIONS*, John Wiley & Sons Ltd, 2014.
- J. Rodríguez, L. G. Franquelo, S. Kouro, J. I. León, R. C. Portillo, M. Á. Martín Prats y M. A. Pérez, «Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, nº 11, 2009.
- L. Gil-Antonio, M. B. Saldivar-Márquez y O. Portillo-Rodríguez, «Maximum power point tracking techniques in photovoltaic systems: A brief review,» *IEEE*, pp. 317-322, 2016.
- M. A. Mantilla Villalobos, Bucaramanga: UIS, 2016.
- N. Celanovic y D. Boroyevich, «A Fast Space-Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three-Phase Converters,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 37, nº 2, pp. 637-641, 2001.
- Powersim, «Solar Module Physical Model,» 2016.
- R. Teodorescu, M. Liserre y P. Rodríguez, *Grid Converters For Photovoltaic And Wind Power Systems*, New Delhi: Wiley, 2011.
- S. Chung, «Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems,» *IEE Proc-Electr. Power Appl.*, vol. 147, nº 3, pp. 213-219, 2000.
- S. Pranith y T. S. Bhatti, «Modeling and parameter extraction methods of PV modules - Review,» *IEEE*, pp. 72-76, 2015.
- S. Tchoketch K, M. Haddadi y M. Salah, «An overview of solar cells parameters extraction methods,» *IEEE*, 2015.
- Upsolar, «Upsolar,» [En línea]. Available: http://www.upsolar.com/uploads/UploadFile/UP-EN-US-012016_V1_STND_POLY60_6_B_LR_20160125_20160304.pdf.
- W. De Soto, S. A. Klein y W. A. Beckman, «Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance,» *Solar Energy*, vol. 80, nº 1, pp. 78-88, 2006.