

Boost-Inverter para una aplicación Fotovoltaica Aislada

JHOAN ALEJANDRO MONTENEGRO OVIEDO

**Universidad del Valle
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Programa Ingeniería Electrónica
Santiago de Cali
Septiembre de 2017**

Boost-Inverter para una aplicación Fotovoltaica Aislada

JHOAN ALEJANDRO MONTENEGRO OVIEDO

**Trabajo de grado presentado como requisito para optar
al título de
INGENIERO ELECTRÓNICO**

DIRECTORES

MARTHA LUCIA OROZCO

HERNANDO VÁSQUEZ

Universidad del Valle

Facultad de Ingeniería

Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Programa Ingeniería Electrónica

Santiago de Cali

Septiembre de 2017

AGRADECIMIENTOS

A mi madre querida que siempre me ha acompañado en mi proyecto de vida y ha sido la motivación para lograr mis Metas.

A mis Hermanos por el apoyo constante y sus mejores deseos.

A mis directores de tesis, Martha Lucia Orozco y Hernando Vásquez, por brindarme su conocimiento, su comprensión y por estar siempre atentos durante todo el proceso del presente trabajo.

CONTENIDO

	pág.
RESUMEN	10
ABSTRACT	11
INTRODUCCIÓN	12
1. ENERGÍA SOLAR FOTOVOLTAICA	13
1.1. Aplicaciones Fotovoltaicas	13
1.1.1. Aplicaciones Aisladas	13
1.1.2. Aplicaciones conectadas a la Red	14
1.2. Características de los paneles solares	15
1.3. Interconexión de paneles fotovoltaicos	17
1.4. Condiciones de sombreado sobre paneles solares	17
2. ALGORITMOS DE SEGUIMIENTO DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA (MPPT)	19
2.1. Perturbar y Observar (P&O)	19
2.2. P&O Modificado (MP&O)	20
2.3. Método EPP (Estimar-Perturbar-Perturbar)	20
2.4. Método de escalada (HC)	21
2.5. Método adaptativo de escalada modificado (MAHC)	21
2.6. Conductancia Incremental	21
2.7. Tensión de circuito abierto fraccional	22
2.8. Corriente de cortocircuito fraccional	23
2.9. Técnica de ajuste de curvas	23
2.10. Técnica de tabla Look-up	23
2.11. Selección de algoritmo MPPT	24
3. CONVERTIDOR BOOST-INVERTER	25
3.1. Topología	25
3.2. Modulación SPWM	26
3.2.1. Modulación de medio ciclo	27
3.2.2. Comparación de la modulación tradicional con HCM	28
3.2.3. Mejora al método HCM	28
3.3. Inyección de tercer armónico	29
3.4. Funcionamiento del circuito Boost-Inverter	30
3.5. Análisis Estático	31

3.5.1.	Diseño de la bobina	35
3.5.2.	Diseño del condensador	35
3.6.	Análisis Dinámico	36
4.	DISEÑO DEL BOOST-INVERTER FOTOVOLTAICO	37
4.1.	Especificaciones generales	37
4.2.	Diseño etapa de potencia	37
4.3.	Elección de dispositivo de conmutación y diodo de potencia	39
4.4.	Simulación etapa de potencia	39
4.4.1.	Simulación Método HCM.	42
4.4.2.	Simulación inyección de tercer armónico	44
4.5.	Diseño del algoritmo de control MPPT	45
4.5.1.	Mejora al algoritmo P&O	46
4.6.	Simulación Boost-Inverter fotovoltaico	47
4.6.1.	Simulación con algoritmo MAHC.	50
5.	IMPLEMENTACIÓN DEL BOOST-INVERTER FOTOVOLTAICO	52
5.1.	Etapa de Potencia	52
5.2.	Activación de los transistores de potencia	52
5.3.	Generación del tiempo muerto	53
5.4.	Etapa SPWM	55
5.4.1.	Generación de la señal de referencia sinusoidal	55
5.4.2.	Generación de la onda triangular	56
5.5.	Etapa de Sensado	57
5.5.1.	Sensado de Corriente	57
5.5.2.	Sensado de voltaje	58
5.5.3.	Acoplamiento de sensores	58
5.6.	Etapa de algoritmo de control P&O	59
5.7.	Etapa del algoritmo MAHC.	60
5.8.	Etapa de filtrado digital	60
5.9.	Etapa de promedio de datos	60
6.	PRUEBAS Y RESULTADOS	62
6.1.	Prueba 1. Análisis de Distorsión armónica y eficiencia	62
6.1.1.	Análisis de efectos transitorios en la conmutación de los Mosfets	65
6.2.	Prueba 2. Funcionamiento del MPPT P&O	66
6.3.	Prueba 3. Funcionamiento del MPPT MAHC	70

CONCLUSIONES	73
TRABAJO FUTURO	74
BIBLIOGRAFÍA	75
ANEXOS	77

ÍNDICE DE FIGURAS

	pág.
Figura 1. Componentes de un sistema solar fotovoltaico aislado [2].	13
Figura 2. Sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica[3]	15
Figura 3. Curvas características de V-I y potencia de una celda fotovoltaica [4].	15
Figura 4. Curvas de potencia de una celda fotovoltaica para diferentes condiciones de irradiación [4].	16
Figura 5. Circuito equivalente para una celda fotovoltaica [4].	16
Figura 6. a) Configuración Serie b) Configuración paralelo de arreglos PV [6]	17
Figura 7. Configuración serie-paralelo.	18
Figura 8. a). $\Delta P > 0$ y $\Delta V > 0$ b) $\Delta P > 0$ y $\Delta V < 0$ c) $\Delta P < 0$ y $\Delta V < 0$ d) $\Delta P < 0$ y $\Delta V > 0$ [9]	19
Figura 9. Secuencia de tiempo de 3 algoritmos P&O [10]	21
Figura 10. Algoritmo de Conductancia Incremental.	22
Figura 11. Topología del Boost-inverter monofásico.	25
Figura 12. Convertidor Boost a) Unidireccional b) Bidireccional.	25
Figura 13. Formas de onda de los convertidores y de la salida [5].	26
Figura 14. SPWM bipolar [5].	27
Figura 15. Estrategia Half cycle modulation (HCM) y formas de onda.	28
Figura 16. Boost-Inverter con interruptores de sujeción [17].	28
Figura 17. Formas de onda de la estrategia de modulación HCM mejorada.	29
Figura 18. Formas de onda Inyección de tercer armónico.	30
Figura 19. Grafica de las funciones de transferencia del Boost-Inverter, elevador y reductor.	31
Figura 20. Forma de onda teórica del ciclo de trabajo.	32
Figura 21. Forma de onda teórica de la corriente por la bobina.	33
Figura 22. Forma de onda teórica del voltaje en el capacitor.	34
Figura 23. Forma de onda teórica de la corriente de entrada.	34
Figura 24. Simulación del Boost-Inverter en Simulink.	40
Figura 25. Forma de onda voltaje de salida obtenido en simulación.	40
Figura 26. Voltaje V_a y V_b en los capacitores de salida obtenido en simulación	41
Figura 27. Corriente obtenida en simulación de la bobina de entrada L_1	41
Figura 28. Corriente de entrada al convertidor obtenido en simulación.	42
Figura 29. Voltaje de Salida en simulación con método HMC.	42
Figura 30. Voltaje en los capacitores de salida en simulación método HMC.	43
Figura 31. Voltaje de Salida con inyección de 3er armónico obtenido en simulación.	44
Figura 32. Comparación de THD a) Sin inyección de 3er armónico b) Con inyección de tercer armónico.	45
Figura 33. Algoritmo MPPT perturbar y observar	45
Figura 34. Respuesta al escalón unitario de la función de transferencia del Boost-Inverter.	46
Figura 35. Diagrama de flujo de algoritmo MPPT MAHC.	47
Figura 36. Simulación Boost-Inverter Fotovoltaico en Simulink.	48
Figura 37. Curvas características paneles solares ERD80.	48

Figura 38. Potencia de entrada al inversor.	49
Figura 39. Voltaje y Corriente suministrados por el arreglo PV.	50
Figura 40. Variación del índice de modulación de amplitud.	50
Figura 41. Potencia de entrada al inversor con MAHC.	51
Figura 42. Variación del índice de modulación de amplitud con MAHC.	51
Figura 43. Diagrama de etapas Boost-Inverter fotovoltaico.	52
Figura 44. Circuito de disparo de los Mosfet.	53
Figura 45. Formas de onda de los tiempos de conmutación.	54
Figura 46. Formas de ondas del generador de tiempos muertos.	54
Figura 47. Etapa de generación de Tm en Quartus II.	55
Figura 48. Programación en VHDL para generar la Look-table de la onda sinusoidal.	55
Figura 49. Bloque generador onda sinusoidal.	56
Figura 50. Programación VHDL que genera la sinusoidal con el tercer armónico	56
Figura 51. Etapa de generación de onda triangular en Quartus.	57
Figura 52. Etapa SPWM y generación de Tiempo Muerto en Quartus II	57
Figura 53. Sensor de corriente de efecto hall L18P010D15	58
Figura 54. Conexión del amplificador de aislamiento ISO124P [16]	58
Figura 55. Circuito esquemático acoplamiento sensores.	59
Figura 56. Programación VHDL en Quartus para el algoritmo MPPT P&O.	59
Figura 57. Programación para el deltaMa variable.	60
Figura 58. Diagrama esquemático del algoritmo MPPT y el controlador ADC en Quartus II.	61
Figura 59. Voltaje de Salida experimental sin inyección 3er armónico	62
Figura 60. Voltaje de salida experimental con inyección del tercer armónico.	63
Figura 61. Análisis de THD a) Voltaje de salida son Inyección 3er armónico b) Voltaje de salida con inyección 3er armónico.	63
Figura 62. Voltaje experimental en los convertidores Boost bidireccionales.	64
Figura 63. Corriente de entrada experimental del inversor.	64
Figura 64. Voltaje Drain-Source de S1.	65
Figura 65. Voltaje Drain-Source de S2	66
Figura 66. Corriente de entrada experimental con MPPT	67
Figura 67. Voltaje de entrada experimental con MPPT.	68
Figura 68. Variación del índice de modulación de amplitud (Ma) experimental.	69
Figura 69. Potencia generada por el panel solar con P&O.	69
Figura 70. Corriente de entrada experimental con MAHC	70
Figura 71. Voltaje de entrada experimental con MAHC.	71
Figura 72. Variación del Ma con MAHC	71
Figura 73. Potencia generada por el panel solar con MAHC	72

ÍNDICE DE TABLAS

	pág.
Tabla 1. Principales características de técnicas MPPT [14][15].	24
Tabla 2. Especificaciones de diseño.	37
Tabla 3. Resumen de valores según las especificaciones de diseño	38
Tabla 4. Características de los elementos de potencia.	39
Tabla 5. Comparación de algoritmos P&O y MAHC	72

RESUMEN

En este trabajo de grado se presenta la implementación de un Inversor diferencial monofásico alimentado por un arreglo fotovoltaico ubicado en la escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Universidad del Valle.

En un sistema fotovoltaico convencional se tienen dos etapas, una para la elevación de la tensión producida por el arreglo fotovoltaico y otra para la inversión de la corriente produciendo una señal AC. El uso de dos etapas implica un mayor número de elementos electrónicos, mayores costos e incluso baja eficiencia energética. Con el fin de aumentar la eficiencia del sistema se desarrolla un convertidor denominado “Boost-Inverter”, que permite realizar la elevación y la inversión en una sola etapa, al cual se le aplica un seguidor del máximo punto de potencia (Maximum power point tracking: MPPT) de un arreglo fotovoltaico.

Se implementó los algoritmos Perturbar y Observar (P&O) y Método adaptativo de escalada modificado (MAHC), para extraer la máxima potencia de los paneles solares a través de una revisión bibliográfica, que permitió comparar los existentes en la literatura. Este algoritmo se implementó en un sistema de desarrollo digital con Field Programmable Gate Array (FPGA) y a su vez se efectuó la estrategia de modulación para el “Boost-Inverter”.

Finalmente se implementó el “Boost-Inverter” de 80 W, donde se ejecutaron distintas pruebas de laboratorio, se analizó su comportamiento, formas de onda, tipos de modulacióm, análisis de distorsión armónica (Total Harmonic Distortion: THD) y eficiencia.

Los resultados muestran el correcto funcionamiento del MPPT para diferentes condiciones de irradiación en el ambiente, una eficiencia de alrededor del 82%, y una forma de onda de salida sinusoidal con una distorsión armónica del 5%.

Palabras clave: Boost-Inverter, Sistemas Fotovoltaicos, THD, MPPT, P&O, MAHC, FPGA.

ABSTRACT

This paper features the implementation of a single-phase differential inverter powered by a photovoltaic array located in the School of Electrical and Electronics Engineering of the Valle's University

In a conventional photovoltaic system, there are two stages, one for the raising of the voltage produced by the photovoltaic array and another for the inversion of the current producing an AC signal. The use of two stages entails a greater number of electronic elements, higher costs and even low energy efficiency. In order to increase the system's efficiency, a converter called "Boost-Inverter" is developed, which allows the elevation and the inversion in a single stage, to which a follower of the Maximum power point tracking (MPPT) of a photovoltaic array is applied to it.

It was implemented the Perturbing and Observing (P & O) and Modified Adaptive Hill Climbing (MAHC) algorithms, to extract the maximum power of the solar panels through a bibliographic review, that allowed to compare those existing in the literature. This algorithm was implemented in a digital development system with Field Programmable Gate Array (FPGA) and in turn carried out the modulation strategy for the "Boost-Inverter".

Finally, the 80 W Boost-Inverter was implemented, where different laboratory tests were performed, and was analysed its behavior, waveforms, modulation types, Total Harmonic Distortion (THD) and efficiency.

The results show the correct operation of the MPPT for different conditions of irradiation in the environment, an efficiency of around 82%, and a sinusoidal output waveform with a harmonic distortion of 5%.

Keywords: Boost-Inverter, Photovoltaic Systems, THD, MPPT, P&O, MAHC, FPGA.

INTRODUCCIÓN

Los convertidores DC-DC o DC-AC son un elemento fundamental en un sistema fotovoltaico, permiten la conversión de energía o elevación de la misma. Un sistema fotovoltaico convencional consta de una etapa de elevación y una etapa de inversión DC-AC; esta última en la topología convencional (VSI) produce una tensión AC en la salida menor al nivel de DC a la entrada.

Una topología de inversor es el “Boost-Inverter”, el cual permite en una sola etapa la elevación e inversión de tensión. Esto permite la reducción de elementos e incluso un aumento de eficiencia en el sistema.

El uso de sistemas fotovoltaicos (PV) se encuentra en gran auge, puesto que son una fuente de energía renovable y con el avance de la tecnología se ha logrado disminuir costos de fabricación y aumento de eficiencia de los paneles solares. Los sistemas PV son una fuente generadora de energía eléctrica para un amplio rango de aplicaciones, y emplean convertidores de potencia para regulación de voltaje o generación de corriente alterna.

Al conectar el “Boost-Inverter” a un arreglo fotovoltaico, requiere aplicarle directamente un algoritmo de control que permita extraer la máxima potencia. Los algoritmos MPPT son muy necesarios en un sistema fotovoltaico, puesto que permiten un mayor aprovechamiento de la energía solar y así mismo la conexión de más elementos de consumo eléctrico a la salida del sistema.

El “Boost-Inverter” monofásico permite alimentar directamente una carga aislada, incluso sin la necesidad de un filtro, debido a que este produce en sus terminales de salida una forma de onda sinusoidal.

1. ENERGÍA SOLAR FOTOVOLTAICA

La energía solar es una fuente limpia, inagotable y prometedora, pues no produce emisiones de efecto invernadero, por lo tanto, contribuye con la reducción del calentamiento global [1].

El proceso de obtención de esta energía convirtiéndola en energía eléctrica se denomina energía solar fotovoltaica, la cual ocurre en los llamados paneles solares al producir una diferencia de potencial en sus terminales mediante el efecto fotoeléctrico [1].

1.1. Aplicaciones Fotovoltaicas

Existen gran variedad de aplicaciones que aprovechan la energía del sol como suministro de energía eléctrica, estas se dividen en dos grandes campos: Aplicaciones Aisladas y Aplicaciones conectadas a la Red

1.1.1. Aplicaciones Aisladas

Los sistemas aislados o autónomos son aquellos que no están conectados a la red eléctrica convencional, se pueden diferenciar entre sistemas de conexión directa y sistemas de acumulación, esta última permite el suministro eléctrico por medio de baterías en aquellas horas de poca o nula radiación solar.

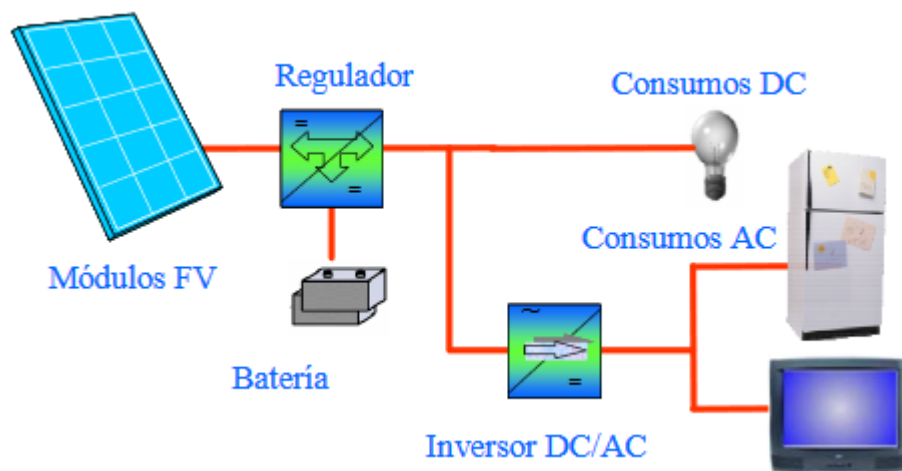


Figura 1. Componentes de un sistema solar fotovoltaico aislado [2].

En la **Figura 1** se muestran los elementos principales que componen un sistema fotovoltaico aislado, el cual dispone inicialmente de un arreglo de paneles solares, seguido de un regulador de carga (convertidores DC/DC), bancos de baterías, inversores, y los diferentes sistemas de protección del sistema, finalmente el sistema provee alimentación a diferentes tipos de aparatos eléctricos, ya sean domésticos o industriales.

A continuación, se mencionan algunas de estas aplicaciones:

- Telecomunicaciones: telefonía móvil, repetidores de radio y televisión, telemetría, telefonía satelital, etc.
- Electrificación rural: viviendas aisladas, electrificación de refugios y albergues de montaña, etc.
- Agricultura: bombeo de agua, sistemas de irrigación automática, invernaderos, etc.
- Aplicaciones ganaderas: electrificación de cercas, bombeo de agua, refrigeración, etc.
- Públicas: iluminación de calles, túneles, paradas de buses, señalización vial, etc.
- Señalización: aplicaciones de iluminación marítima, aérea y terrestre, plataformas petrolíferas, etc.
- Control: estaciones meteorológicas y sísmicas, repetidores de señal con fibra óptica, control de oleoductos, etc.

1.1.2. Aplicaciones conectadas a la Red

Consiste en la inyección de energía a la red eléctrica por medio de un inversor, cuya función es la de convertir la corriente continua producida por los paneles solares a corriente alterna.

Algunos de los objetivos más importantes de la inyección de potencia a la red son:

- Maximizar anualmente la producción de energía eléctrica que es inyectada a la red [2].
- Suavizar picos de demanda de potencia.
- Alivio térmico a equipos de distribución
- Disminución de pérdidas por transmisión y distribución [3].

A continuación, se mencionan las principales aplicaciones:

- Tejados en viviendas o edificios: Ubicados en zonas urbanas.
- Plantas de generación fotovoltaica: funciona como una central convencional de generación de energía, inyectando toda la producción de potencia a la red eléctrica.

Los componentes de un sistema PV conectado a la red eléctrica de distribución se muestran en la **Figura 2**.

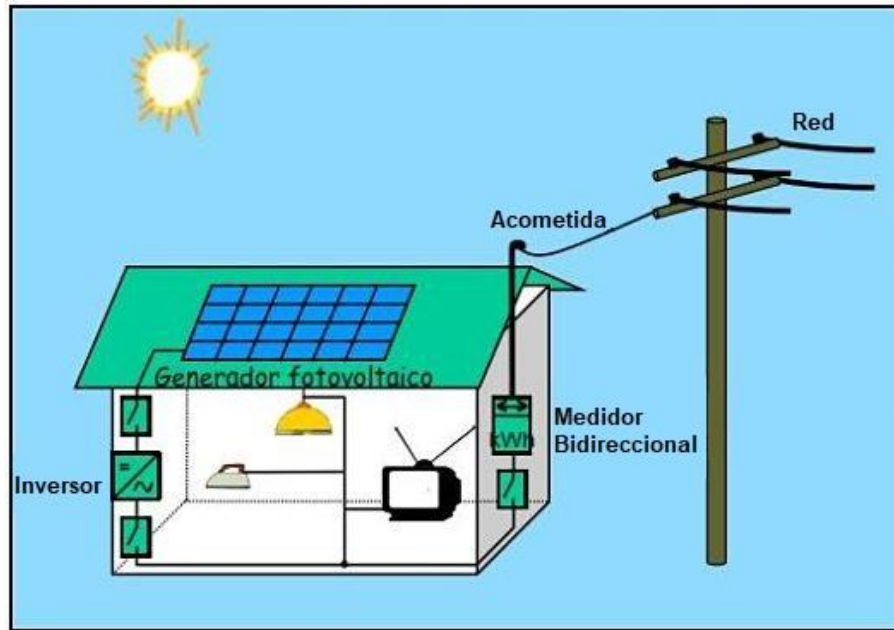


Figura 2. Sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica[3]

1.2. Características de los paneles solares

Los módulos fotovoltaicos tienen ciertas características las cuales se pueden observar en las curvas de Corriente vs Voltaje y Potencia vs Voltaje (ver **Figura 3**): potencia máxima (MPP), tensión y corriente a potencia máxima (V_{MPP} , I_{MPP}), tensión de circuito abierto (V_{OC}) y corriente de cortocircuito (I_{CC}) [4].

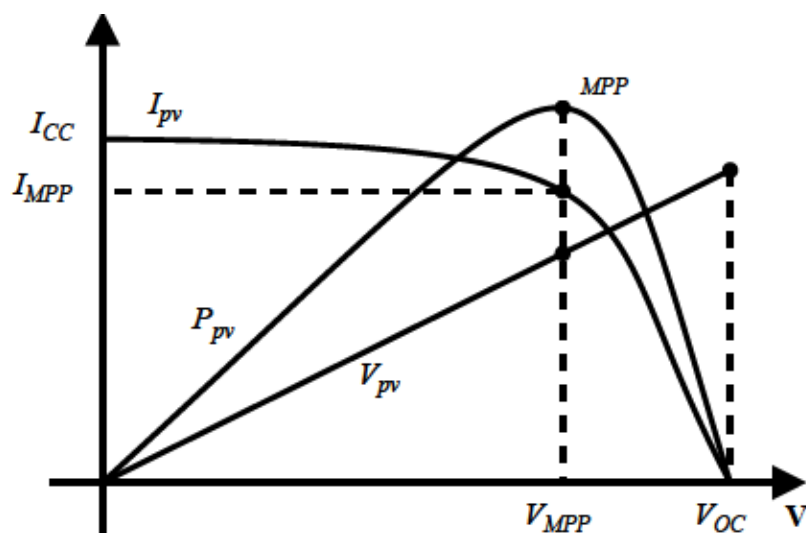


Figura 3. Curvas características de V-I y potencia de una celda fotovoltaica [4].

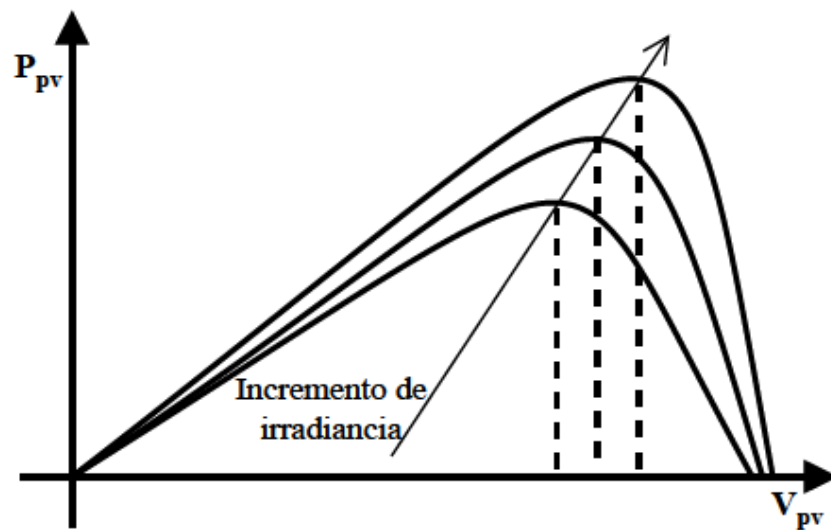


Figura 4. Curvas de potencia de una celda fotovoltaica para diferentes condiciones de irradiancia [4].

La **Figura 3** muestra las curvas características de una celda solar, se observa, en la curva de potencia un máximo denominado máximo punto de potencia (MPP), el cual varía dependiendo de las condiciones de irradiancia y temperatura sobre el panel. Por ejemplo, se muestra en la **Figura 4** la familia de curvas que resultan al variar la irradiancia sobre el panel, en la cual se evidencia que un aumento en la irradiancia produce un aumento en el máximo punto de potencia.

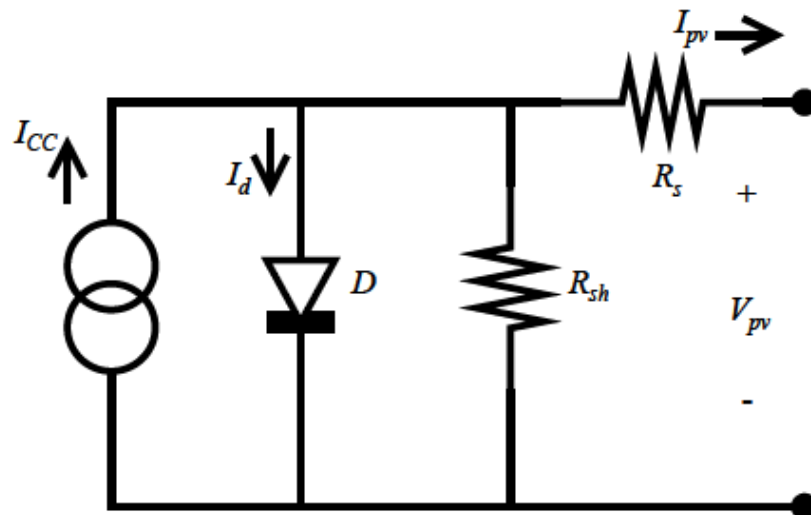


Figura 5. Circuito equivalente para una celda fotovoltaica [4].

En la **Figura 5** se observa el modelo eléctrico equivalente de una celda fotovoltaica, donde la corriente I_{cc} representa la corriente generada por la radiación solar, R_s representa las pérdidas debidas a las conexiones y R_{sh} la corriente de fuga del diodo D .

La ecuación característica de un módulo fotovoltaico se muestra en la ecuación (1). Donde k es la constante de Boltzman, T la temperatura, I_0 corriente de saturación

inversa del diodo, q es la carga eléctrica del electrón y n es el factor de idealidad del diodo.

$$I_{PV} = I_{CC} - I_0 \left(\varepsilon^{\frac{q(V_{PV} + I_{PV}R_s)}{nkT}} - 1 \right) - \frac{v_{PV} + I_{PV}R_s}{R_{SH}} \quad (1)$$

1.3. Interconexión de paneles fotovoltaicos

La agrupación de paneles solares permite escalar la curva de potencia, así el MPP resultante corresponde a la suma de los MPP de cada módulo PV, sin embargo, dependerá de que todos los paneles interconectados estén bajo las mismas condiciones ambientales [5].

En la **Figura 6** se presenta la interconexión de dos paneles solares en configuración serie y paralelo.

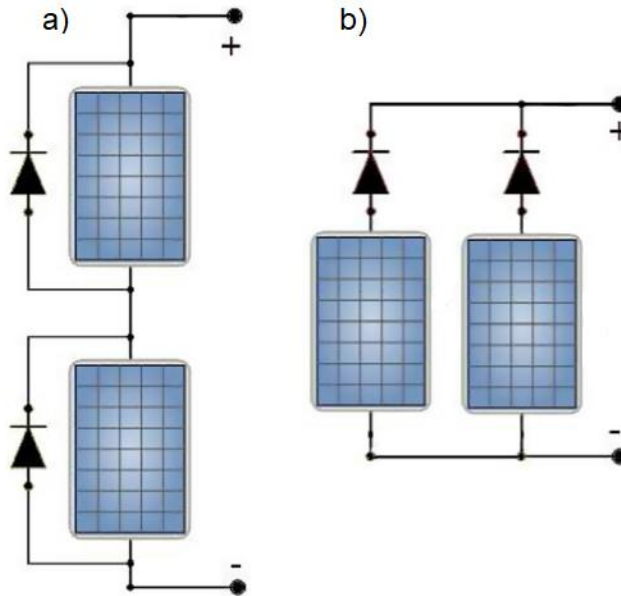


Figura 6. a) Configuración Serie b) Configuración paralelo de arreglos PV [6]

1.4. Condiciones de sombreado sobre paneles solares

La **Figura 7** muestra una combinación de las configuraciones serie y paralelo. Se aprecia una condición de sombreado sobre uno de los módulos que afecta directamente el rendimiento de la matriz fotovoltaica y la potencia de salida. Estas condiciones de sombreado no son posibles de evitar, pues ocurren debido a nubes, suciedades, árboles, etc.

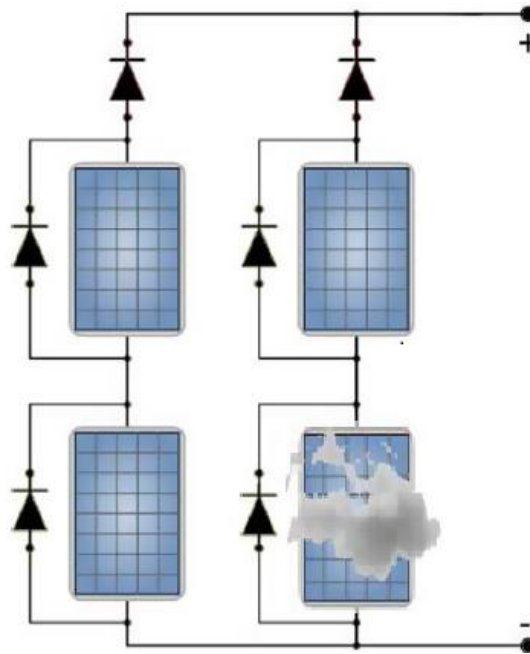


Figura 7. Configuración serie-paralelo.

El fenómeno de sombreado hace que un módulo produzca menor potencia, haciendo que se sobrecaliente al disipar parte de la potencia generada; esto causa daños y degradación en el módulo PV [7]. Una solución es añadir diodos de Bypass en inversa en cada panel solar como se ilustra en la **Figura 6**, de esta manera cada diodo asume la corriente del arreglo en caso de que un módulo este sombreado [6].

2. ALGORITMOS DE SEGUIMIENTO DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA (MPPT)

Las variaciones en la curva característica de potencia en los módulos fotovoltaicos dependen de las condiciones de irradiación, temperatura y sombreado en el panel, por lo tanto, surge la necesidad de realizar algoritmos capaces de seguir constantemente el MPP, de esta forma extraer la máxima energía.

Los módulos PV se conectan a un convertidor de potencia, donde el algoritmo MPPT realiza la modificación del ciclo de trabajo sobre el dispositivo de conmutación, con el fin de modificar el punto de operación de la curva de potencia del arreglo PV.

A continuación, se resumen algunos de los algoritmos más comunes.

2.1. Perturbar y Observar (P&O)

Es uno de los métodos más empleados, debido a su fácil implementación y capacidad para obtener el MPP en un tiempo relativamente corto, y tiene la capacidad de ser implementado tanto en un sistema digital como en un sistema analógico [8].

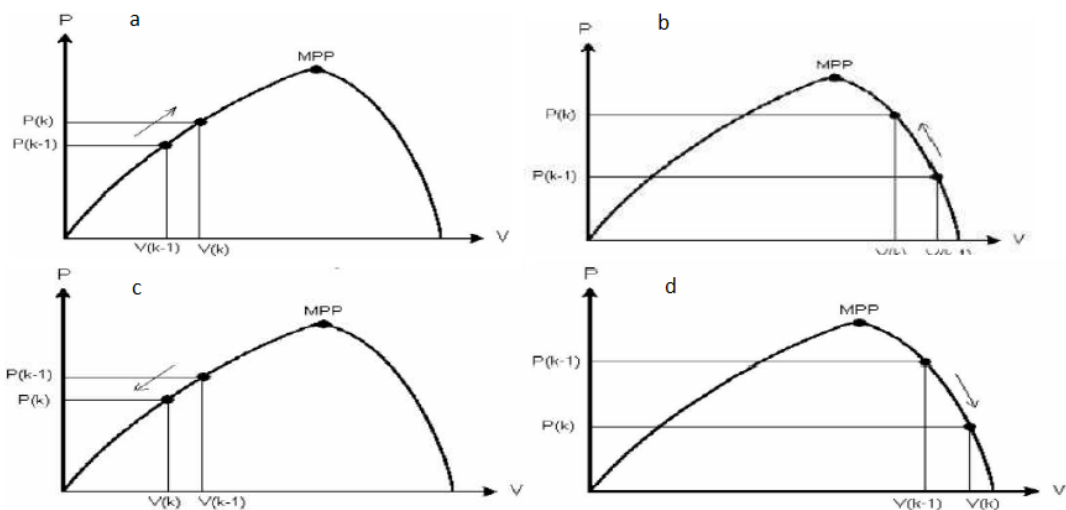


Figura 8. a) $\Delta P > 0$ y $\Delta V > 0$ b) $\Delta P > 0$ y $\Delta V < 0$ c) $\Delta P < 0$ y $\Delta V < 0$ d) $\Delta P < 0$ y $\Delta V > 0$ [9]

En este algoritmo, inicialmente se mide la tensión y corriente a la salida del panel solar, y se calcula la potencia. Luego el algoritmo se basa en modificar la tensión a la entrada de un convertidor y observar la variación de la potencia de salida en el módulo fotovoltaico; si el voltaje de operación, V_{PV} , del arreglo fotovoltaico se perturba en cierta dirección y la potencia extraída del mismo se incrementa significa que el punto de operación se ha movido hacia el MPP, por consiguiente, el voltaje de operación deberá perturbarse en la misma dirección, de otra forma si la potencia extraída del arreglo fotovoltaico disminuye, el punto de operación se ha movido en dirección opuesta de la ubicación del MPP, por consiguiente, el voltaje de operación deberá ser perturbado en dirección contraria a la que se tenía [4].

Existen dos parámetros fundamentales a tener en cuenta para este algoritmo:

- El tiempo con el que se ejecuta el algoritmo (T_s): Mientras menor sea este valor, mayor será la velocidad de convergencia al MPP, sin embargo, también conducirá a sobrepasos o valores erróneos.
- Magnitud de la Perturbación (ΔV): Entre mayor sea este valor, el algoritmo tiende a seguir el MPP con mayor velocidad, sin embargo, las oscilaciones alrededor del MPP serán mayores, lo que conduce a una disminución de la eficiencia del algoritmo.

2.2. P&O Modificado (MP&O)

El método P&O convencional tiene un comportamiento errático o lento frente a variaciones bruscas en el nivel de irradiación, por esto se propuso el algoritmo MP&O para desacoplar las fluctuaciones de potencia PV causadas por el proceso de seguimiento del MPP debido a cambios en la irradiación [10]. Esta técnica añade un proceso de estimación al cambio de irradiación para cada proceso de perturbación, de esta manera mide el tamaño de la variación en la potencia debido al cambio en las condiciones del ambiente y luego lo compensa en el siguiente proceso de perturbación. Este algoritmo consta de dos modos de funcionamiento, modo 1 de estimación y modo 2 de perturbación. El proceso de estimación de este algoritmo hace que la velocidad de seguimiento sea mucho más lenta que el P&O convencional, ya que durante este modo el algoritmo deja de rastrear el MPPT.

2.3. Método EPP (Estimar-Perturbar-Perturbar)

En [10] se propone un nuevo método para mejorar la velocidad de seguimiento del MP&O. Este método consiste en tener un modo de estimación entre dos modos de perturbación. El proceso de este algoritmo es muy similar al anterior (MP&O), la diferencia es que se le añade un modo de funcionamiento de perturbar, de esta manera incrementa la velocidad de seguimiento del algoritmo. En la **Figura 9** muestra el diagrama de tiempos de los algoritmos P&O, se puede observar que el MP&O tiene una velocidad de la mitad del P&O convencional, esto se mejora en el EPP, puesto que tiene una velocidad de 1.5 veces el MP&O.

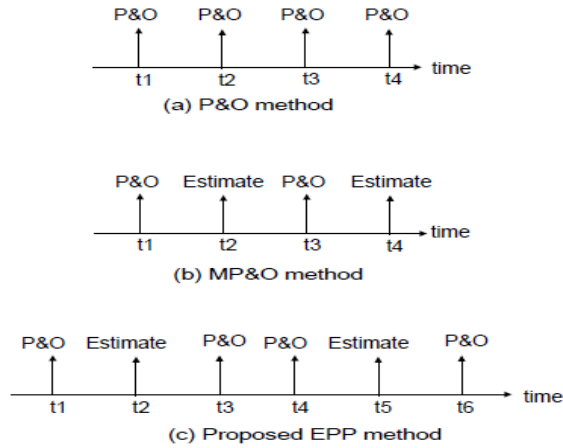


Figura 9. Secuencia de tiempo de 3 algoritmos P&O [10]

2.4. Método de escalada (HC)

El método P&O implica una perturbación en el voltaje para seguir el punto de ajuste óptimo (V_{MPP}) [11], sin embargo, en la mayoría de aplicaciones se emplean convertidores DC/DC o DC/AC de tipo PWM, entre un arreglo PV y la carga. En estos convertidores la variable controlada es el ciclo de trabajo (D), por lo que la relación matemática para el MPPT es dP/dD . Este tipo de algoritmo MPPT es denominado Método de Escalada (HC) [12].

2.5. Método adaptativo de escalada modificado (MAHC)

En el método tradicional HC cada perturbación se realiza a una magnitud constante, que comúnmente es seleccionado de forma heurística. Elegir un paso de ciclo de trabajo grande, ocasiona fluctuaciones considerables en la potencia y su valor medio es menor que el MPP, sin embargo elegir un valor pequeño ocasiona lentitud en alcanzar el MPP [13]. Por lo tanto, el HC impide tener buen rendimiento en ambas respuestas, dinámica y estática [12].

El método MAHC propuesto en [12] resuelve el problema anterior modificando el tamaño del paso dependiendo de la variación de potencia. Cuando el dP es grande la variación corresponde a un cambio de irradiación en el ambiente, es decir el sistema se encuentra en etapa transitoria; sin embargo, si dP es pequeño el controlador asume que el sistema se encuentra en estado estacionario. Así el controlador aumenta la magnitud del paso (ΔD) en la etapa transitoria, y por el contrario disminuye ΔD en la zona de estado estable. De esta manera se logra respuesta rápida en estado transitorio y respuesta suave en estado estacionario.

2.6. Conductancia Incremental

Este algoritmo emplea la variación de la potencia de salida con respecto al voltaje, expresado mediante la ecuación (2).

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V * \frac{dI}{dV} = I + V * \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (2)$$

Para hallar el punto máximo de la curva, se deriva la potencia con respecto a la tensión y se iguala a cero, por lo tanto, el cociente entre los valores de intensidad y corriente (conductancia) tiene un valor opuesto al cociente entre los incrementos de intensidad y tensión [14].

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} \quad \text{En MPP}$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V} \quad \text{a la izquierda del MPP}$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V} \quad \text{a la derecha del MPP}$$

En la **Figura 10** se presenta el diagrama de flujo del algoritmo MPPT conductancia incremental, donde se tiene como variable el ciclo de trabajo.

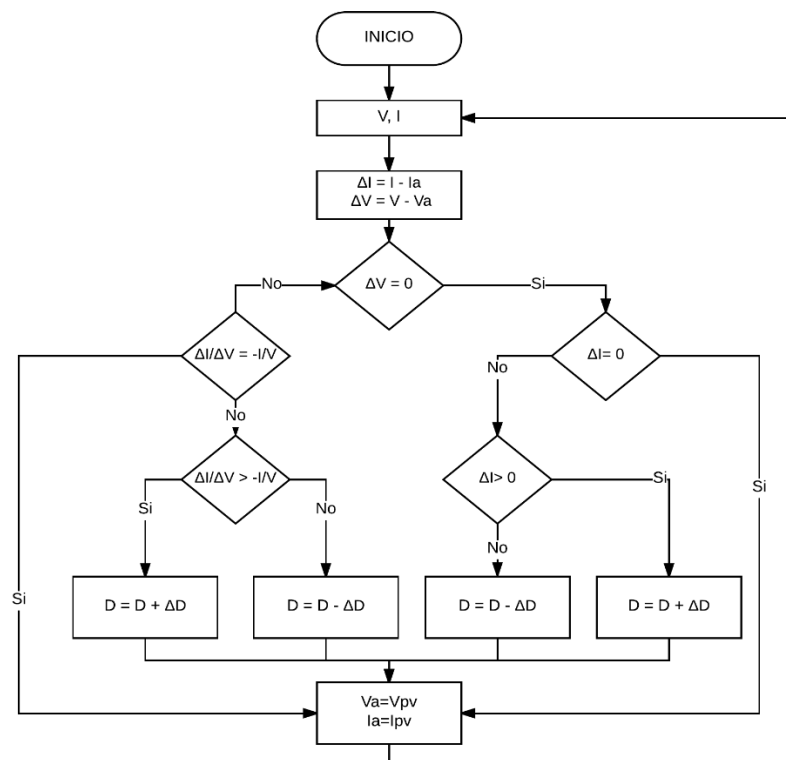


Figura 10. Algoritmo de Conductancia Incremental.

2.7. Tensión de circuito abierto fraccional

En los sistemas fotovoltaicos existe una relación aproximadamente lineal entre las variables V_{OC} y V_{MPP} para diferentes condiciones de irradiación y temperatura.

$$v_{MPP} = k_1 * v_{CO} \quad (3)$$

Este método consiste en desconectar la carga del sistema PV por una fracción de segundo, y medir el valor de V_{CO} , entonces V_{MPP} se calcula utilizando la ecuación (3). Este proceso se repite a un periodo de muestreo determinado. El valor de k_1 se puede encontrar en un rango entre 0.78 y 0.92 [15]; y puede ser calculado analizando el sistema PV en un amplio rango de variaciones de irradiación solar y temperatura.

2.8. Corriente de cortocircuito fraccional

De manera similar al caso anterior, existe una relación entre I_{MPP} y I_{CC} .

$$I_{MPP} = k_2 * I_{CC} \quad (4)$$

De esta forma, I_{MPP} se calcula cortocircuitando periódicamente la salida del panel solar y midiendo la corriente en cortocircuito I_{CC} [14]. El valor de k_2 generalmente varía entre 0.64 y 0.85 [15]; y puede ser calculado analizando el sistema PV en un amplio rango de variaciones de irradiación solar y temperatura. Este método tiene una baja eficiencia de generación de energía, por lo cual no es usado comúnmente ya que medir el voltaje es más simple que medir la corriente, prefiriéndose el método de tensión de circuito abierto fraccional.

2.9. Técnica de ajuste de curvas

La curva característica del PV puede ser modelado basado en ecuaciones matemáticas o aproximaciones numéricas. Para lograr obtener una curva lo suficientemente aproximada, se emplea la función polinómica de tercer orden mostrada en la ecuación (5) [15].

$$P = aV^3 + bV^2 + cV + d \quad (5)$$

Los coeficientes a , b , c y d se hallan mediante muestreos periódicos del voltaje y potencia. Para calcular el voltaje que maximiza la expresión (V_{MPP}), se iguala a cero la derivada con respecto a la tensión.

$$\frac{dP}{dV} = 3aV^2 + 2bV + c = 0 \quad (6)$$

Entonces el V_{MPP} puede ser hallado mediante la ecuación (7).

$$v_{MPP} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 3ac}}{3a} \quad (7)$$

2.10. Técnica de tabla Look-up

En esta técnica, el MPP de un sistema PV es calculado con anterioridad para cada condición ambiental probable de temperatura e irradiación solar. Estos valores son almacenados en la memoria de un controlador. El algoritmo MPPT mide la condición ambiental actual y de esta manera selecciona el MPP adecuado[15]. Cabe destacar que

este método consume mucha memoria y no funciona como un algoritmo real de búsqueda.

En la **Tabla 1** se resumen algunas características generales de los algoritmos MPPT más comunes.

Técnica MPPT	Estrategia de Control	Dependiente del arreglo PV	MPP Real	Parámetros sensados	Velocidad	Circuito (A/D)	Precio	Complejidad
P&O/HC	Muestreo	No	Si	V, I	Variable	Ambos	Medio	Simple
MAHC	Muestreo	No	Si	V, I	Media-Alta	Ambos	Medio	Simple
IncCon	Muestreo	No	Si	V, I	Variable	Digital	Elevado	Media
Fraccional Vco	Indirecta	Si	No	V	Media	Ambos	Bajo	Simple
Fraccional lcc	Indirecta	Si	No	I	Media	Ambos	Bajo	Media
Ajuste de curvas	Indirecto	Si	No	V	Media	Digital	Bajo	Simple
Tabla Look-Up	Indirecto	Si	No	Temp, Irradiación	Alta	Digital	Bajo	Simple

Tabla 1. Principales características de técnicas MPPT [14][15].

2.11. Selección de algoritmo MPPT

La **Tabla 1** muestra algoritmos que tienen buen comportamiento de seguimiento del MPP, sin embargo, para condiciones de Mismatching se deben emplear algoritmos inteligentes, puesto que en estos casos la curva de potencia puede tener varios máximos locales. Los métodos basados en P&O requieren baja complejidad de implementación al mismo tiempo que hallan el MPPT real, a diferencia de los métodos por ajuste de curvas y tabla Look-Up. El método de conductancia incremental es mucho más complejo de implementar y no genera mejoras considerables, a diferencia de los métodos basados en P&O.

Teniendo en cuenta la revisión bibliográfica del presente capítulo, se elige el algoritmo P&O y su correspondiente mejora MAHC, debido a sus bajas complejidades y que se pueden implementar en una plataforma digital como una FPGA. La mejora del algoritmo perturbar y observar, permitirá disminuir el tiempo de convergencia y las oscilaciones alrededor del MPP, por ello también se pretende hacer una comparación entre ambos algoritmos.

3. CONVERTIDOR BOOST-INVERTER

Este convertidor surgió de la necesidad de tener en una sola etapa, un circuito que sea capaz de invertir un voltaje proveniente de un bus de DC y al mismo tiempo tener una ganancia mayor a 1, con el fin de reducir el número de elementos, alcanzar mayor eficiencia y bajo costo.

3.1. Topología

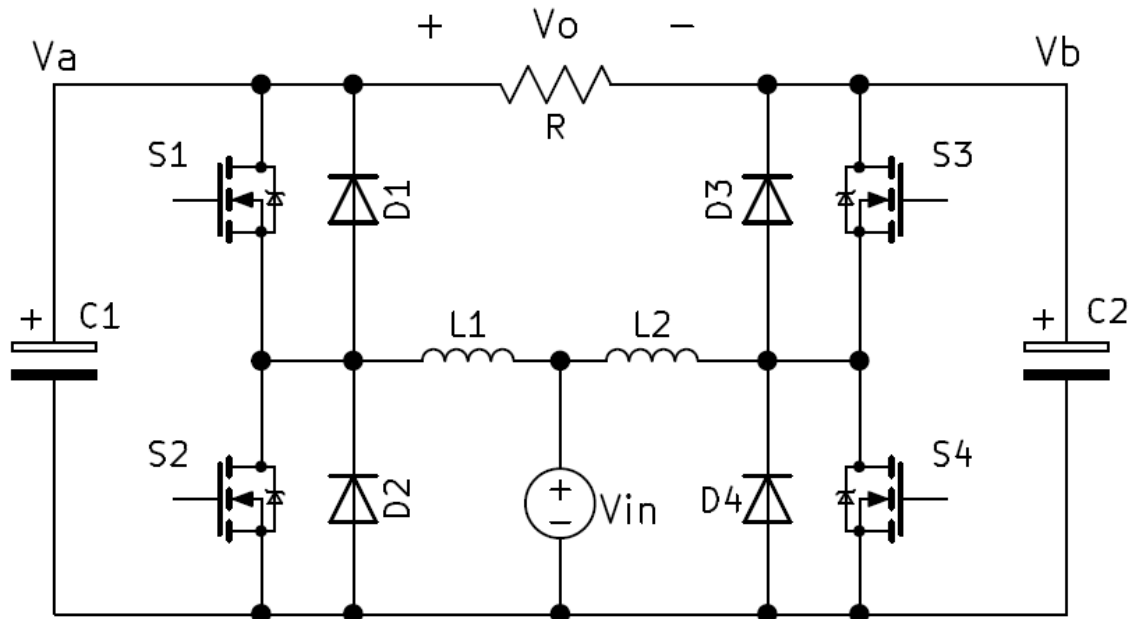


Figura 11. Topología del Boost-inverter monofásico.

Esta topología se compone de dos convertidores Boost bidireccionales, los cuales permiten en una sola etapa, un voltaje AC de mayor magnitud que el voltaje DC de entrada, dependiendo del valor instantáneo del ciclo de trabajo [16]; lo que lo hace diferente de los inversores convencionales.

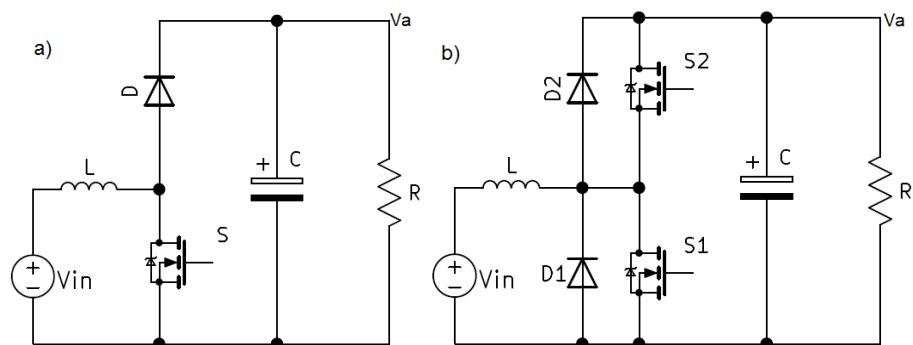


Figura 12. Convertidor Boost a) Unidireccional b) Bidireccional.

La topología se basa en el convertidor Boost Convencional (ver **Figura 12a**), este se configura de tal modo que permita corriente en ambos sentidos, es decir, como convertidor bidireccional (ver **Figura 12b**). La carga, en este caso la resistencia R, va

conectada en medio de dos convertidores bidireccionales y alimentados con la misma fuente.

Para lograr la conversión DC/AC ambos convertidores deben producir una señal unipolar sinusoidal desfasada 180°, como se ilustra en las ecuaciones (8), (9) y en las formas de onda de la **Figura 13**.

$$V_a = V_{DC} + \frac{V_{OP}}{2} \sin(\omega t) \quad (8)$$

$$V_b = V_{DC} - \frac{V_{OP}}{2} \sin(\omega t) \quad (9)$$

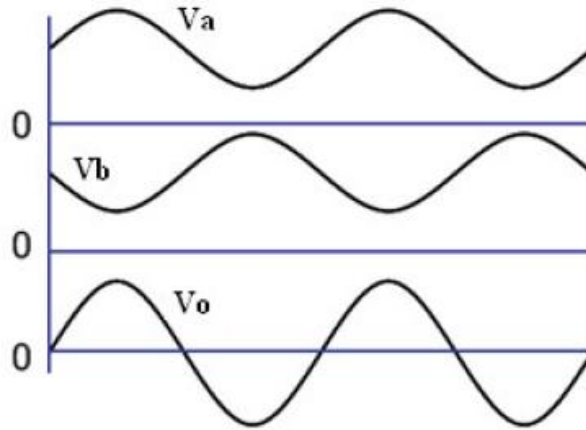


Figura 13. Formas de onda de los convertidores y de la salida [5].

Debido a que la carga se conecta diferencialmente en medio de los dos convertidores DC/DC, ambas tensiones se restan, por lo tanto, el nivel de DC se anula, dando como resultado la ecuación (10), y las formas de onda de la **Figura 13**.

$$V_o = V_a - V_b = V_{OP} \sin(\omega t) \quad (10)$$

Para que cada convertidor produzca una señal sinusoidal con un nivel de DC, se emplea Modulación de Ancho de Pulso Sinusoidal (SPWM) o una variante de la misma. A continuación, se mencionan algunos métodos para la modulación de esta topología de inversor.

3.2. Modulación SPWM

El inversor es controlado mediante Modulación de Ancho de Pulso Sinusoidal, por lo tanto, se necesita generar una señal sinusoidal de referencia, para producir los pulsos PWM, con el fin de generar el disparo de los interruptores.

Esta técnica se basa en la comparación de los niveles de tensión entre una señal portadora (triangular o diente de sierra) y una señal moduladora de referencia (sinusoidal) [5].

Se debe tener en cuenta que los pares de interruptores (S1, S4) y (S2, S3) son complementarios, es decir cuando un par está cerrado, el otro par estará abierto y viceversa.

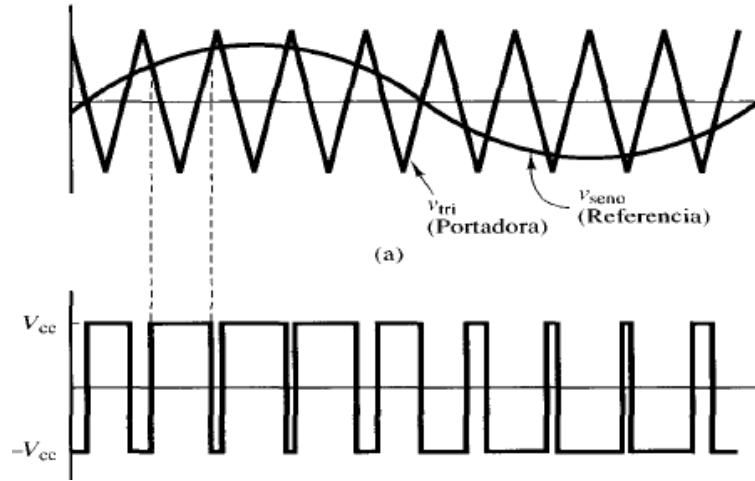


Figura 14. SPWM bipolar [5].

En la **Figura 14** se observa que cuando el valor instantáneo de la onda sinusoidal es mayor que la onda triangular, el resultado de la comparación estará en +VCC y cuando la sinusoidal es menor la salida será -VCC.

Dos parámetros importantes en la modulación SPWM son el índice de modulación de amplitud (M_a), que consiste en la relación de amplitud entre la señal portadora y moduladora mostrado en la ecuación (11); y el índice de modulación en frecuencia (M_f), que consiste en la relación de frecuencia entre la señal portadora y moduladora mostrado en la ecuación (12).

$$M_a = \frac{A_{ref}}{A_{trian}} \quad (11)$$

$$M_f = \frac{F_{ref}}{F_{trian}} \quad (12)$$

3.2.1. Modulación de medio ciclo

En [17] se propone una estrategia de modulación de medio ciclo (HCM), que hace que cada boost bidireccional opere por turnos, por lo tanto, cada convertidor solo operará medio ciclo de la onda sinusoidal. De esta manera HCM puede reducir el número de interruptores de potencia que operan a alta frecuencia, reduciendo así el estrés de los interruptores e inductores; además las pérdidas de conmutación y conducción pueden ser reducidas relativamente.

La estrategia HCM se muestra en la **Figura 15**. En el periodo positivo de la tensión de salida los dispositivos de conmutación S1 y S2 trabajan a alta frecuencia (complementarios entre sí), sin embargo, durante ese periodo, S3 está prendido y S4 apagado. Para el caso contrario, cuando el periodo de la tensión de salida es negativo,

S3 y S4 trabajan a alta frecuencia, mientras que los dispositivos S1 y S2 están prendidos y apagados respectivamente.

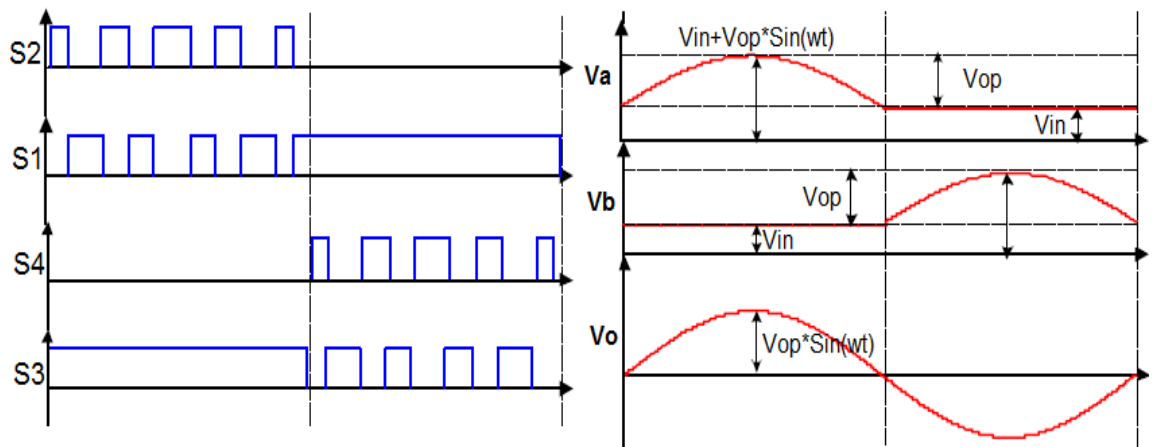


Figura 15. Estrategia Half cycle modulation (HCM) y formas de onda.

3.2.2. Comparación de la modulación tradicional con HCM

De acuerdo a un análisis hecho en [17], se puede decir que la estrategia de modulación HCM produce un voltaje sinusoidal a la salida del convertidor, igual que con el método tradicional, sin embargo la diferencia radica en las formas de onda de Va y Vb. Los interruptores no funcionan en alta frecuencia todo el periodo de la onda de salida en HCM, por lo tanto, durante ese periodo el par de interruptores que no funcionan a alta frecuencia, no están generando pérdidas por conmutación o conducción en comparación con el método tradicional. Adicionalmente, el esfuerzo de corriente y tensión que deben soportar los dispositivos de conmutación y los capacitores de salida son menores en HCM con respecto al método tradicional.

3.2.3. Mejora al método HCM

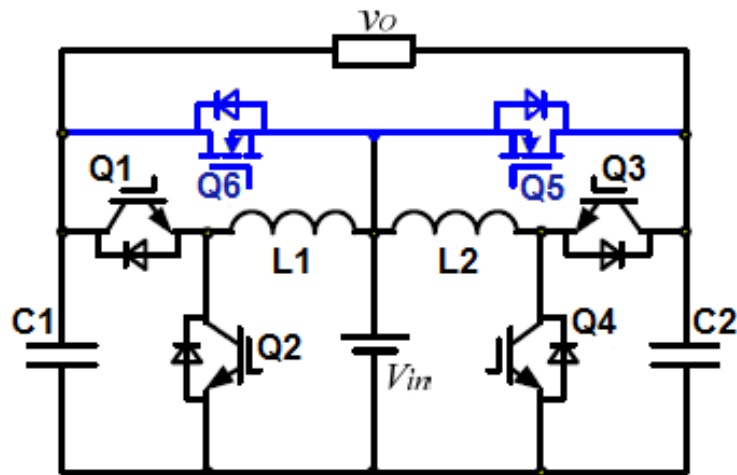


Figura 16. Boost-Inverter con interruptores de sujeción [17].

En [17] también se propone una mejora para el método HCM, implementando dos interruptores de sujeción (ver **Figura 16**), ya que en el método tradicional y en HCM existe recirculación de corriente (en [16] se detalla el fenómeno), lo que quiere decir que

el convertidor recicla energía a través de un lazo interno de corriente. Con este método propuesto solo hay un inductor que necesita desempeñar el papel de elevador en medio ciclo de la señal de salida bajo la estrategia HCM, por lo que esto representa menores pérdidas de núcleo y cobre en los inductores.

De esta manera con el método HCM se logra mejorar la eficiencia del convertidor y con el método HCM mejorado se logra una mayor eficiencia, reduciendo las pérdidas de recirculación de corriente, y también permite utilizar dispositivos de conmutación de bajo costo. En la **Figura 17** se muestra las formas de onda de la estrategia de modulación HCM mejorada.

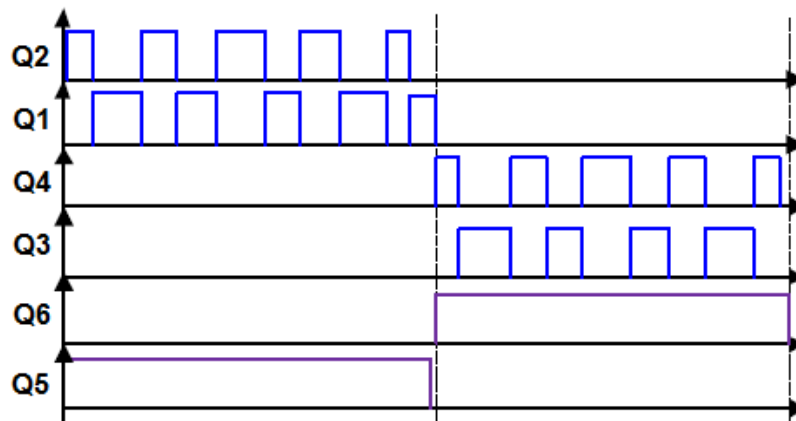


Figura 17. Formas de onda de la estrategia de modulación HCM mejorada.

El modo de conmutación del convertidor funciona de la siguiente manera: Durante el periodo positivo en la tensión de salida Q1 y Q2 trabajan a alta frecuencia, Q3 se apaga, y la tensión de C2 se sujeta a V_{in} mediante el interruptor de sujeción Q5, y la corriente de carga suministrada por C1 fluye a través de Q5 a V_{in} . Para el semiciclo negativo de la tensión de salida, Q3 y Q4 trabajan a alta frecuencia, Q1 se apaga y la tensión de C1 es sujeta mediante el interruptor de sujeción Q6, y la corriente de carga suministrada por C2 se conecta a través de Q6 y V_{in} .

Se observa que durante el periodo Positivo L2 se desconecta y para el semiciclo negativo L1 se desconecta, esto disminuye el esfuerzo de corriente por parte de los inductores.

3.3. Inyección de tercer armónico

En esta topología de inversor se tiene presente en el voltaje de salida un componente de tres veces la frecuencia fundamental, este componente aumenta si se incrementa la ganancia del convertidor [16]. Esto hace que la onda de salida se asemeje a una onda triangular, por ende, surge la necesidad de mitigar este componente de frecuencia.

El método consiste en sumarle a la señal de referencia sinusoidal del SPWM, un componente de tres veces la frecuencia fundamental, en consecuencia, esta adición contrarresta el componente armónico en el voltaje de salida. Así se logra disminuir considerablemente la distorsión armónica (THD) presente en la salida del convertidor.

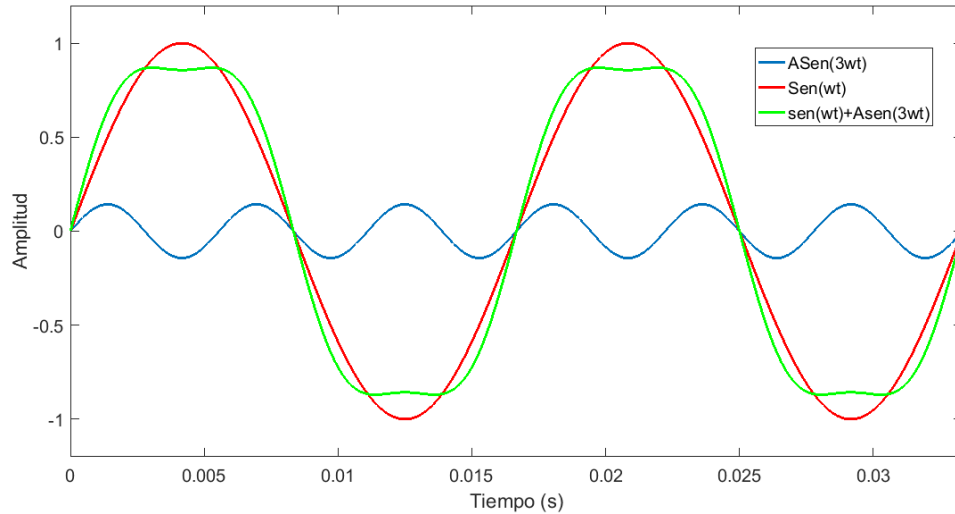


Figura 18. Formas de onda Inyección de tercer armónico.

Como se ilustra en la **Figura 18** la señal moduladora resultante la componen dos señales sinusoidales. Se observa que, al inyectar el tercer armónico, la señal resultante tiene menor amplitud máxima, sin embargo, esta reducción es compensada en la primera y última porción del medio ciclo de la onda; debido a esto se permite emplear índices de modulación mayores a 1 sin llegar a sobre modulación.

La amplitud de la señal del tercer armónico debe ser un porcentaje de la señal de frecuencia fundamental, este valor en los inversores convencionales es de 1/4 o 1/6 [18], sin embargo, para esta topología Boost-Inverter se validará el valor óptimo por medio de simulación para tener un mínimo THD a la salida.

3.4. Funcionamiento del circuito Boost-Inverter

El análisis del Boost-Inverter se realiza obteniendo el voltaje de salida de cada inversor. La salida de cada convertor está desfasada 180°, esto implica que en un instante un convertidor tenga ciclo de trabajo (D), mientras que el otro tenga un ciclo de trabajo (1-D).

Para obtener la ganancia de este inversor, se debe tener en cuenta que, en un instante un convertidor funciona como elevador (ecuación (13)), mientras que el otro funcionamiento se puede interpretar como reductor (ecuación (14)).

$$V_a = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (13)$$

$$V_b = \frac{V_{in}}{D} \quad (14)$$

En efecto, el voltaje promedio en la salida es:

$$V_o = V_a - V_b = \frac{V_{in}}{1-D} - \frac{V_{in}}{D} \quad (15)$$

Dando como resultado la Ganancia del convertidor:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2D - 1}{D(1 - D)} \quad (16)$$

Si se grafica la función de transferencia de la ecuación (15), se observa que el inversor tiene un comportamiento no lineal, no obstante, se puede aproximar a un comportamiento lineal modificando el ciclo de trabajo entre 0.3 y 0.7.

En la **Figura 19**, para la curva de color Azul se observa un voltaje de salida nulo con un ciclo de trabajo $D=0.5$, sin embargo, si se varía D alrededor de este punto se obtiene un voltaje AC.

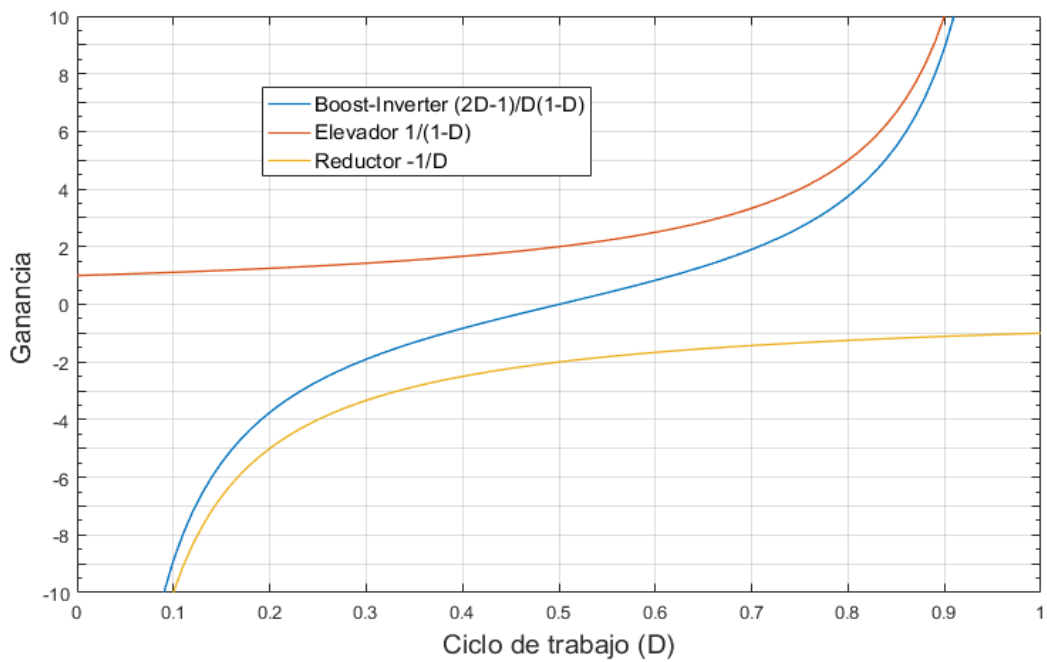


Figura 19. Grafica de las funciones de transferencia del Boost-Inverter, elevador y reductor.

Debido a que la variable a manipular en este convertidor no es directamente el ciclo de trabajo si no el índice de modulación de amplitud, por ello se relacionan a través de la ecuación (17).

$$D_{max} = 0.5 + 0.5 * Ma \quad (17)$$

3.5. Análisis Estático

Con la función de transferencia obtenida en la ecuación (16), se procede a despejar la variable D , con el fin de obtener una expresión que defina el ciclo de trabajo necesario para lograr la tensión de salida deseada. De esta manera se obtiene la ecuación (18).

$$D = \frac{1}{2} - \frac{2 \pm \sqrt{4 + \left(\frac{V_o}{V_{in}}\right)^2}}{2\left(\frac{V_o}{V_{in}}\right)^2} \quad (18)$$

Al observar la expresión (18), se tiene que D puede tomar valores positivos y negativos, sin embargo, para obtener valores válidos, se descarta la posibilidad de tener ciclos de trabajo negativos, por esto se deja con signo negativo el valor de la raíz cuadrada. En la **Figura 20** se puede ilustrar el comportamiento del ciclo de trabajo, evidenciando una forma de onda sinusoidal.

Al sustituir el voltaje de salida en la ecuación (18), se tiene el valor máximo del ciclo de trabajo mostrado en la ecuación (19).

$$D_{max} = \frac{1}{2} - \frac{2 - \sqrt{4 + \left(\frac{V_{op}}{V_{in}}\right)^2}}{2\left(\frac{V_{op}}{V_{in}}\right)^2} \quad (19)$$

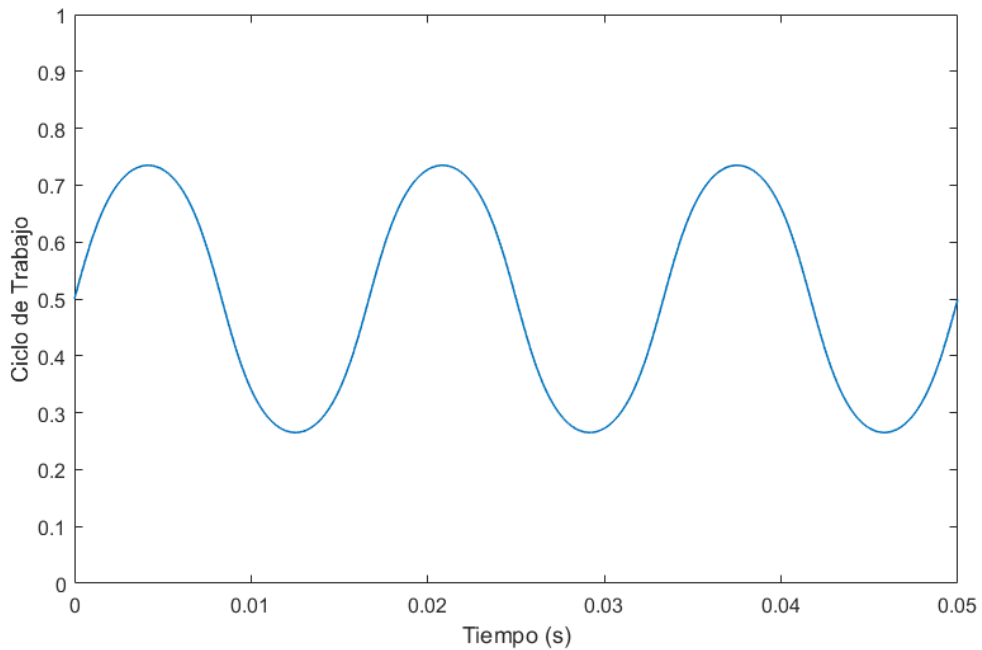


Figura 20. Forma de onda teórica del ciclo de trabajo.

De [16] se tiene la ecuación que define el valor medio de la corriente por la bobina, la cual se debe considerar para el diseño del convertidor.

$$I_L = \frac{2D - 1}{D(1 - D)^2} * \frac{V_{in}}{R} \quad (20)$$

Por medio de la ecuación (20) se puede determinar el valor máximo de la corriente por la bobina, por lo tanto, se sustituye el valor del ciclo de trabajo máximo. (ver ecuación (21))

$$I_{Lmax} = \frac{2D_{max} - 1}{D_{max}(1 - D_{max})^2} * \frac{V_{in}}{R} \quad (21)$$

Haciendo un balance de energía en uno de los convertidores [16], se llega a la ecuación (22), donde se puede ver cada uno de los componentes armónicos de la corriente por la bobina.

$$I_L(t) = \frac{V_{op}V_{dc}}{RV_{in}} \sin wt + \frac{V_{op}^2}{4RV_{in}} - \frac{V_{op}^2}{4RV_{in}} \cos 2wt \quad (22)$$

Nótese que en la corriente por el inductor se puede evidenciar un componente sinusoidal más un segundo armónico y un nivel de DC. En la **Figura 21** se observa la forma de onda de la corriente por la bobina.

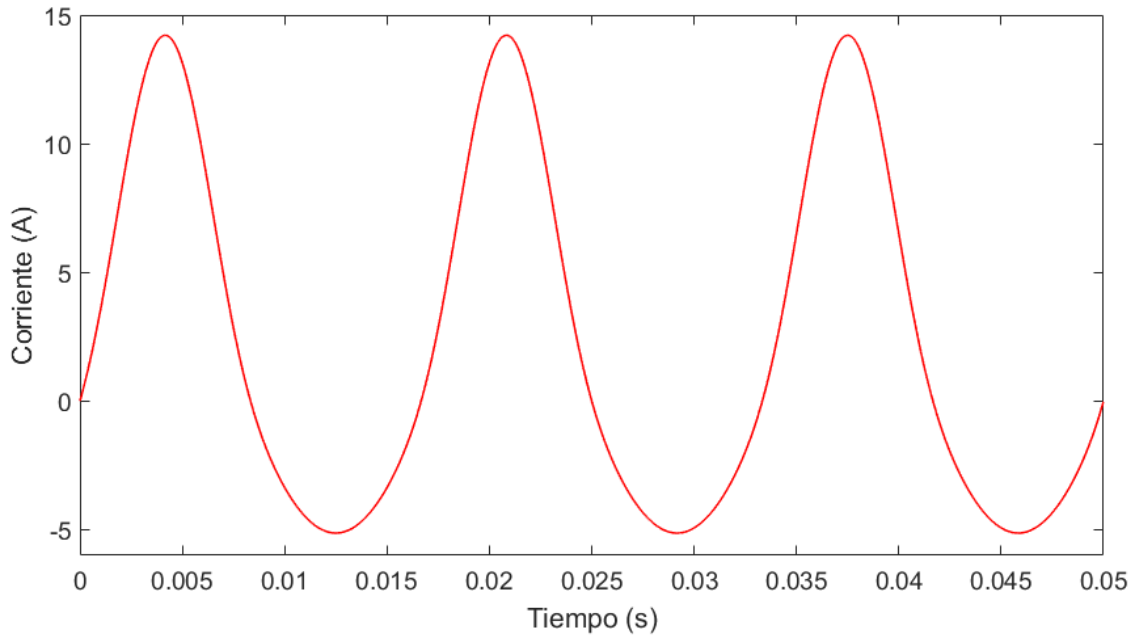


Figura 21. Forma de onda teórica de la corriente por la bobina.

Para calcular la tensión máxima que alcanza el capacitor de filtrado, se reemplaza el valor máximo del ciclo de trabajo en la ecuación (13), de esta manera se obtiene la ecuación (23).

$$V_{Cmax} = \frac{V_{in}}{1 - D_{max}} \quad (23)$$

La forma de onda teórica del voltaje en el capacitor se ilustra en la **Figura 22**. Se observa en los capacitores de salida un nivel de DC relativamente grande, aunque este componente se cancela debido a la diferencia entre la salida de los dos convertidores.

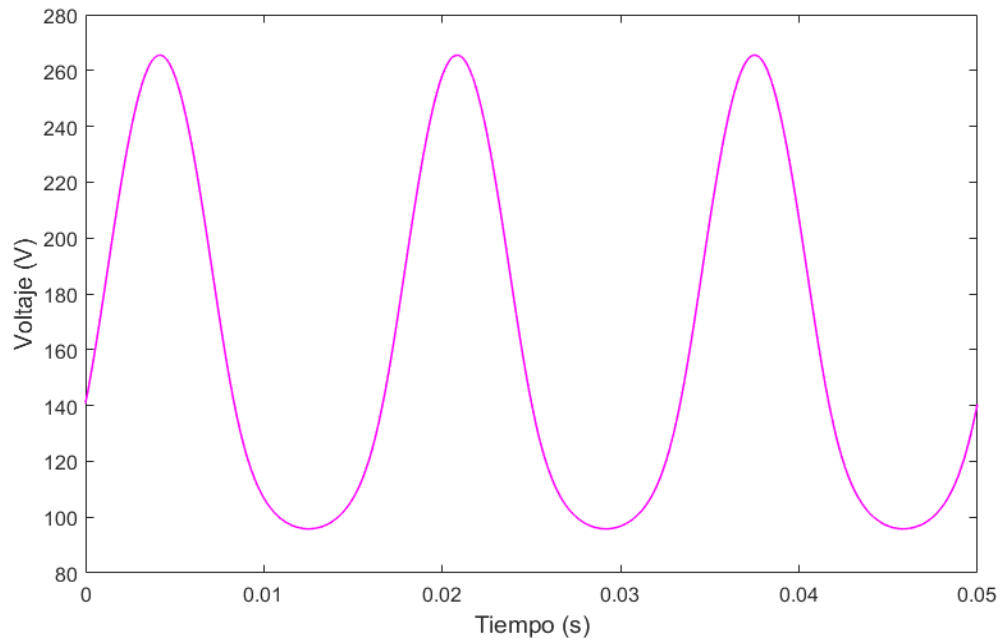


Figura 22. Forma de onda teórica del voltaje en el capacitor.

Considerando que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida [16], se tiene un parámetro importante que es la corriente de entrada del inversor.

$$I_{in}(t) = \frac{V_{op}^2}{4V_{in}R} + \frac{V_{op}V_{dc}}{V_{in}R} \sin(\omega t) - \frac{V_{op}^2}{4V_{in}R} \cos(2\omega t) \quad (24)$$

En la ecuación (24) se puede observar que la corriente que entra al inversor es una senoide con el doble de la frecuencia fundamental del convertidor y también un nivel de DC. Esta forma de onda puede ilustrarse en la **Figura 23**.

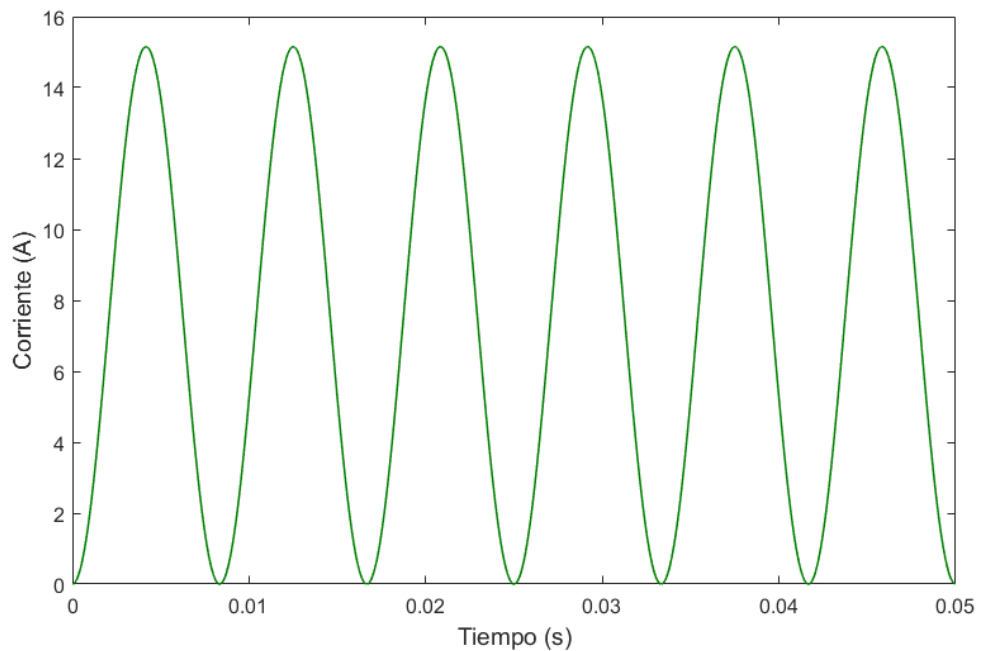


Figura 23. Forma de onda teórica de la corriente de entrada.

3.5.1. Diseño de la bobina

Para obtener la expresión que define el valor de inductancia de las bobinas, inicialmente se utiliza la ecuación del voltaje en la bobina.

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (25)$$

Con la ecuación (25) se puede hacer una aproximación en el valor del inductor de entrada L, obteniendo:

$$L \cong V_L \frac{\Delta t}{\Delta I} \quad (26)$$

Tomando como base la ecuación (26), se requiere analizar el comportamiento del convertidor cuando el dispositivo de conmutación esta encendido y el diodo polarizado inversamente. De esta manera en [16] se encuentra la expresión final que permite el cálculo de la bobina, teniendo en cuenta un rizado del 20% de la corriente por la bobina.

$$\Delta t \cong \frac{D_{max}}{f_s} \quad (27)$$

$$f_s = \text{Frecuencia de conmutacion}$$

$$L = \frac{D_{max} V_{in}}{f_s (0.2 * I_{Lmax})} \quad (28)$$

3.5.2. Diseño del condensador

Para el diseño del capacitor se toma como base la ecuación que determina la corriente en un capacitor.

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (29)$$

De manera similar que en la bobina, se encuentra una expresión aproximada para el valor del capacitor de salida, se tiene.

$$C \cong I_c \frac{\Delta t}{\Delta V} \quad (30)$$

Teniendo en cuenta que la corriente que fluye a través del capacitor es la misma que la corriente de salida.

$$I_c = I_o = \frac{V_o}{R} \quad (31)$$

El único elemento de la ecuación (30) por hallar es ΔV , el cual se define como la tensión de rizado presente en el capacitor y se toma un valor del 2%. Finalmente se tiene la ecuación (32) que define el cálculo del capacitor de salida:

$$C = \frac{D_{max} I_{Omax}}{f_s (0.02 * V_{cmax})} \quad (32)$$

Se emplea la corriente máxima de salida (I_{OMAX}), que está definida por.

$$I_{Omax} = \frac{2P_{rms}}{V_{op}} \quad (33)$$

Al observar las ecuaciones (28) y (32), que definen el cálculo de la bobina y el capacitor para el inversor, se analiza que al aumentar la frecuencia de conmutación se reduce el valor de la bobina y el condensador, lo que a su vez reduce su tamaño. Sin embargo, a altas frecuencias de conmutación se aumenta la pérdida de potencia en los interruptores, lo que disminuye la eficiencia del convertidor.

3.6. Análisis Dinámico

Se tomó el análisis dinámico del Boost-Inverter hecho en [16], tomando en consideración que se trata de un sistema no lineal, porque está compuesto por dos convertidores Boost; y se llega a la función de transferencia representada en la ecuación (34).

$$\frac{vo(s)}{d(s)} = -R \frac{X_1 S^3 + X_2 S^2 + X_3 S + X_4}{Y_1 S^4 + Y_2 S^3 + Y_3 S^2 + Y_4 S + Y_5} \quad (34)$$

En donde $d(s)$ representa variación del ciclo de trabajo alrededor de 0.5 y R la resistencia de carga. Las constantes de la ecuación son las siguientes:

$$\begin{aligned} Y_1 &= RC^2 L^2 & X_1 &= (I_{L1} + I_{L2}) CL^2 \\ Y_2 &= 2CL^2 & X_2 &= ((D-1)V_1 - DV_2) CL \\ Y_3 &= RCL(1-2D+2D^2) & X_3 &= (I_{L1} D^2 + I_{L2} (1-D)^2) L \\ Y_4 &= L(1-2D+2D^2) & X_4 &= (DV_1 - (D-1)V_2)(D-1)D \\ Y_5 &= RD^2(1-D)^2 \end{aligned}$$

4. DISEÑO DEL BOOST-INVERTER FOTOVOLTAICO

4.1. Especificaciones generales

El convertidor se diseñó con el propósito de alimentar una carga que funciona a una tensión de 120 V_{RMS} y frecuencia de 60 Hertz. Dicha carga puede llegar a consumir 320 Watts, por lo tanto, para suplir la totalidad de la potencia. El convertidor se alimentará desde un arreglo de 4 paneles solares ERDM85, disponibles en el laboratorio de accionamientos eléctricos de la Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.

El prototipo se diseñó con las siguientes consideraciones:

- El rizado de voltaje en los capacitores de salida y el rizo de la corriente por los inductores es de 2% y 20% respectivamente.
- La frecuencia de conmutación es de 24 kHz (conlleva a que las pérdidas por conmutación y los elementos del convertidor no sean lo suficientemente grandes)
- 4 paneles de 80 Watts conectados en serie, lo que permite un total de 70,48 V a la entrada del convertidor en condiciones máximas de irradiación.

En la **Tabla 2** se resume las especificaciones a tener en cuenta para el diseño del inversor.

Parámetro	Valor
Voltaje de entrada máximo	70,48 V
Voltaje de salida	120 V _{RMS} (169,7 Vp)
Frecuencia de conmutación	24 kHz
Frecuencia de Salida	60 Hz
Rizado de tensión en el capacitor	2%
Rizado de corriente en la bobina	20%

Tabla 2. Especificaciones de diseño.

De las especificaciones y empleando la ecuación (19) se obtuvo el ciclo de trabajo:

$$D_{max} = 0,7347$$

4.2. Diseño etapa de potencia

Se hayo el valor de la carga resistiva nominal de la siguiente forma:

$$R_{nom} = \frac{V_{orms}^2}{P_{nom}} = \frac{(120 V)^2}{320 W} = 45 \Omega$$

Para determinar el valor de inductancia se empleó la ecuación (28), por lo tanto, se tuvo en consideración el ciclo de trabajo máximo y la máxima corriente por la bobina, la cual fue calculada mediante la ecuación (21).

$$I_{Lmax} = \frac{2D_{max} - 1}{D_{max}(1 - D_{max})^2} * \frac{V_{in}}{R} = 14,22 \text{ A}$$

$$L = \frac{D_{max}V_{in}}{f_s (0.2 * I_{Lmax})} = 758,9 \text{ uH}$$

Para calcular el valor de capacitancia se empleó la ecuación (32), por lo que primero se calculó la tensión máxima en el capacitor y la corriente máxima de salida, mediante las ecuaciones (23) y (33) respectivamente.

$$V_{Cmax} = \frac{V_{in}}{1 - D_{max}} = 265.63 \text{ V}$$

$$i_{Omax} = \frac{2P_{rms}}{V_{op}} = 3,77 \text{ A}$$

$$C = \frac{D_{max}I_{Omax}}{f_s (0.02 * V_{Cmax})} = 21,73 \text{ uF}$$

Se determinó que el valor de la bobina y el condensador sean mayor a un 25% de los valores calculados:

$$L = (1.25) * 454,7 \text{ uH} = 948,7 \text{ uH}$$

$$C = (1.25) * 29,356 \text{ uF} = 27,16 \text{ uF}$$

Tomando valores comerciales cercanos:

$$L = 900 \text{ uH}$$

$$C = 33 \text{ uF}$$

Para dimensionar los dispositivos de conmutación, bobinas y condensadores, fue necesario determinar los valores máximos de corriente y tensión que deben soportar los mismos. En la **Tabla 3** se resumen los parámetros a tener en cuenta según las especificaciones de diseño deseadas.

Parámetro	Valor
Ciclo de trabajo Máximo	0.7347
Resistencia de carga	45 Ω
Corriente máxima por la bobina	14,22 A
Voltaje pico en el capacitor	265,63 V
Inductancia	900 μ H
Capacitancia	33 μ F

Tabla 3. Resumen de valores según las especificaciones de diseño

4.3. Elección de dispositivo de conmutación y diodo de potencia

Fue muy importante la adecuada elección de estos dispositivos para que soportaran las condiciones máximas de operación, como lo son corriente máxima, tensión máxima y potencia disipada. Sin embargo, existen otros parámetros muy importantes que se tuvieron en cuenta a la hora de la elección del dispositivo, dos de estos parámetros del Mosfet de potencia son los siguientes:

- $R_{DS(ON)}$: Resistencia de drenaje de encendido. Este valor es muy importante porque, un valor elevado de este parámetro influye en pérdidas sustanciales de potencia, lo que haría menos eficiente el convertidor.
- Tiempos de conmutación: Los tiempos de retardo de encendido $t_d(on)$, de subida t_r , de retardo de apagado $t_d(off)$ y de bajada t_f , se deben tener en cuenta para el disparo del Mosfet, por lo tanto, entre cada señal de conmutación debe existir un tiempo muerto, para así evitar corto circuitos en el convertidor.

Para la elección adecuada del diodo de potencia se tuvo en cuenta los valores máximos de voltaje en inversa V_R y corriente en directa $I_{F(AV)}$; sin embargo, otro parámetro importante es el tiempo de recuperación en inversa T_{rr} , el cual define la rapidez del dispositivo.

De acuerdo con las consideraciones de diseño se especificaron las referencias de los dispositivos a utilizar. En la **Tabla 4** se resumen las características más relevantes de los componentes para implementar el convertidor.

Dispositivo	Referencia	Características
Mosfet	STW72N60DM2AG	$V_{DS} = 600V$, $I_D = 66 A$, $R_{DS(ON)} = 42 m\Omega$, $P_{TOT}=446 W$, $t_d(off)= 112 ns$, $t_f = 10.4 ns$
Diodo	RHRG3060_F085	$V_R=600 V$, $I_F = 30 A$, $T_{rr} =40 ns$, $V_{FM} = 2.1 V$
Bobina	L	$900 \mu H$, $I_{max} = 16 A$
Condensador	C	$33 \mu F$, $V_{max} = 450V$

Tabla 4. Características de los elementos de potencia.

4.4. Simulación etapa de potencia

Mediante la herramienta de Simscape Power System Tool de MATLAB, se procedió a hacer la respectiva simulación del “Boost-Inverter”, en donde se muestran las formas de onda más relevantes del convertidor. El circuito simulado es mostrado en la **Figura 24**.

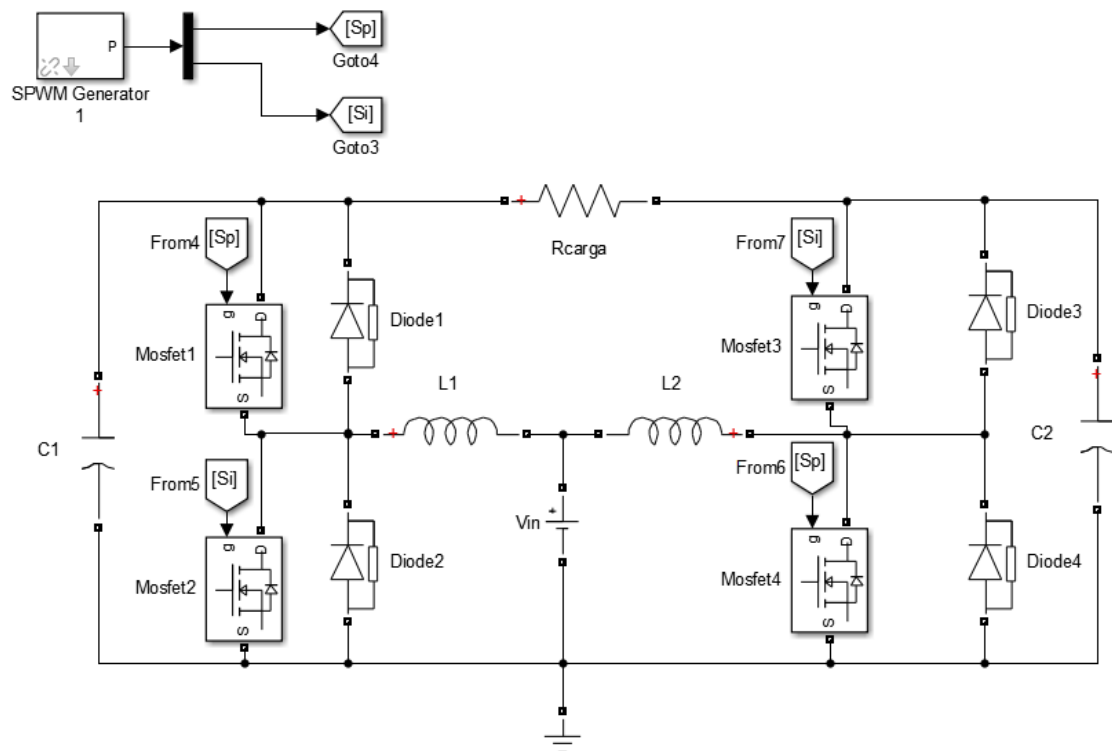


Figura 24. Simulación del Boost-Inverter en Simulink.

Inicialmente se procedió a simular el convertidor en lazo abierto, obteniendo como resultado la **Figura 25** donde se evidenció una forma de onda sinusoidal con un valor pico de 169.55 V.

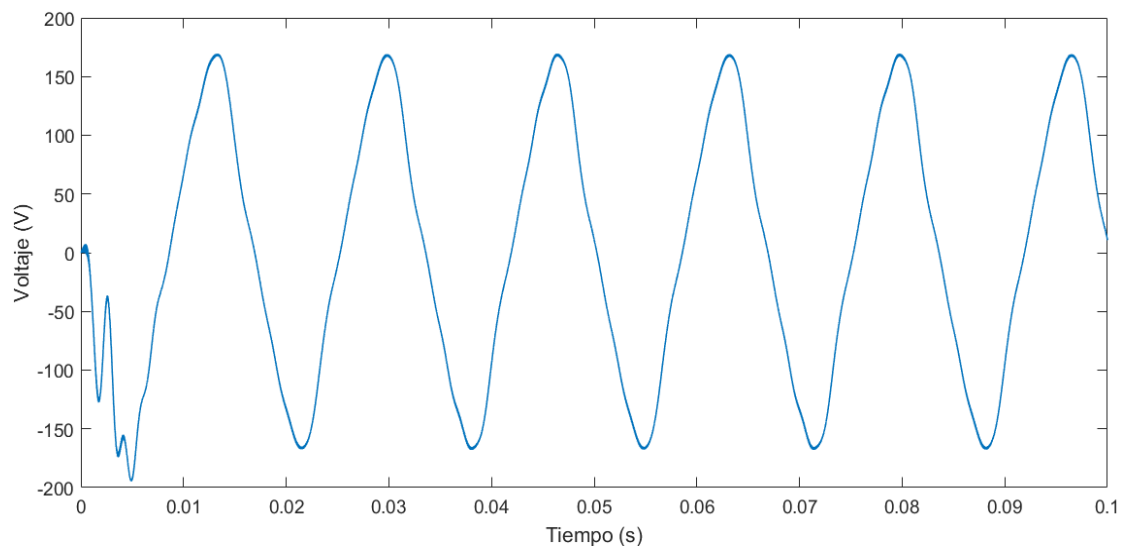


Figura 25. Forma de onda voltaje de salida obtenido en simulación.

En la **Figura 26** se presenta el voltaje de salida de cada convertidor, donde se pudo notar el desfase de 180° entre las señales y un nivel de DC que desaparece en el voltaje de salida a causa de la resta de las señales.

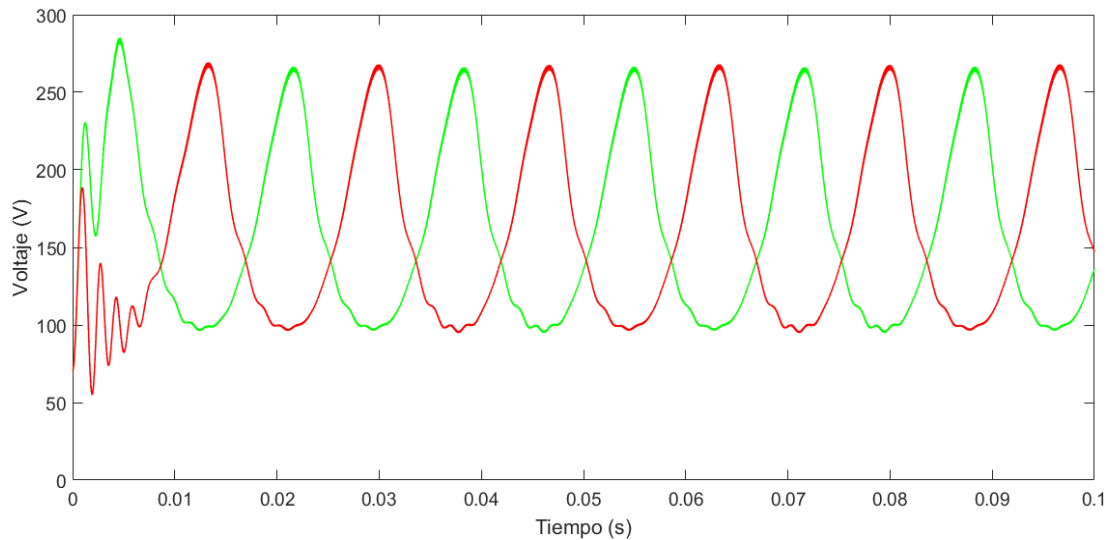


Figura 26. Voltaje V_a y V_b en los capacitores de salida obtenido en simulación

En la **Figura 27** se muestra la corriente en la bobina, pudiéndose notar un fuerte transitorio en el arranque del inversor, debido la carga de los elementos activos como los capacitores e inductores.

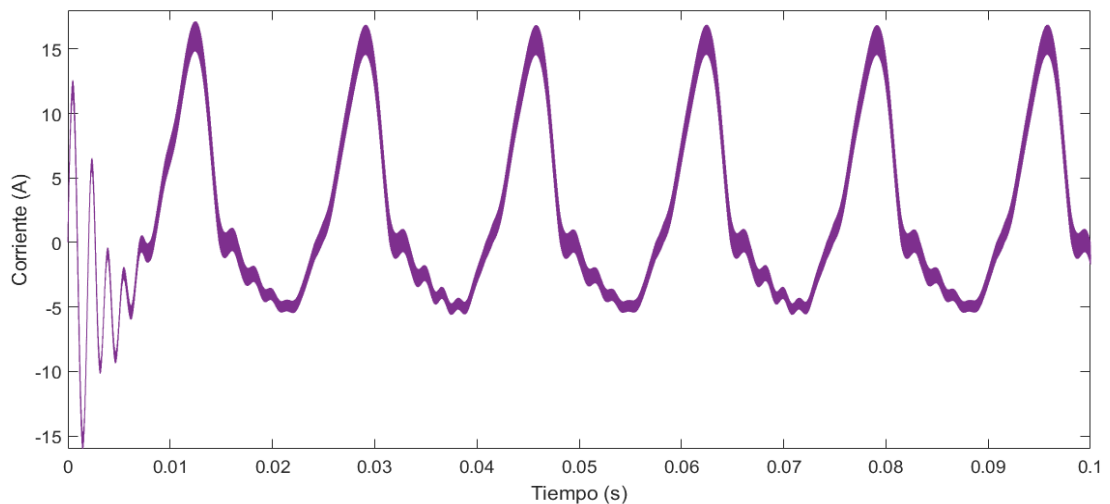


Figura 27. Corriente obtenida en simulación de la bobina de entrada $L1$

En la **Figura 28** se muestra la forma de onda que representa la corriente de entrada del convertidor, donde se puede evidenciar que el Boost-Inverter a cambio de generar un voltaje de salida alterno, hace oscilar la corriente de entrada. Esto es muy importante ya que a la hora de conectar el arreglo PV se colocó un condensador a la entrada del convertidor, para que este asumiera las variaciones de corriente en vez de los módulos fotovoltaicos.

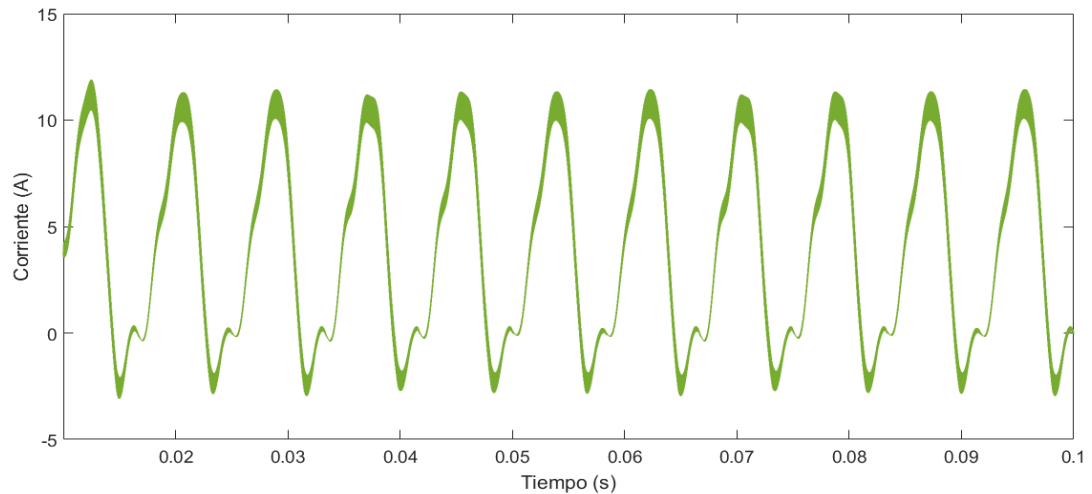


Figura 28. Corriente de entrada al convertidor obtenido en simulación.

4.4.1. Simulación Método HCM.

Teniendo en cuenta el funcionamiento descrito en [17] se procedió a simular el diseño del Boost-Inverter con HCM e ilustrar las formas de onda resultantes. A continuación, en la **Figura 29** se muestra el voltaje de salida generado con el método de modulación de medio ciclo.

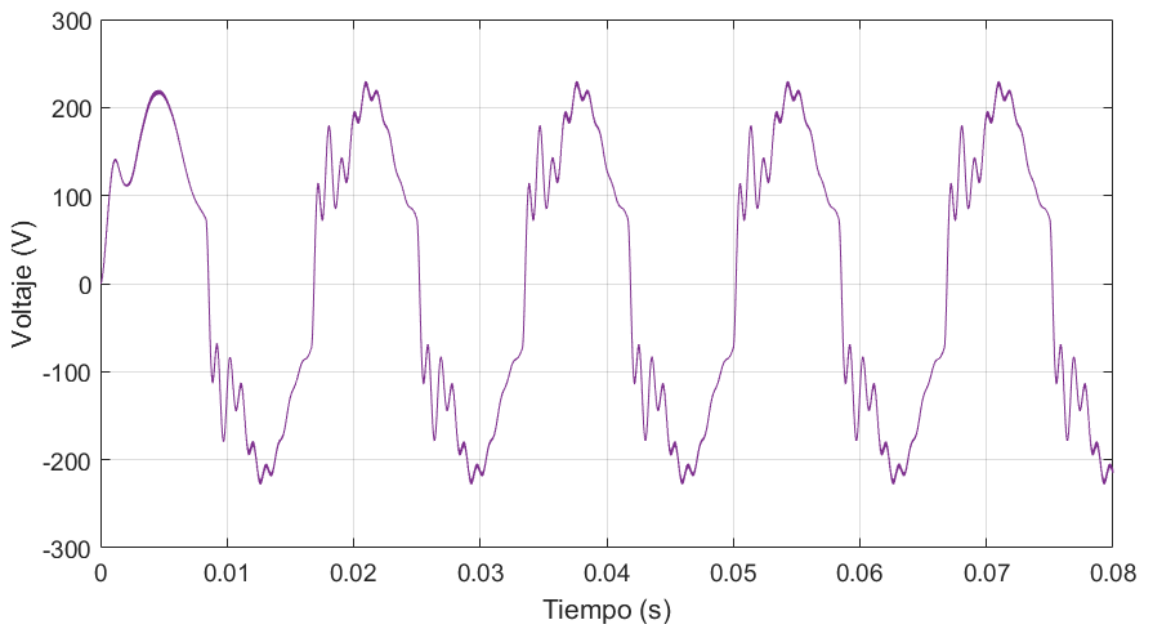


Figura 29. Voltaje de Salida en simulación con método HMC.

Para analizar más a fondo el comportamiento de HCM se visualiza en la **Figura 30** las tensiones de salida que genera cada convertidor Boost.

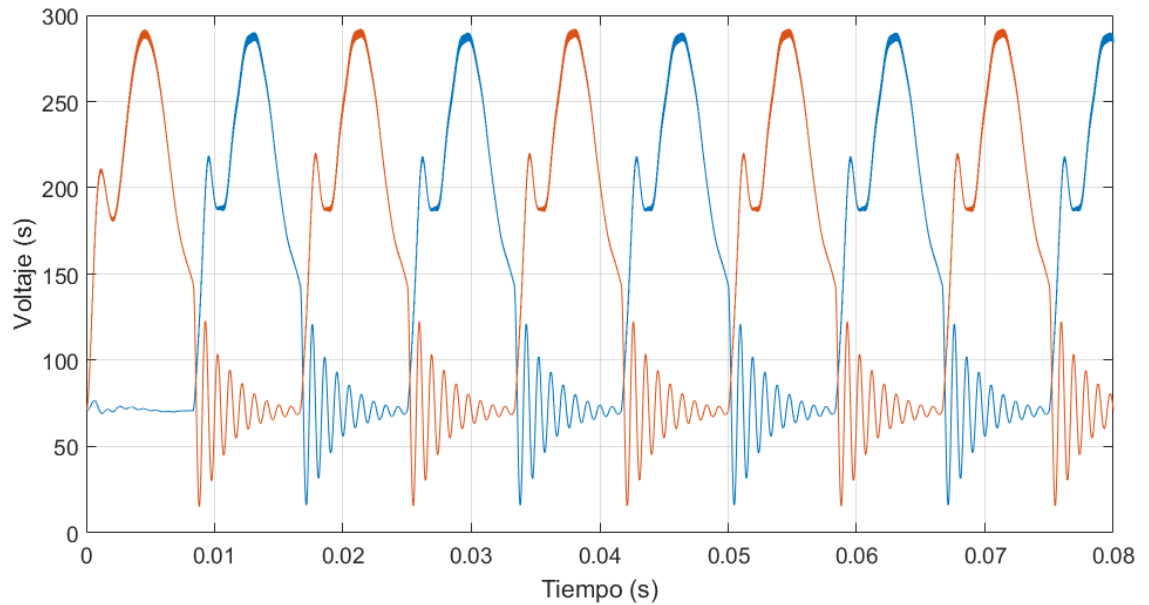


Figura 30. Voltaje en los capacitores de salida en simulación método HMC.

Como se ilustra en la **Figura 29 y Figura 30** las formas de onda no corresponden a las esperadas de la **Figura 15**. Resultan señales alejadas de un comportamiento sinusoidal, y en cambio impiden que el Inversor se pueda conectar a una carga convencional, debido a los fuertes transitorios presentes en los terminales de salida.

Se hizo un análisis de las ecuaciones y formas de onda esperadas en [17] y se concluyó lo siguiente:

- Las tensiones de salida esperadas durante el periodo en que cada convertidor no se encuentra conmutando, corresponde a la tensión de entrada (V_{IN}) que efectivamente se cumple. Sin embargo, durante el periodo en que cada convertidor está conmutando a alta frecuencia, se espera que la tensión de salida corresponda a la tensión de entrada más la componente sinusoidal positiva; pero esto no se está cumpliendo del todo, puesto que el nivel de DC presente en la salida a causa de la naturaleza del convertidor Boost es elevado. Lo anterior ocasiona un enorme transitorio al Bost-Inverter, en la transición de modo de No conmutación a modo de conmutación y viceversa, debido a que los Niveles de DC son distintos para cada zona de operación.
- Las dinámicas de los inductores y Capacitores en el circuito en la transición de conmutación a No conmutación y viceversa, por parte de los Boost bidireccionales, ocasionan enormes transitorios debido a los cambios bruscos en el nivel DC, distorsionando la forma de onda en el voltaje de salida. También se presentan transitorios de corriente en el circuito que pueden acarrear daño en los elementos que componen el Boost-Inverter; al mismo tiempo que demandan corrientes enormes a la fuente de alimentación, impidiendo hacer algún tipo de control MPPT.

- Se recuerda que en el artículo [17] se hacen pruebas experimentales que muestran un comportamiento sinusoidal en las señales de salida, sin embargo, según el análisis y simulación mostrado anteriormente esto no es posible.
- Se concluye que lo presentado en [17] no es válido, por lo cual no se realizara su implementación. Se presentan aquí estos resultados, pues se considera que el análisis realizado es un aporte a la investigación de este tipo de convertidor.

4.4.2. Simulación inyección de tercer armónico

Se procedió a introducir una componente armónica a la señal de referencia del SPWM, y se encontró que su amplitud necesaria para obtener la mínima distorsión armónica a la salida es de 1/15 de la amplitud de la onda de referencia. De esta manera se obtuvo el voltaje de salida del inversor mostrado en la **Figura 31**, donde se observa que la forma de onda obtenida es más cercana a una onda sinusoidal de 60 Hz.

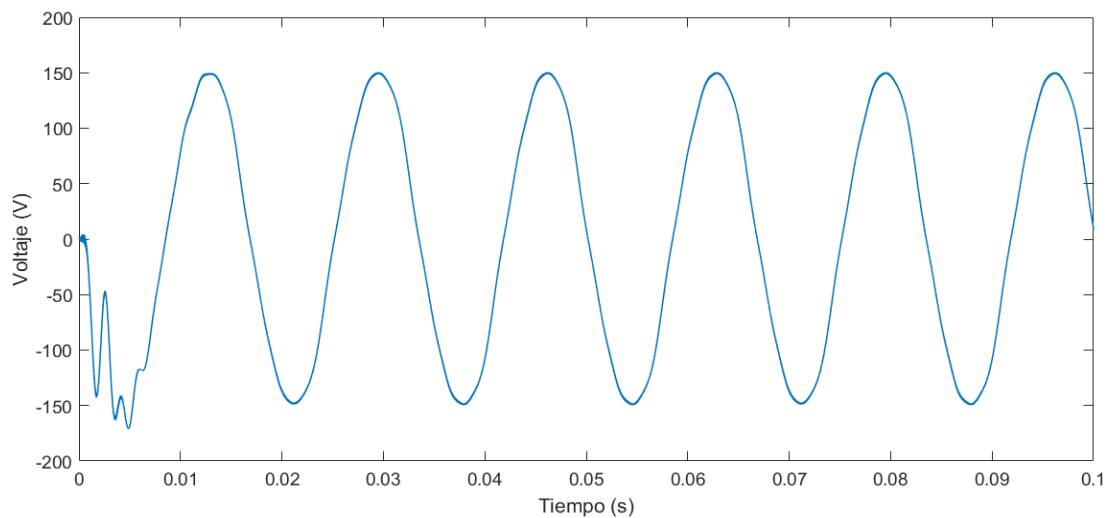


Figura 31. *Voltaje de Salida con inyección de 3er armónico obtenido en simulación.*

Adicionalmente, se hizo una comparación del THD de los voltajes de salida con y sin inyección del tercer armónico, por medio del bloque “Powergui” de la librería de “SimPowerSystems”, obteniéndose la **Figura 32**. Se puede observar claramente la disminución de la distorsión armónica, de un 10.45% a un 3.29% al inyectar el tercer armónico en la señal de referencia y una disminución considerable en la magnitud de la componente de frecuencia de 180 Hz, que es la principal responsable de la distorsión de la onda de salida. Cabe destacar que los elementos armónicos con mayor amplitud están presentes en los componentes de frecuencia impares.

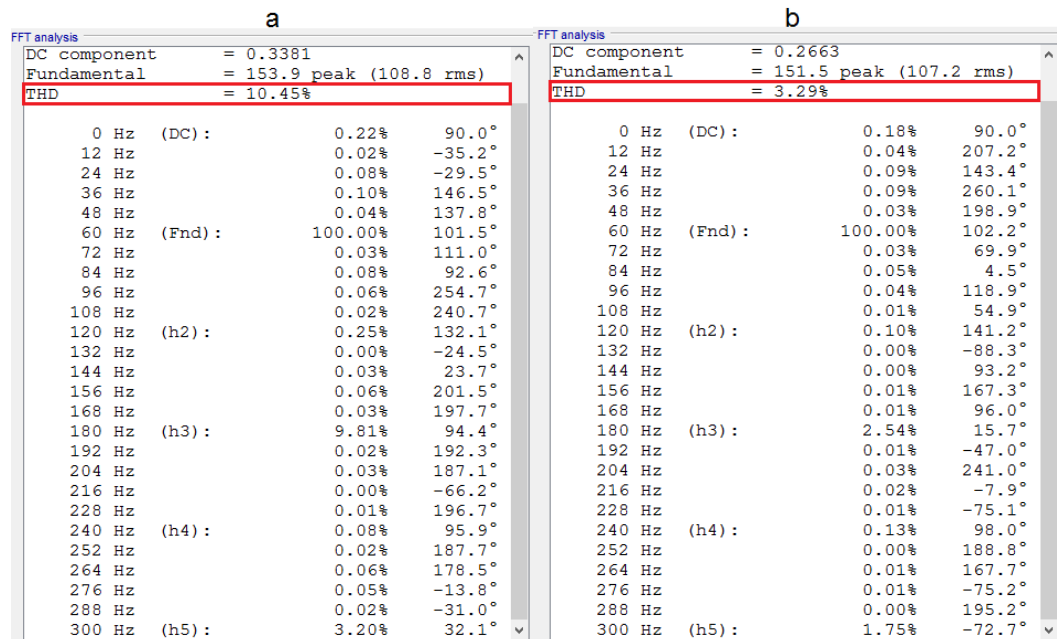


Figura 32. Comparación de THD **a)** Sin inyección de 3er armónico **b)** Con inyección de tercer armónico.

4.5. Diseño del algoritmo de control MPPT

El algoritmo MPPT seleccionado es el P&O, debido a su baja complejidad y fácil implementación en una plataforma digital.

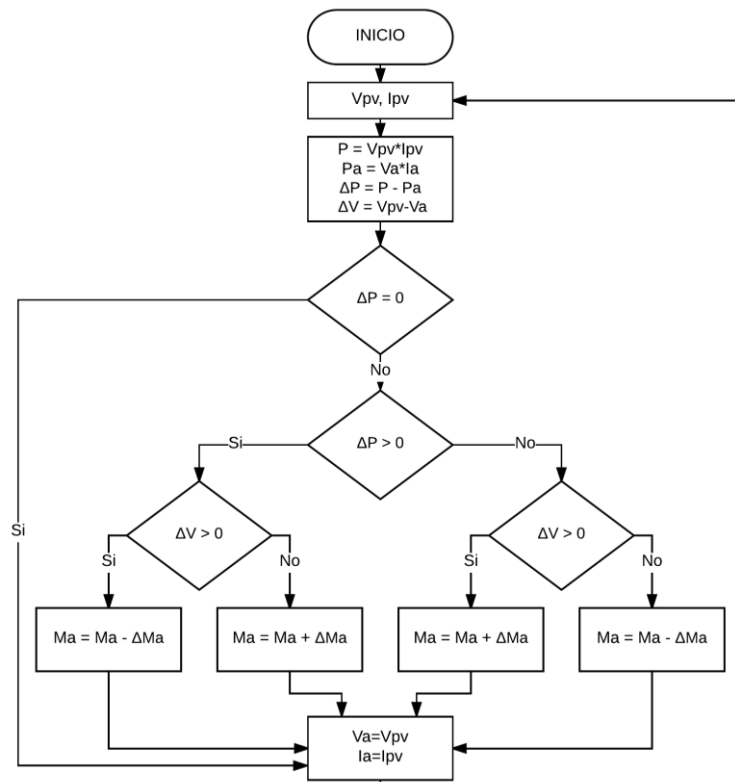


Figura 33. Algoritmo MPPT perturbar y observar

En la **Figura 33** se muestra el diagrama del algoritmo P&O, destacándose que el aumento del índice de modulación de amplitud Ma es inversamente proporcional con el voltaje, es decir, si se desea mover la perturbación hacia la derecha se debe disminuir el valor de Ma ; por el contrario, si se desea mover la perturbación hacia la izquierda, se debe aumentar el valor de Ma .

Para seleccionar el tiempo de muestreo del algoritmo, primero se procedió a hallar la función de transferencia del inversor empleando la ecuación (34), teniendo como resultado:

$$\frac{vo(s)}{d(s)} = \frac{(-1.5e-8) * S^3 + (0.18e-3) * S^2 - (0.17) * S + 1801}{(3.97e-14) * S^4 + (5.34e-11) * S^3 + (7.588e-7) * S^2 + (0.51e-3) * S + 2.1}$$

Posteriormente se aplicó un escalón unitario a la función de transferencia y se observó el comportamiento del convertidor (ver **Figura 34**). Es importante aclarar que la función de transferencia no se halló para aplicar un control de regulación de voltaje, puesto que no es el objetivo del presente trabajo; en cambio se empleó para calcular el tiempo de estabilización del Boost-Inverter.

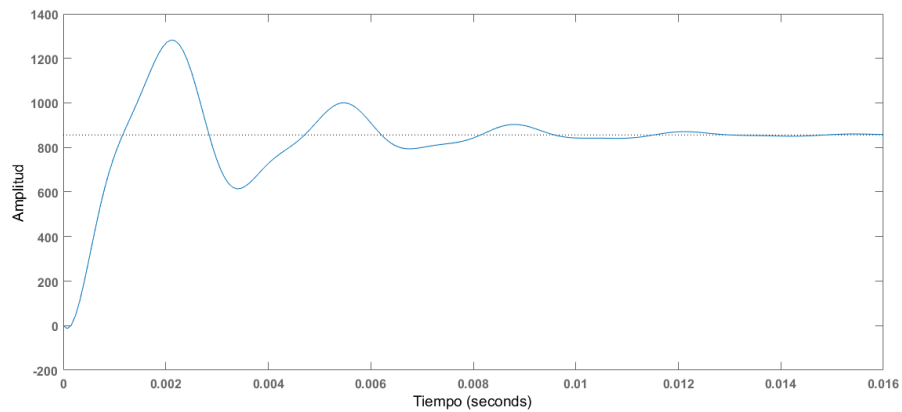


Figura 34. Respuesta al escalón unitario de la función de transferencia del Boost-Inverter.

De **Figura 34** se observa que el tiempo de estabilización del Boost-Inverter frente a un cambio en Ma es de aproximadamente 8 ms, en consecuencia, se eligió un tiempo de muestreo de 10 ms para el algoritmo MPPT. De esta manera el Inversor alcanza a estabilizarse debido a su dinámica, antes de imponer un nuevo valor en Ma .

Para este trabajo se seleccionó un valor de 0.005 como tamaño de la perturbación del Ma , pues produce un mejor comportamiento entre precisión y velocidad de respuesta en el sistema.

4.5.1. Mejora al algoritmo P&O

Basado en [12] se diseña el algoritmo MAHC teniendo en cuenta que en este caso la variable controlada es Ma . Por ello el parámetro a ajustar automáticamente es (ΔMa) .

Se consideró que al tener una magnitud de la perturbación (ΔMa) fijo, incurre a que si se selecciona un valor grande se tendrá un tiempo de estabilización menor, pero variaciones grandes alrededor del MPP, lo que conlleva a pérdidas de potencia; En

cambio si se elige un valor pequeño se incurre a un tiempo de estabilización más grande frente a cambios de irradiación, pero variaciones pequeñas alrededor del MPP. Por ello se realizó una mejora al algoritmo ajustando ΔMa como variable.

El valor de ΔMa dependerá de que el sistema se encuentre en etapa transitoria o en etapa estable. Para ello, se mide el diferencial de potencia (ΔP), en caso de que su magnitud sea grande, el tamaño de la perturbación será grande; y si es pequeño el tamaño de la perturbación será pequeño. En la **Figura 35** se muestra el algoritmo MAHC diseñado.

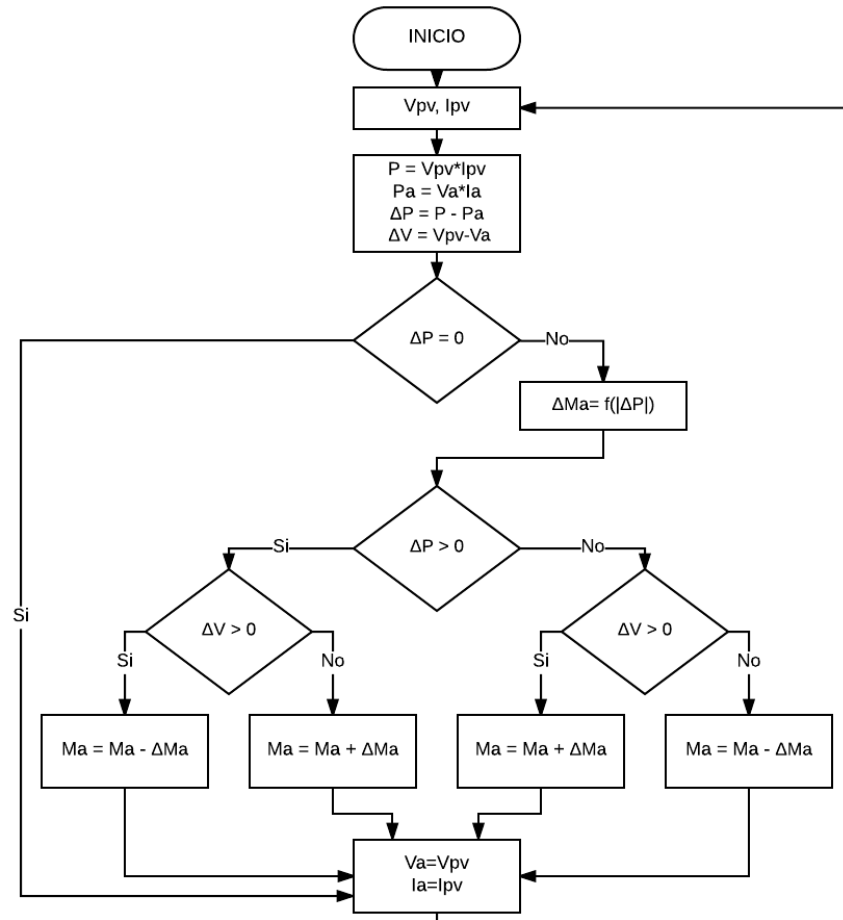


Figura 35. Diagrama de flujo de algoritmo MPPT MAHC.

4.6. Simulación Boost-Inverter fotovoltaico

La simulación se llevó a cabo con un ΔMa de 0.0017, ya que fue el valor más óptimo encontrado en simulación. El esquema de Simulink se muestra en la **Figura 36**.

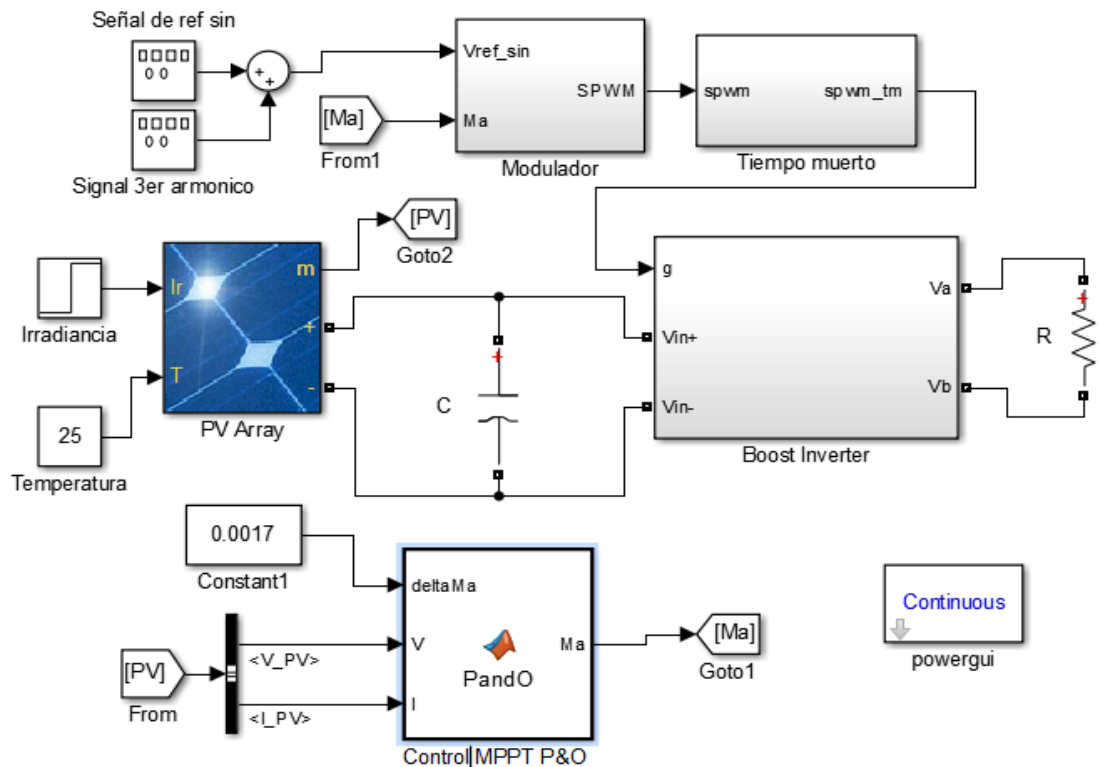


Figura 36. Simulación Boost-Inverter Fotovoltaico en Simulink.

Inicialmente se dispuso de simular el comportamiento de los 4 paneles solares conectados en serie, con el objetivo de observar sus curvas características, para posteriormente comparar el MPP al que lleva el algoritmo y validar su funcionamiento. En la **Figura 37** se tienen las curvas de potencia y V-I para irradiancias de 500, 800 y 1000 w/m² a una temperatura de 25°C.

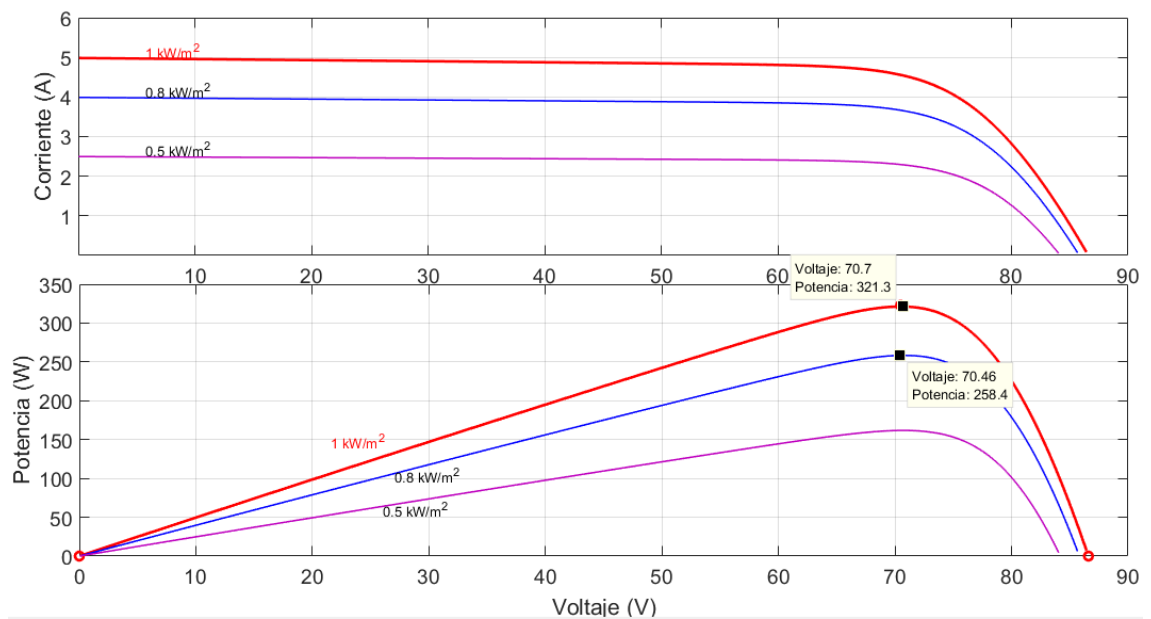


Figura 37. Curvas características paneles solares ERD80.

Se dispuso de hacer la simulación inicialmente a una irradiación de 800 W/m^2 , luego de transcurrido un segundo se aplicó un escalón de 200 W/m^2 , obteniendo como resultado la potencia suministrada por el arreglo PV mostrado en la **Figura 38**.

Se observa en la **Figura 37** que en la curva de irradiación de 800 W/m^2 , se tiene un MPP de 258.4 W a 70.46 V , y comparando la potencia a la que converge el algoritmo MPPT en la **Figura 38** que es de 258.2 W , se puede concluir que son muy aproximados. Del mismo modo para la curva de irradiación de 1000 W/m^2 , se tiene un MPP de 321.3 W , comparándolo con la potencia a la que converge el algoritmo MPPT que es de 320.2 W , los cuales también son muy aproximados. De esta forma se validó el funcionamiento en simulación del seguimiento del máximo punto de potencia.

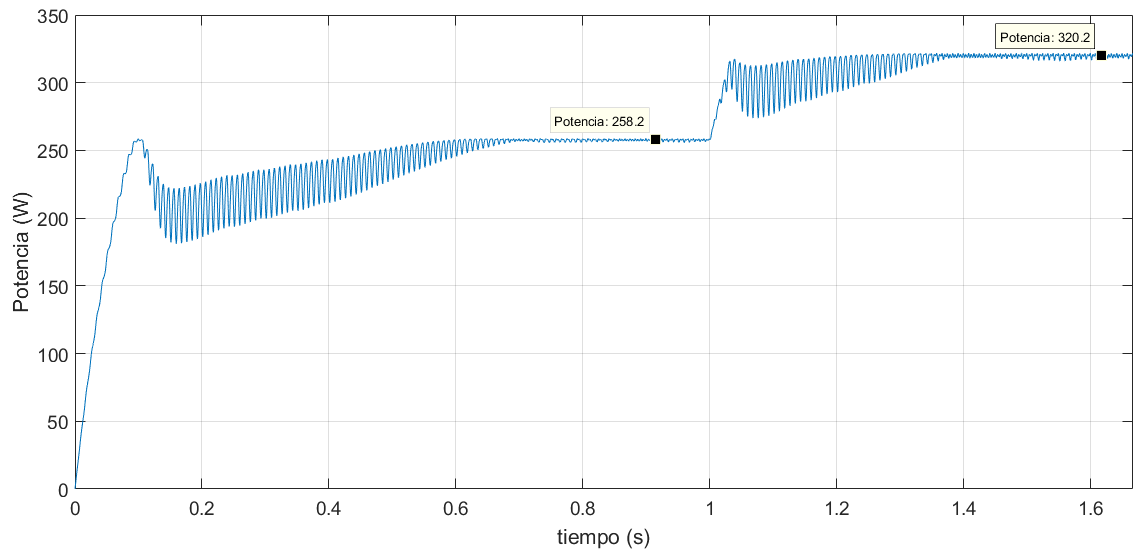


Figura 38. Potencia de entrada al inversor.

En la **Figura 39** se observa el comportamiento del voltaje y corriente producidos por el arreglo fotovoltaico, notándose un rizado sinusoidal, esto debido a que el inversor con el fin de producir una tensión alterna a la salida, hace oscilar con la misma frecuencia la entrada del mismo.

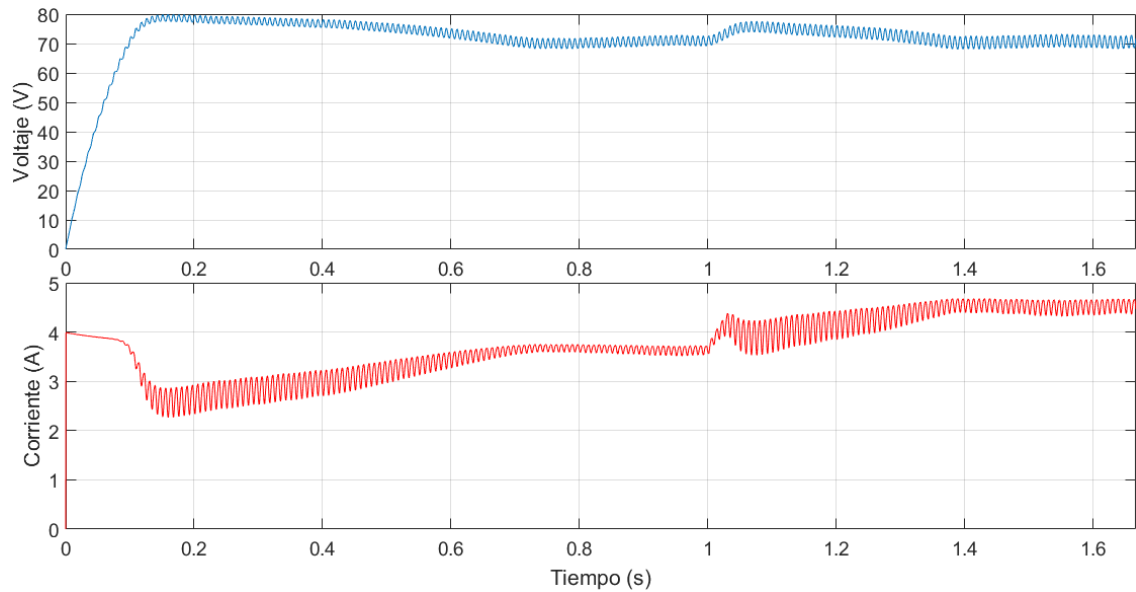


Figura 39. Voltaje y Corriente suministrados por el arreglo PV.

En la **Figura 40** se observa la variación de la variable manipulada M_a , donde se obtuvo al principio un subpaso debido a que en ese momento se está cargando el capacitor de entrada; posteriormente se estabilizó y luego de transcurrido un segundo se le aplicó el escalón, ilustrándose que tomó un tiempo de estabilización de alrededor de 0.4s. Cabe mencionar que, al estabilizarse el algoritmo quedó oscilando alrededor del MPP, pero este es un comportamiento típico de estos algoritmos.

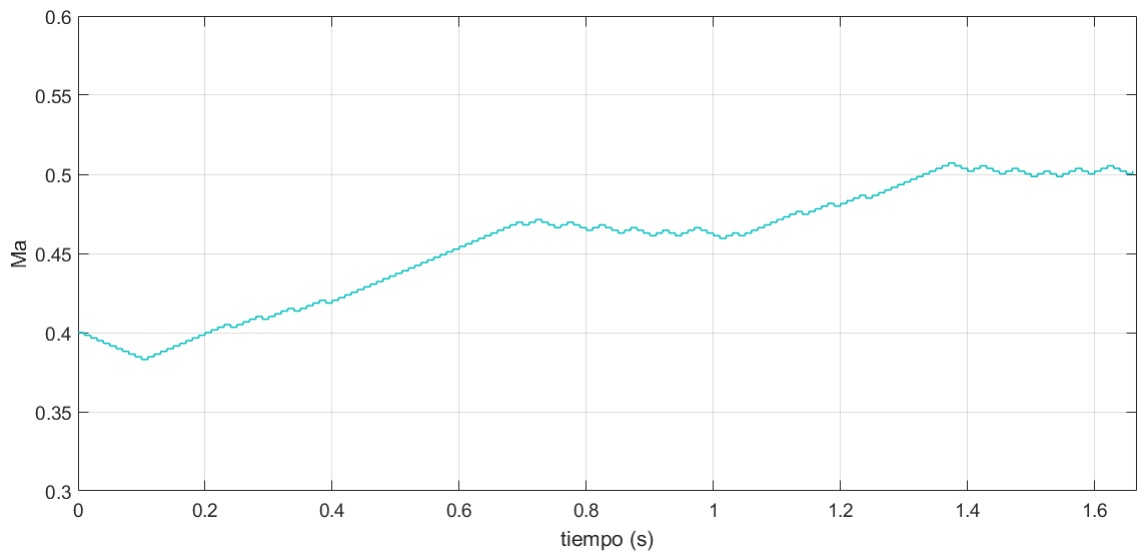


Figura 40. Variación del índice de modulación de amplitud.

4.6.1. Simulación con algoritmo MAHC.

Se procedió a simular el método mejorado del P&O, aplicando una irradiación de 800 W/m^2 y luego de transcurrido un segundo se aplicó un escalón de 200 W/m^2 , de manera igual que al aplicado al método P&O, y de esta manera se contrastaron los resultados de ambos métodos.

En la **Figura 41** se observa la forma de onda de la potencia de entrada al inversor, donde se evidencia que al aplicar el escalón el algoritmo tarda alrededor de 0.15 segundos en alcanzar el MPP, y comparando este valor con los 0.38 segundos que tardo el algoritmo P&O en alcanzar el MPP, se determina que se logró una importante mejoría en el MPPT.

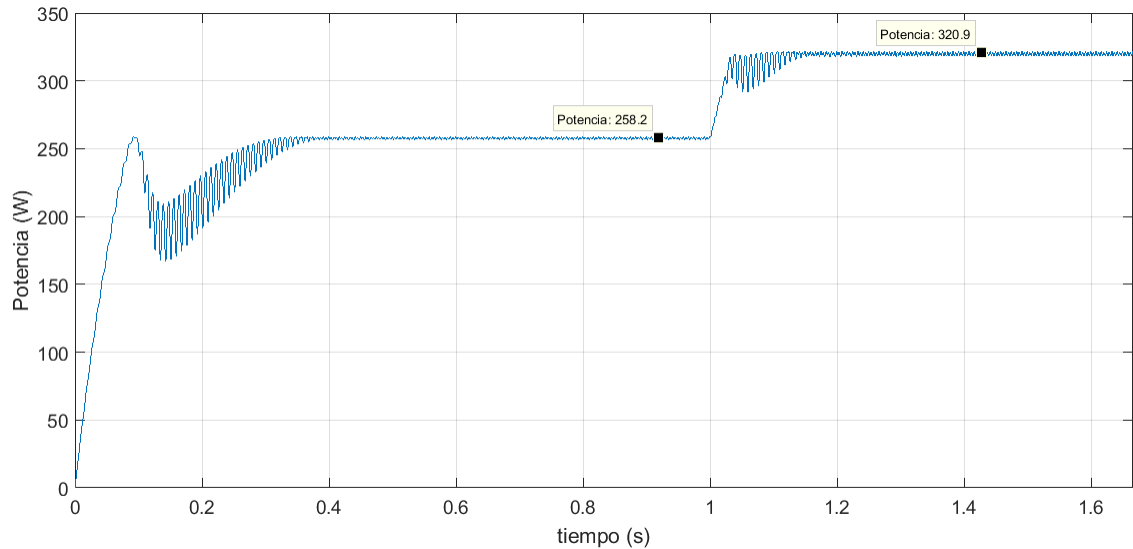


Figura 41. Potencia de entrada al inversor con MAHC.

En la **Figura 42** se ilustra el comportamiento del Ma para el algoritmo MAHC, donde se analiza que tarda menos en estabilizarse y que las variaciones alrededor del MPP son menores, comparadas con el método tradicional P&O.

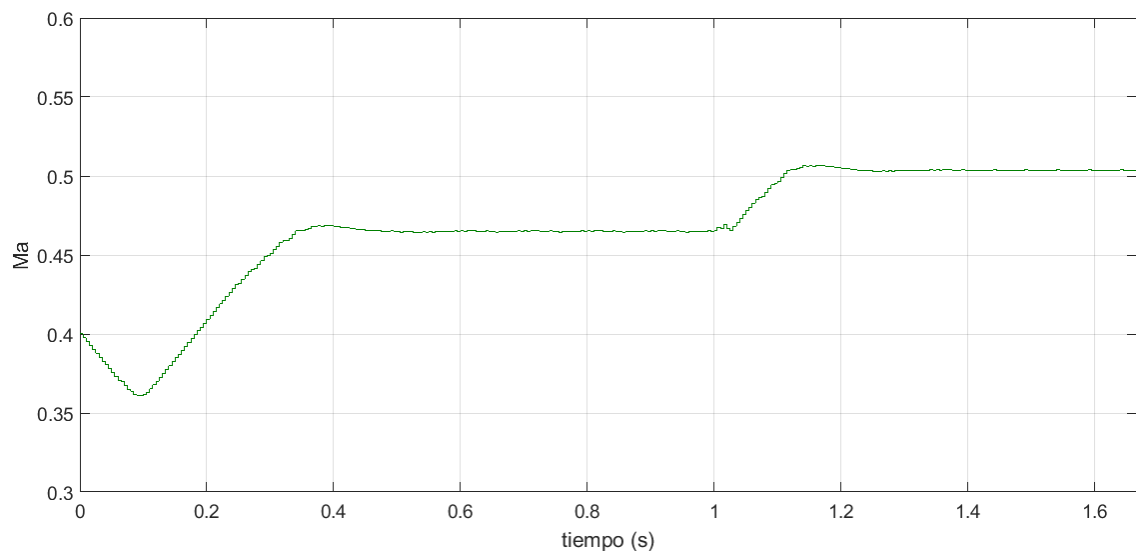


Figura 42. Variación del índice de modulación de amplitud con MAHC.

5. IMPLEMENTACIÓN DEL BOOST-INVERTER FOTOVOLTAICO

Tomando las consideraciones de diseño del capítulo 4, se procedió con la implementación del prototipo. A continuación, se detallará cada una de las etapas implementadas que componen el proyecto.

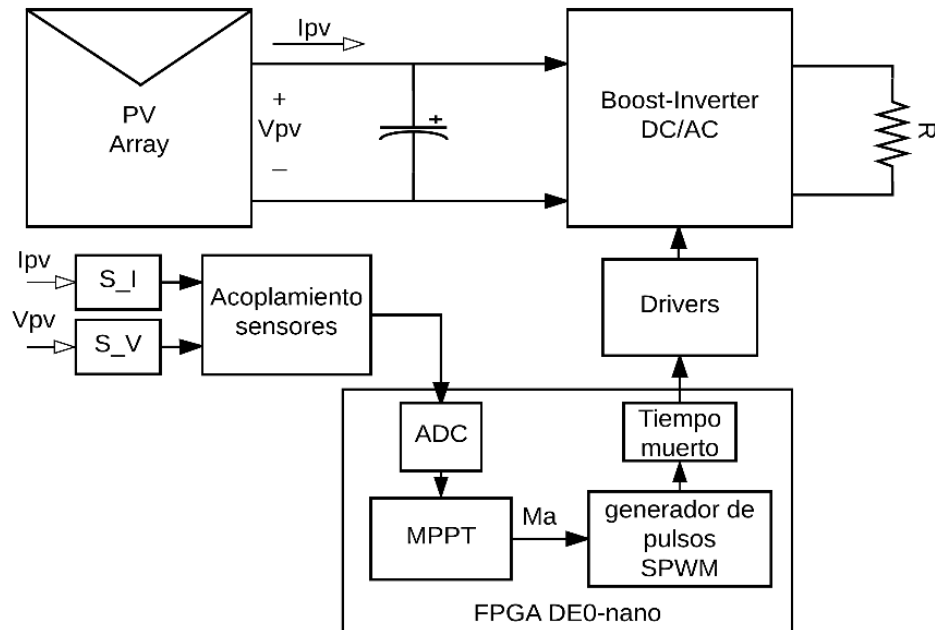


Figura 43. Diagrama de etapas Boost-Inverter fotovoltaico.

5.1. Etapa de Potencia

En esta etapa se implementó la topología del convertidor Boost Inverter, teniendo en cuenta que no se empleó un circuito de protección para cada Mosfet como lo es la red de Snubber. Como medida alterna al uso de la Red de Snubber, se sobredimensionaron los dispositivos de conmutación y los diodos, tomando valores máximos de voltaje y corriente del doble del que deben soportar, con el objetivo de que soporten tensiones y corrientes transitorias o picos.

5.2. Activación de los transistores de potencia

Para la correcta conmutación de los transistores se empleó el driver opto acoplado **ACPL-332J** mostrado en la **Figura 44**, el cual cuenta con las características necesarias para la activación de los Mosfet.

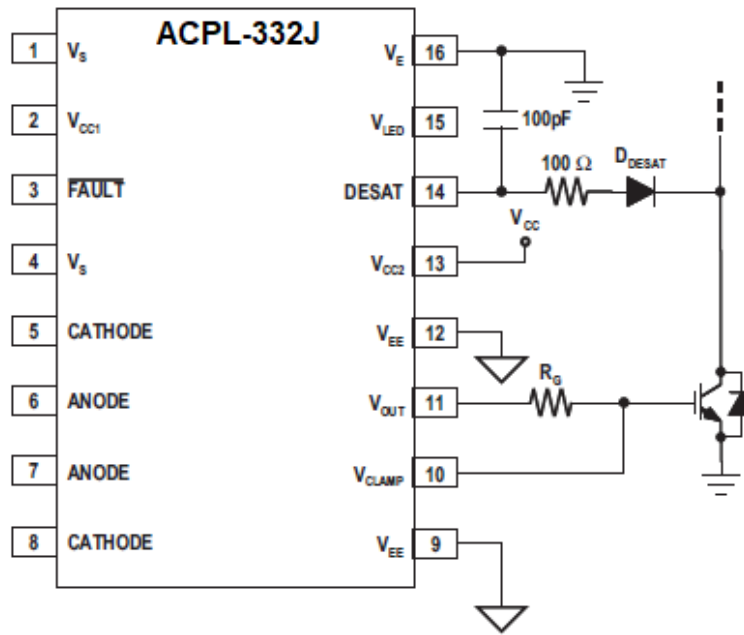


Figura 44. Circuito de activación de los Mosfet.

Se debe tener en cuenta el uso de fuentes independientes para la activación de cada Mosfet de potencia, de no ser así se pondrían en cortocircuito los transistores, en consecuencia, cada señal aplicada entre compuerta y fuente (V_{GS}) debe tener una referencia de voltaje diferente. Por lo anterior se emplearon los convertidores DC-DC aislados **Pem1-s5-D15**, cuya característica principal es tener una alimentación de entra de 5V y una tensión dual de salida aislada de ± 15 V.

Para la activación de los Mosfet se emplearon fuentes duales, por lo que el apagado no se realiza con una referencia a tierra, en cambio se aplicó una tensión de -15V, esto permitió forzar aún más el apagado del dispositivo.

5.3. Generación del tiempo muerto

En la **Figura 45** se muestra el diagrama de conmutación de los Mosfet, donde se aprecia que el dispositivo tiene unos tiempos, tanto de apagado (t_{off}) como de encendido (t_{on}). A su vez t_{off} se divide en tiempo de retardo de apagado ($t_{d(on)}$) y tiempo de caída (t_f), esto implica que, aunque la señal de activación del Mosfet caiga, el dispositivo toma un tiempo en el que sigue conduciendo corriente, por ello, no se debe incurrir a activar otra rama de Mosfet, dado que esto implica un cortocircuito entre las ramas. Debido a esto se incluyó un tiempo muerto entre el apagado de un Mosfet y el encendido del Mosfet complementario de la misma rama.

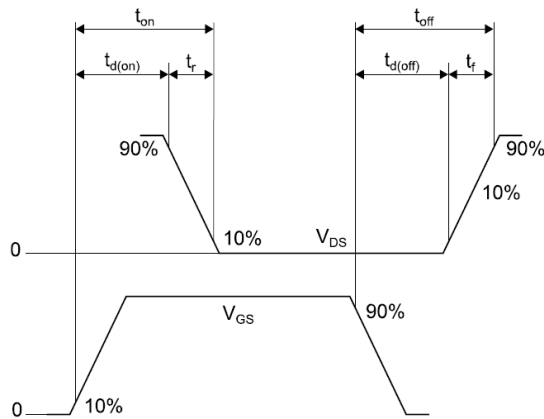


Figura 45. Formas de onda de los tiempos de conmutación.

En la **Tabla 4** se aprecia las especificaciones principales del Mosfet STW72N60DM2AG, entre ellas los tiempos de retardo al apagado ($t_{d(off)}$) y de caída (t_f); de esta manera sumando estos tiempos se obtiene el tiempo de apagado total.

$$t_{off} = t_{d(off)} + t_f$$

Reemplazando los valores se tiene:

$$t_{off} = 112 \text{ ns} + 10.4 \text{ ns} = 122.4 \text{ ns}$$

Tomando un margen de seguridad se estableció un tiempo muerto de 240 ns. En la **Figura 46** se aprecia las formas de onda de las señales de conmutación para los Mosfet

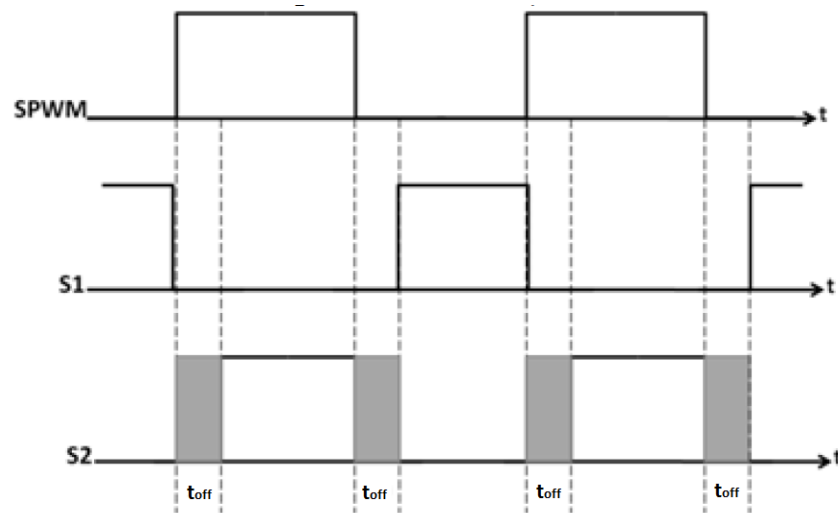


Figura 46. Formas de ondas del generador de tiempos muertos.

La implementación de la etapa de generación de tiempo muerto se desarrolló mediante la tarjeta DE0-nano. Esta es una plataforma de desarrollo FPGA (Field Programmable Gate Array) de la marca Terasic. En el software Quartus II y mediante el lenguaje de descripción de hardware VHDL (Very-High-speed integrated circuits hardware Description Language), se diseñó el circuito, teniendo en cuenta que el tiempo muerto puede variar en múltiplos de 20 ns, debido a que ese es el periodo del reloj de la DE0-

nano. En la **Figura 47** se visualiza el esquemático en Quartus de la etapa, donde se destacan dos bloques de Tm, uno para cada rama de Mosfet.

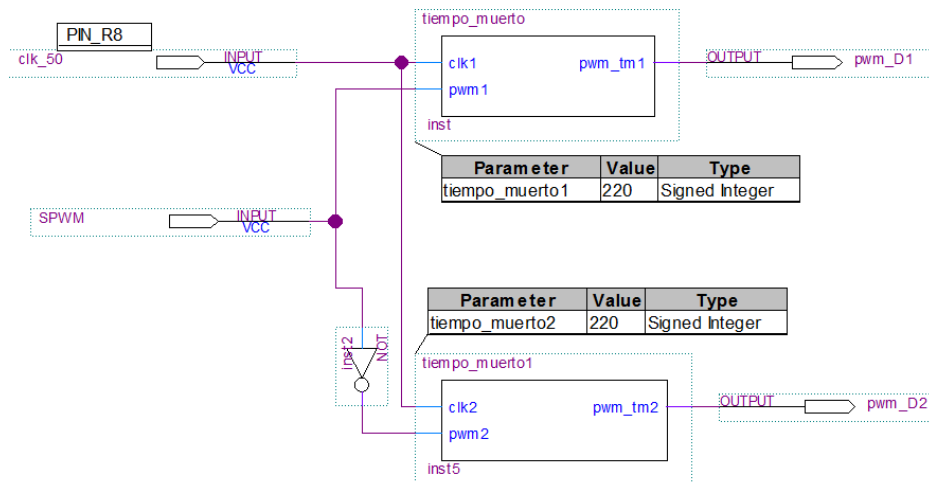


Figura 47. Etapa de generación de Tm en Quartus II.

5.4. Etapa SPWM

En esta etapa se generaron las señales SPWM para la conmutación de los transistores de potencia, en la cual se obtuvo una señal sinusoidal de referencia y la onda portadora triangular, para que posteriormente por medio de un comparador se generaran las señales requeridas. A su vez se implementó en la tarjeta DE0-nano mediante VHDL en Quartus II.

A continuación, se detalla la realización de cada una de las subetapas:

5.4.1. Generación de la señal de referencia sinusoidal

La onda fue generada mediante un Look-table, donde se almacenaron cada uno de los valores digitales de la onda sinusoidal. La onda sinusoidal tiene 12 bits y 2048 muestras por periodo, cada uno de estos valores son recorridos por un contador, de esta manera se generó la onda teniendo en cuenta que los vectores son signados, por ende, la señal sinusoidal toma valores desde -1023 hasta 1023.

```
:process(reloj)
    variable init_arr_v : vector_t_arr(0 to (2 ** depth_c) - 1);
begin
    for i in 0 to ((2 ** depth_c) - 1) loop

        init_arr_v(i) := integer(round(sin((math_2_pi/real(2**depth_c))*real(i))*(real(1023))));

    end loop;
    s <= to_signed(init_arr_v(to_integer(cnt)), width_c);
end process;
```

Figura 48. Programación en VHDL para generar la Look-table de la onda sinusoidal.

Por medio del ciclo “for” que se muestra en la **Figura 48**, se generaron los valores de la onda seno y se almacenaron en un arreglo de 2048 posiciones, posteriormente a la señal “s” se le asignó una amplitud de la onda seno dependiendo del valor del contador.

La frecuencia de la señal dependerá de la frecuencia del reloj de entrada; para generar un ciclo completo en la onda se necesitan 2048 ciclos de reloj (total de posiciones del arreglo), en consecuencia, se necesitó un reloj a la entrada de 122.88 kHz para obtener una sinusoidal a la salida de 60 Hz, por ello para lograr tal frecuencia se hizo uso de un bloque PLL que tiene la tarjeta DE0-nano y de esta manera se logró dividir la frecuencia del reloj de 50 MHz a la frecuencia requerida.

Como parámetro de entrada al bloque se tiene un vector de 12 bits que representa el índice de modulación (Ma), este parámetro se multiplicó por la amplitud de la onda seno y a esto se le dividió el valor máximo de Ma (en este caso 4095), de esta manera se logró variar la amplitud de la onda seno que a su vez se tradujo en una variación del índice de modulación del SPWM. El bloque generador de la referencia se muestra en la **Figura 49**.

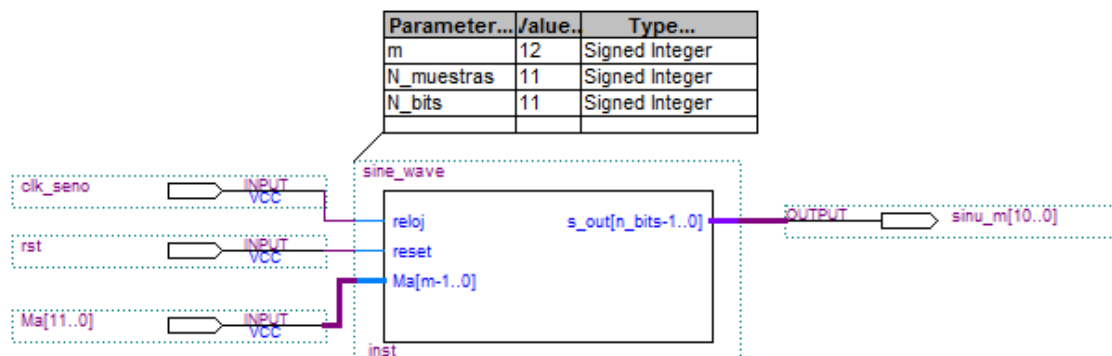


Figura 49. Bloque generador onda sinusoidal.

Para la inyección del tercer armónico se le sumó al arreglo de vectores "init_arr_v(i)", el componente correspondiente de 3 veces la frecuencia fundamental y se le asignó una amplitud como un porcentaje de la señal fundamental. Para el valor de amplitud del armónico a inyectar se basó en las simulaciones previamente realizadas, sin embargo, mediante las pruebas experimentales se hayó el valor óptimo.

```
for i in 0 to ((2 ** N_muestras)- 1) loop
init_arr_v(i) := integer((round(sin((math_2_pi/real(2**N_muestras))*real(i))*(real(1000)))
+sin((math_2_pi/real(2 **N_muestras )*real(3))*real(i)) * (real(1000/15)))--3er armonico
));
end loop;
```

Figura 50. Programación VHDL que genera la sinusoidal con el tercer armónico

5.4.2. Generación de la onda triangular

Para la generación de la onda triangular se empleó un contador binario de 11 bits, este inicia aumentando su valor cada ciclo del reloj hasta un tope máximo, en ese momento su valor comienza a disminuir con cada ciclo de reloj; se tomó como consideración que la señal es signada, de modo que tomó valores tanto positivos como negativos.

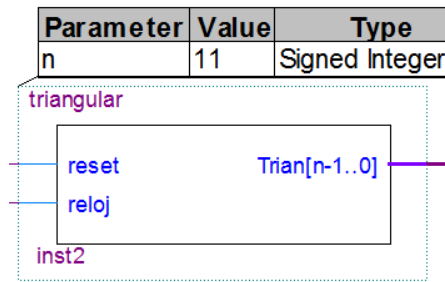


Figura 51. Etapa de generación de onda triangular en Quartus.

El bloque tarda 4000 ciclos de reloj para formar un ciclo completo en la onda triangular, por esto surgió la necesidad de hacer uso de un PLL que tiene la tarjeta DE0-nano, de esta manera multiplicar la frecuencia proveniente del reloj de 50 MHz, por lo tanto, para tener una señal de 24 kHz a la salida, se requirió un reloj de entrada de 96 MHz.

El esquema total de la etapa SPWM y la generación del tiempo muerto en Quartus se muestra en la **Figura 52**.

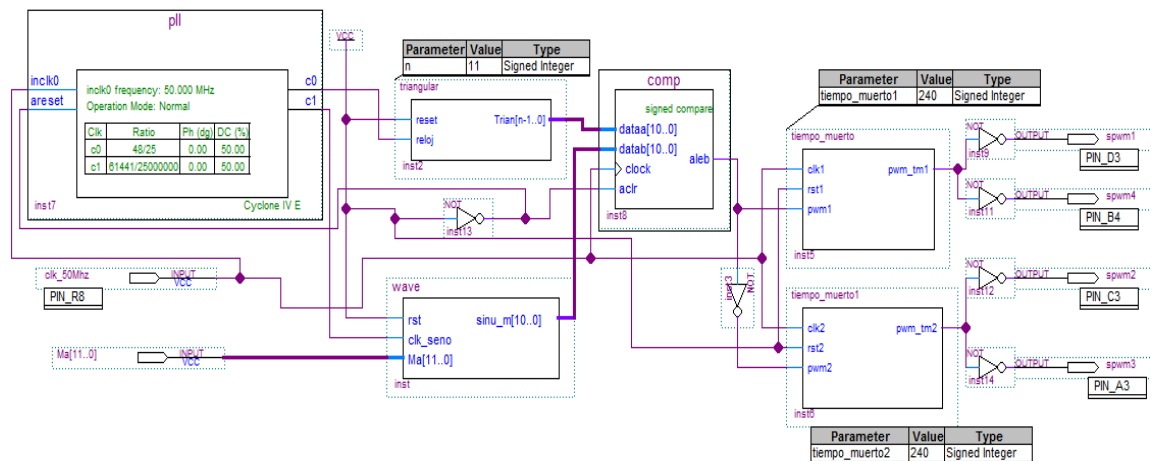


Figura 52. Etapa SPWM y generación de Tiempo Muerto en Quartus II

5.5. Etapa de Sensado

5.5.1. Sensado de Corriente

Para medir la corriente que produjo el arreglo de paneles solares, se empleó el sensor de efecto Hall L18P010D15, que entre sus características tiene una sensibilidad de 400 mV/A, corriente nominal de 10 A y alimentación dual ± 15 V.



Figura 53. Sensor de corriente de efecto hall L18P010D15

5.5.2. Sensado de voltaje

Para medir la tensión producida por el arreglo de paneles solares se utilizó un amplificador de aislamiento ISO124P y por medio de un divisor de tensión se ajustó una ganancia. La característica principal del ISO124P es aislar eléctricamente la etapa de potencia de la etapa de control MPPT. En **Figura 54** se muestra la conexión de la etapa de sensado de voltaje.

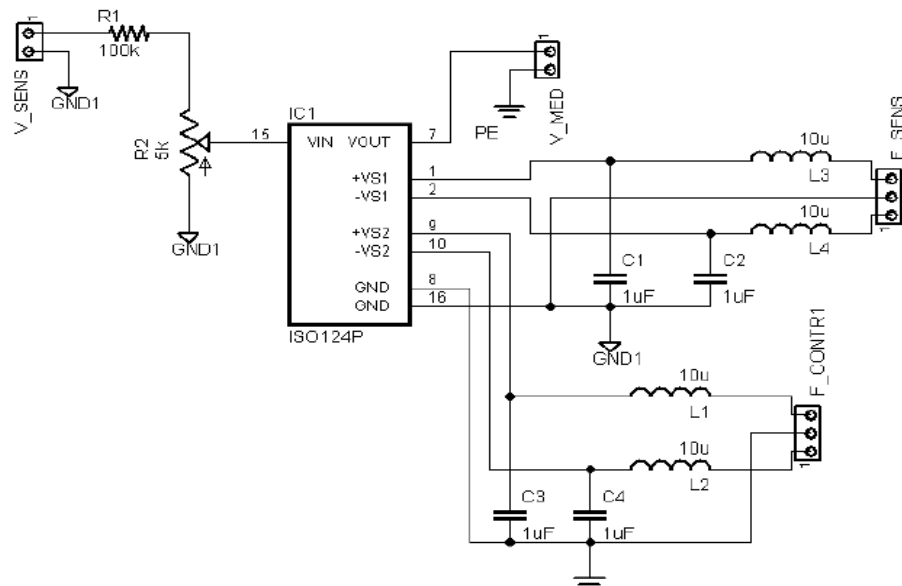


Figura 54. Conexión del amplificador de aislamiento ISO124P [16]

5.5.3. Acoplamiento de sensores

Se diseñó una tarjeta de acoplamiento para conectar las señales provenientes de los sensores de corriente y voltaje, a la tarjeta de desarrollo DE0-nano, en donde se tiene un conversor análogo digital de 12 Bits 8 canales. El conversor A/D solo permite tensiones de entrada entre 0 y 3.3 V, en consecuencia, se diseñó el acoplamiento con el objetivo de no tener tensiones negativas y no superar los 3.3 V para no dañar la tarjeta de desarrollo.

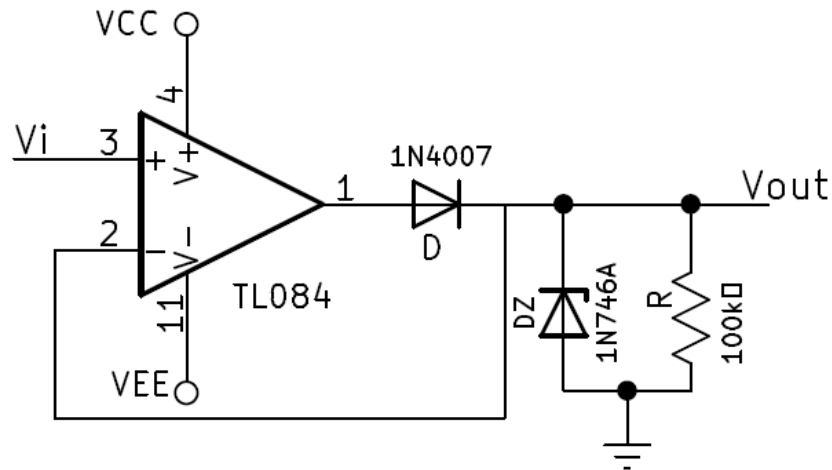


Figura 55. Circuito esquemático acoplamiento sensores.

En la **Figura 55** el diodo D limita tensiones negativas a la salida y el diodo zener limita la tensión a 3.3 V.

5.6. Etapa de algoritmo de control P&O

Se procedió a hacer la implementación del algoritmo MPPT en la tarjeta de desarrollo DE0-nano, y se obtuvo como resultado la **Figura 56** donde se tiene un “reset” para llevar el valor de Ma a un valor inicial; también se observó que el algoritmo funcionara con el flanco ascendente de un “reloj” de entrada, por lo tanto, se ajustó la frecuencia de este reloj con el motivo de ajustar el tiempo de muestreo del algoritmo a un valor requerido.

```

if(reset = '0')then

    Ma_temp <= CONV_STD_LOGIC_VECTOR(Ma_inicial, 12);

elsif (reloj'event and reloj='1')then

    if (en='1') then

        if (dP /=0) then
            if (dP < 0) then
                if (dV < 0) then
                    Ma_temp <= Ma_temp - deltaMa;
                else
                    Ma_temp <= Ma_temp + deltaMa;
                end if;
            else
                if (dV < 0) then
                    Ma_temp <= Ma_temp + deltaMa;
                else
                    Ma_temp <= Ma_temp - deltaMa;
                end if;
            end if;
        end if;
    end if;
end if;

```

Figura 56. Programación VHDL en Quartus para el algoritmo MPPT P&O.

5.7. Etapa del algoritmo MAHC.

Como se describió en el capítulo de diseño, el deltaMa visto en la **Figura 56** se hace variable. Estas variaciones dependen del delta de potencia (dP); así sí las variaciones de potencia son grandes, el deltaMa también deberá serlo; y sí el diferencial de potencia es pequeño el deltaMa también lo será. A continuación, se muestra cómo se programó el deltaMa variable en VHDL, para la implementación del MAHC propuesto (ver **Figura 57**).

```
deltaMal <= 50 when (dP > 30000) or (dP < -30000) else
           40 when (dP > 22000) or (dP < -22000) else
           20 when (dP > 10000) or (dP < -10000) else
           10 when (dP > 5000) or (dP < -5000) else
           5 when (dP > 500) or (dP < -500) else
           5;
```

Figura 57. Programación para el deltaMa variable.

En la **Figura 57** se tiene un deltaMa distinto para diferentes rangos del diferencial de potencia. De esta manera se logra tener pasos más grandes durante la zona de convergencia al MPP, pero pasos pequeños luego de alcanzar el MPP.

5.8. Etapa de filtrado digital

Con el objetivo de descartar variaciones en las mediciones de los sensores de corriente y voltaje, que correspondan a ruidos producidos en el encendido y apagado de los Mosfets, puesto que en el montaje físico se presentan inductancias parasitas entre los contactos de los dispositivos de conmutación; se diseñó un filtro digital heurístico que permitió descartar estos valores y de esta manera se optimizó el algoritmo MPPT para que no tomara decisiones erróneas.

El filtro heurístico se implementó de manera que registre el valor anterior y lo compare con el actual, y si hay una variación considerable (mayor al 5%) en este nuevo valor lo descarte y tome como valor actual el valor registrado anterior. Sin embargo, si el siguiente valor sensado es cercano al que se descartó (menor al 5%), quiere decir que la variación corresponde a una variación natural del circuito; en este caso no se descarta nuevamente otro valor si no que se toma como punto comparador el valor actual sensado.

5.9. Etapa de promedio de datos

El ADC de la FPGA toma cierta cantidad de datos mientras el algoritmo toma una nueva decisión. Consecuentemente durante el periodo de muestreo del algoritmo MPPT, se registran los valores de corriente y voltaje y se hace su correspondiente promediado; de esta forma se pretende optimizar el algoritmo.

Para el promediado se va acumulando en un registro los datos recibidos y cuando transcurra el tiempo de muestreo del MPPT se divide este registro por el número de datos acumulados y se lleva a la salida.

En la **Figura 58** se tiene el diagrama esquemático del algoritmo MPPT junto con el controlador del ADC de la tarjeta DE0-nano, un bloque saturador que permite que el valor de Ma no alcance valores extremos, adicionalmente se tienen los bloques de filtrado y promediado.

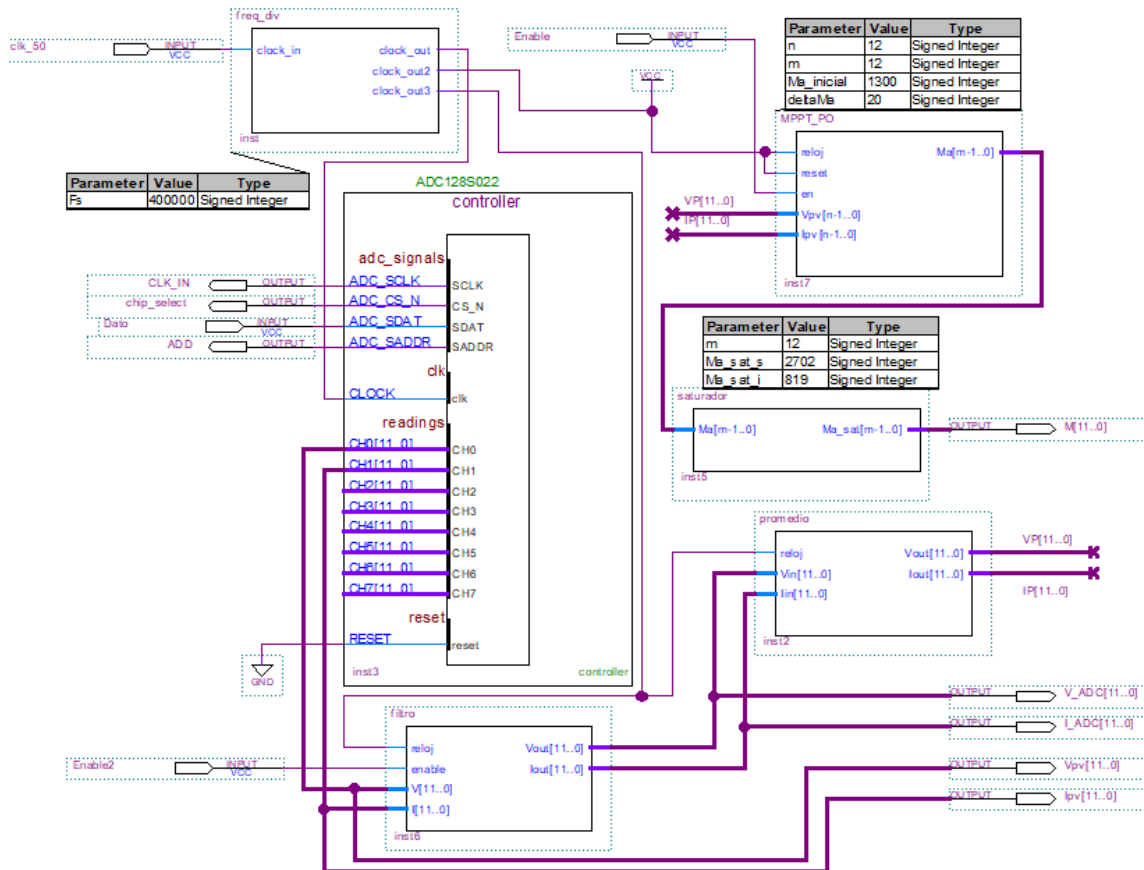


Figura 58. Diagrama esquemático del algoritmo MPPT y el controlador ADC en Quartus II.

6. PRUEBAS Y RESULTADOS

Luego de realizar el montaje y la conexión de cada una de las etapas descritas en el capítulo anterior (ver Anexo 1), se procedió a realizar las distintas pruebas para validar el funcionamiento del “Boost Inverter” fotovoltaico.

Los resultados de cada una de las pruebas fueron capturados mediante el osciloscopio Rigol de referencia DS1202CA, y posteriormente analizados mediante Matlab.

6.1. Prueba 1. Análisis de Distorsión armónica y eficiencia

Inicialmente se ejecutó una prueba de distorsión armónica (THD) de la señal de tensión de salida del convertidor, con el fin de comparar la THD con y sin la inyección del tercer armónico. Para esto se aplicó un voltaje de entrada de 15 V, proveniente de una fuente regulada DC y un índice de modulación de 0,5. Las formas de onda del voltaje de salida con y sin inyección del tercer armónico se muestran en las **Figura 60** y **Figura 59** respectivamente.

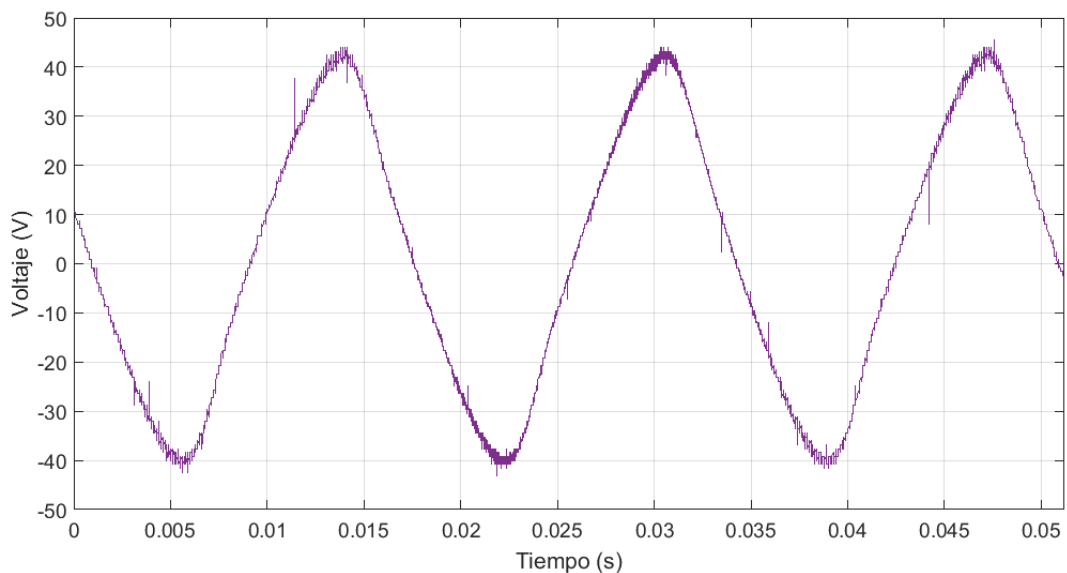


Figura 59. Voltaje de Salida experimental sin inyección 3er armónico

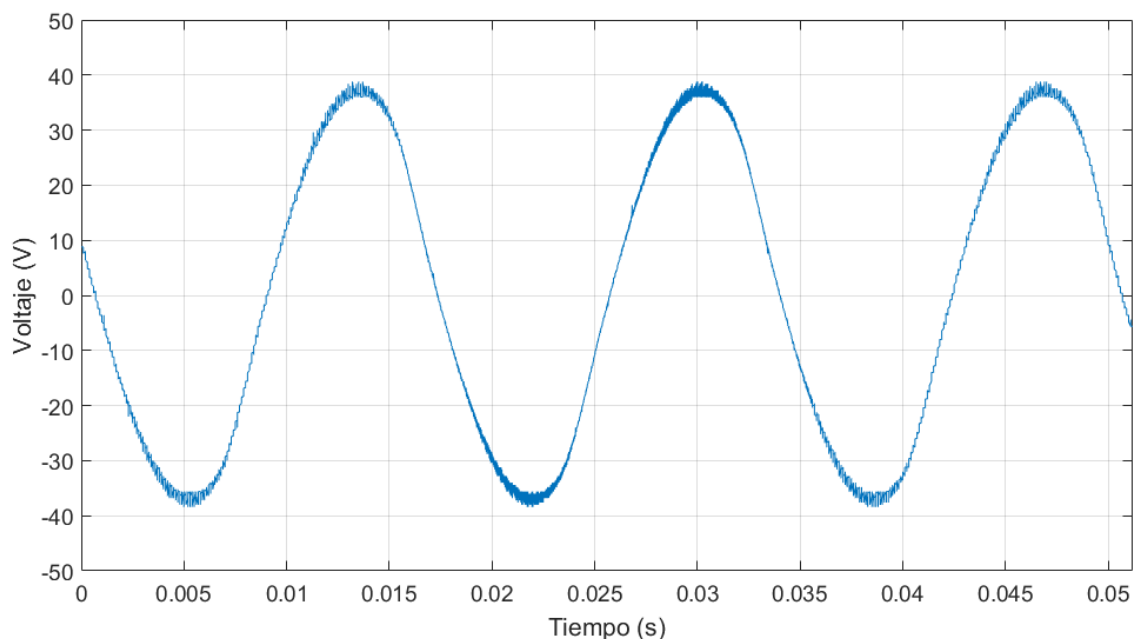


Figura 60. Voltaje de salida experimental con inyección del tercer armónico.

Posteriormente con el uso de la herramienta “FFT analysis” de simulink, se procedió a hacer un análisis de THD a las formas de onda.

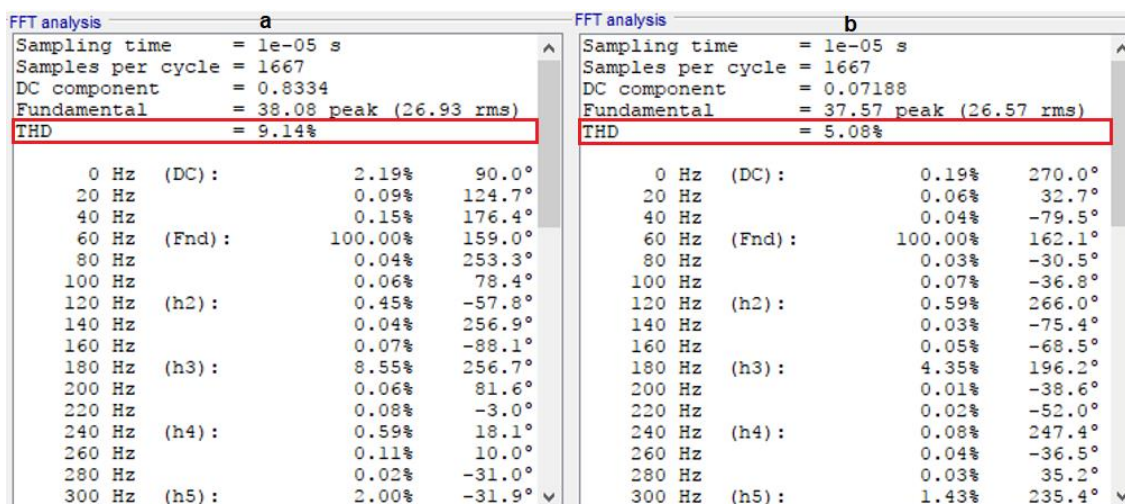


Figura 61. Análisis de THD a) Voltaje de salida sin Inyección 3er armónico b) Voltaje de salida con inyección 3er armónico.

En la **Figura 61** se compara el análisis de THD del voltaje de salida sin la inyección del tercer armónico dando 9,14%, comparado con 5,08% al inyectar el tercer armónico en la señal de referencia sinusoidal. Cabe destacar que la amplitud del tercer armónico fue del 6,6 % de la amplitud de la señal fundamental de 60 Hz, ya que este valor se encontró como el más óptimo en la experimentación, aunque el valor óptimo varía dependiendo del índice de modulación que se aplique.

Al observarse una disminución considerable en la distorsión armónica total, se decidió seguir aplicando la inyección del tercer armónico para las siguientes pruebas.

La **Figura 62** se visualiza el voltaje producido por cada convertidor boost, notándose el nivel de DC y la componente de frecuencia de 60 Hz. Como la carga va conectada entre ambas tensiones, el nivel de DC se anula y la componente sinusoidal se suma. Nótese que existen picos transitorios en las señales a causa de la conmutación, los cuales serán analizados más adelante.

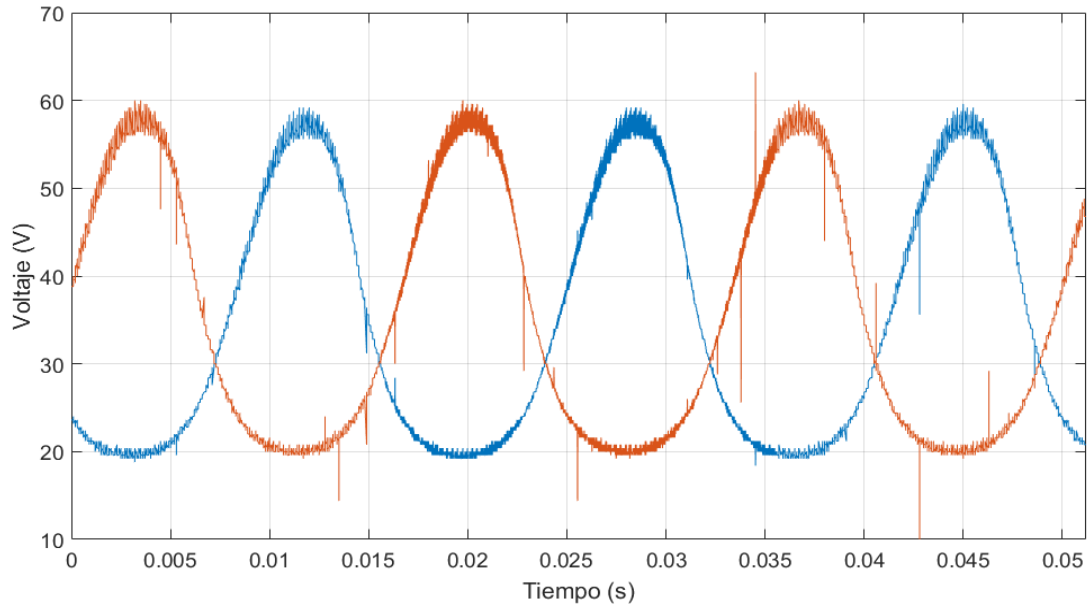


Figura 62. Voltaje experimental en los convertidores Boost bidireccionales.

En la **Figura 63** se visualiza la corriente de entrada del inversor, la cual tiene una frecuencia del doble de la fundamental de 60 Hz, como se había previsto en el diseño. Se nota que en la forma de onda se presentan pequeños picos, debido a la conmutación de los Mosfets; estos transitorios se presentan exactamente cuándo se enciende o apaga un Mosfet, llevando a incrementos considerables de corriente y voltaje en el circuito.

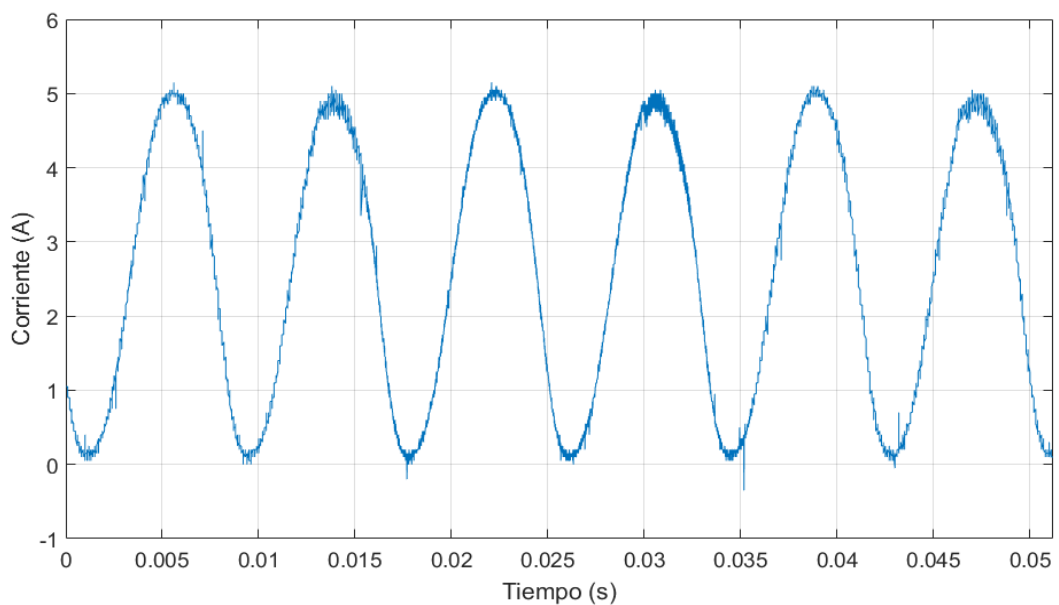


Figura 63. Corriente de entrada experimental del inversor.

Posteriormente se determinó la eficiencia del inversor. Inicialmente se calculó la potencia de entrada, teniendo en cuenta la corriente promedio de entrada al inversor.

$$P_{IN} = V_{IN} * I_{IN} = 15 \text{ V} * 2,59 \text{ A} = 38,85 \text{ W}$$

A continuación, se calcula la potencia de salida teniendo en cuenta el valor RMS del voltaje de salida, que se observa en la **Figura 61 b**.

$$P_{OUT} = \frac{V_{oRMS}^2}{R_L} = \frac{26,57 \text{ V}^2}{22 \Omega} = 32,1 \text{ W}$$

Por consiguiente, la eficiencia será:

$$\eta = \frac{P_{IN}}{P_{OUT}} * 100\% = \frac{32,1 \text{ W}}{38,85 \text{ W}} * 100 \% = 82,625 \%$$

6.1.1. Análisis de efectos transitorios en la conmutación de los Mosfets

Teniendo en cuenta los picos presentes en los voltajes de cada Boost y en la corriente de entrada, se analizó el voltaje Drain-Source de los Mosfets del Inversor.

A continuación, en la **Figura 64** se muestra el voltaje Drain-Source del Mosfet S1 del circuito. Se aprecia un sobrepaso significativo al encenderse el dispositivo. Este efecto se presenta en los Mosfets Superiores de la topología, es decir en S1 y S2.

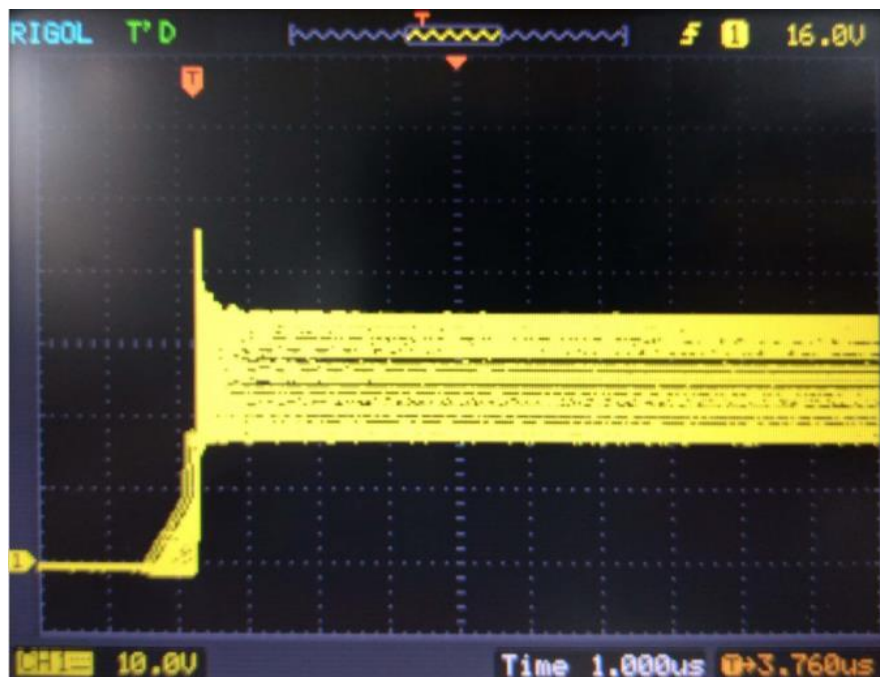


Figura 64. Voltaje Drain-Source de S1.

Sin embargo se aprecia en la **Figura 65** que el sobrepaso en el Mosfet S2 es despreciable y lo mismo sucede con el Mosfet S4, que corresponden a los dispositivos de la parte inferior de cada rama.

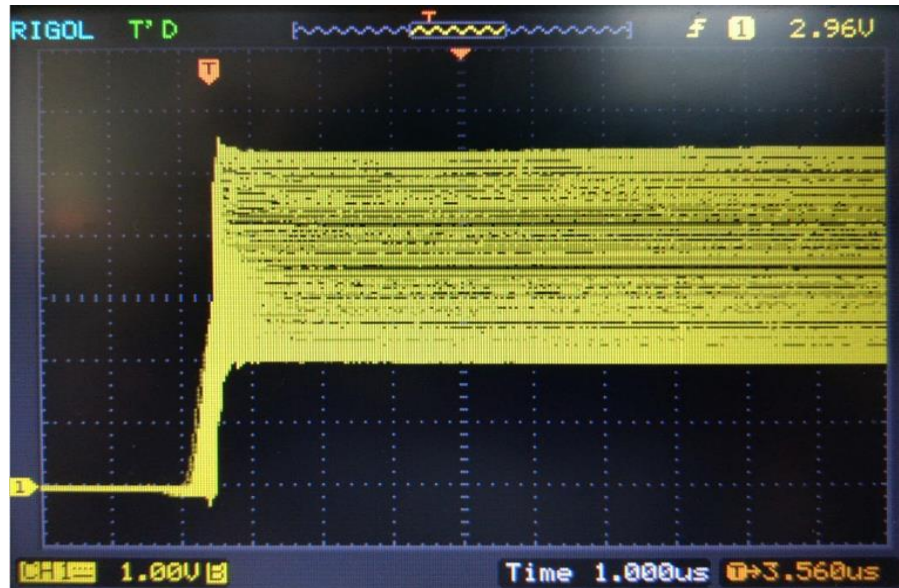


Figura 65. Voltaje Drain-Source de S2

Los transitorios presentes en la conmutación como se observa en la **Figura 64**, son de alrededor de un 20% de sobrepaso y duran alrededor de 500 ns. Se deben tener en cuenta en el sistema, puesto que demandan corriente a la fuente de alimentación lo que afecta la medición de los sensores. Este fenómeno haya su explicación en las inductancias parasitas presentes en los cables del montaje y además porque no se implementó un esquema de control para regulación de voltaje y corriente en el circuito, es decir el Boost-Inverter está en lazo abierto.

Se tomaron las medidas y recomendaciones acortando la longitud del cableado lo más pequeño posible, logrando una reducción en el sobrepaso de los transitorios, puesto que en el montaje inicial se presentaban sobrepasos cercanos al 250%. Aunque no fueron suprimidos al 100%, se tomaron medidas ajustando el filtro digital visto en el capítulo anterior, con el objetivo de asegurar el funcionamiento de las pruebas con el control MPPT.

6.2. Prueba 2. Funcionamiento del MPPT P&O

En el capítulo 4 se tomaron consideraciones de diseño para poner en marcha pruebas con un arreglo PV de 4 paneles solares conectados en serie, sin embargo, al poner en funcionamiento el Boost-Inverter, se evidenció un efecto de saturación por parte de los núcleos de los inductores, a causa de la potencia que genera el arreglo PV. Se concluyó que el material de los núcleos de los inductores no tiene las características suficientes para soportar las condiciones de corriente y voltaje antes de saturarse. Tomando esta consideración se procedió a conectar menor número de paneles solares, encontrándose que con solo con un panel solar no se saturaba en ningún rango de valores de irradiación o ganancia del Boost-Inverter. Por ende, las siguientes pruebas se ejecutaron con un solo módulo PV, lo que solo repercute en una disminución de la potencia del sistema, sin afectar la validación del algoritmo MPPT.

Para probar el algoritmo se procedió a conectar al inversor un panel solar ERDM80, seguido de esto se establece un valor inicial de índice de modulación de 0.31 y a partir de este valor se puso a funcionar el MPPT. El tiempo de muestreo seleccionado en la etapa de diseño fue de 10 ms, sin embargo, se encontró un mejor comportamiento al aplicar un tiempo de muestreo de 16 ms, por ende se continuo aplicando este valor. Para el tamaño de la perturbación, se seleccionó 0.005 pues produjo buen comportamiento entre precisión y velocidad de respuesta

Para validar los resultados obtenidos se registraron los valores de tensión, Corriente, Potencia e índice de modulación con ayuda de SignalTab Logic Analyzer de Quartus II. Se almacenaron los datos y se trasladaron a Matlab para ser analizados y graficados. Cabe tener en cuenta que Signal Tab extrae los valores en escala digital, por ello se convierten a unidades de ingeniería mediante Matlab.

A continuación, se muestran la variación en el voltaje y la corriente de entrada al inversor, debido a los cambios del índice de modulación por el MPPT. Se visualiza las señales graficadas antes del filtrado (Azul), después del filtrado (Verde) y el promedio (roja) (ver **Figura 66** y **Figura 67**).

En la **Figura 66** se tiene la corriente de entrada del inversor, la cual al poner en funcionamiento el algoritmo aumenta hasta llegar a un valor máximo y a partir de allí oscila alrededor del MPP.

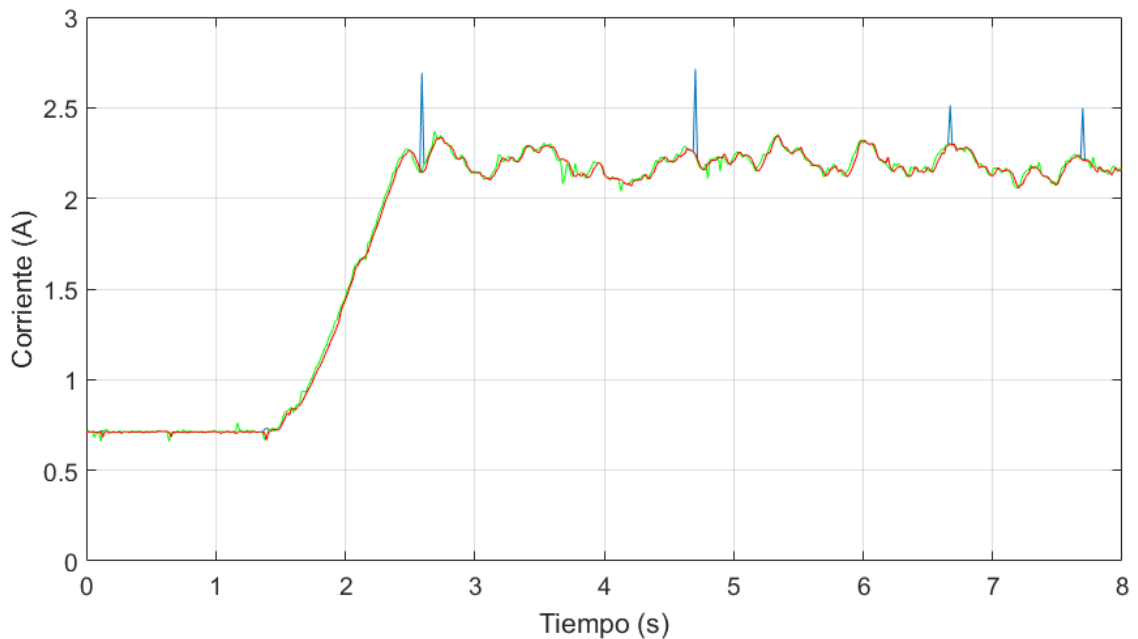


Figura 66. Corriente de entrada experimental con MPPT

En la **Figura 67** se observa como el voltaje de entrada disminuye, con el objetivo de aumentar la potencia extraída por el panel, esto quiere decir que para el índice de modulación inicial se tiene un punto de operación que está al lado derecho del MPP.

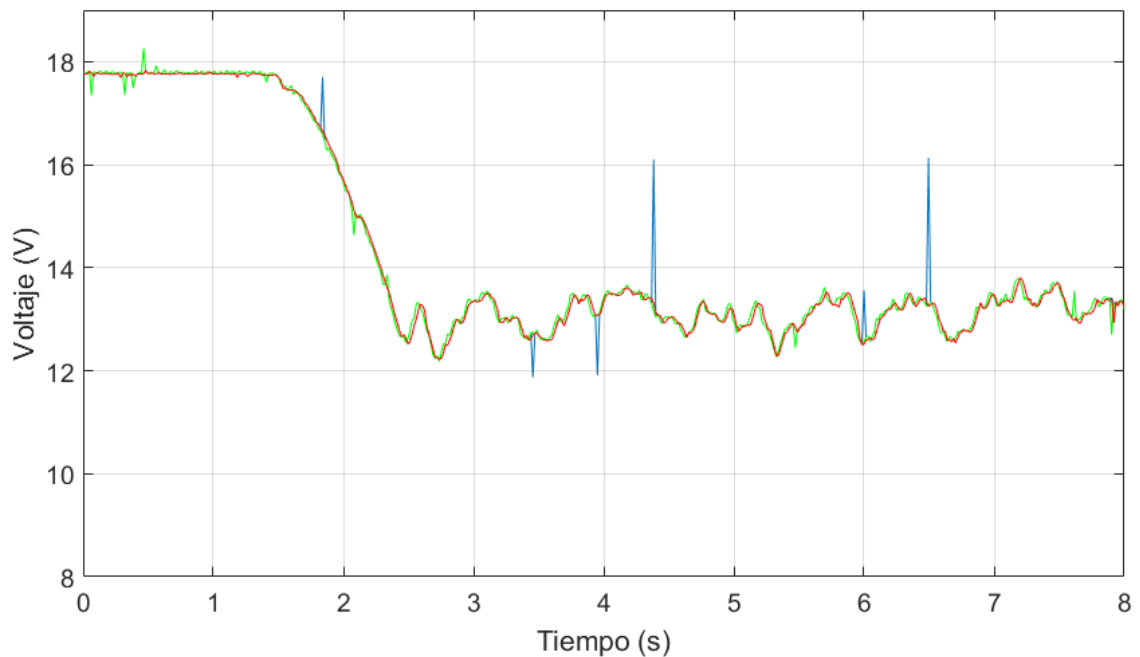


Figura 67. *Voltaje de entrada experimental con MPPT.*

Tanto en la **Figura 66** y **Figura 67** se observa cambios bruscos en los niveles de las señales (señales azules) procedentes de los transitorios por conmutación, no obstante, desaparecen en la señal que va al MPPT (señal roja), puesto que son efectivamente descartados por parte de la etapa de Filtrado.

La **Figura 68** muestra la variación del índice de modulación producida directamente por el MPPT, se observa que para este caso el índice de modulación tuvo que aumentar, lo que dice que el valor inicial M_a propuesto estaba por debajo del MPP. Cabe destacar que el M_a es inversamente proporcional al voltaje de entrada, por ello el MPP se encontraba a la izquierda del valor inicial en la curva de voltaje-potencia del módulo PV.

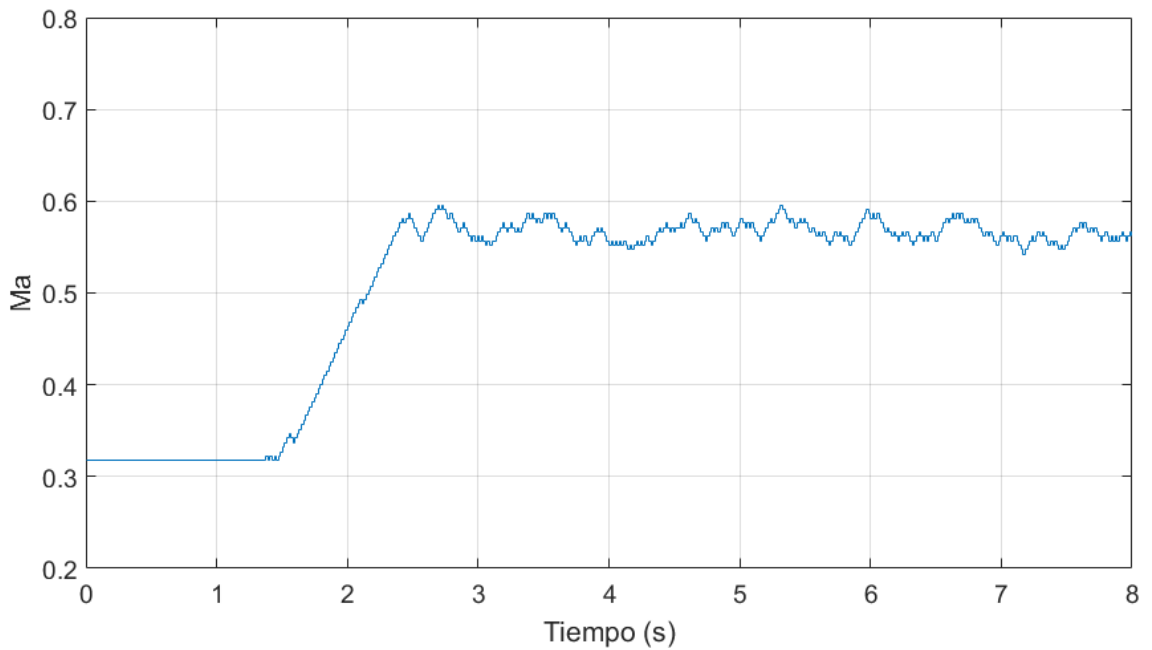


Figura 68. Variación del índice de modulación de amplitud (M_a) experimental.

La **Figura 69** muestra la variación de la potencia suministrada por el panel solar al Boost-Inverter, observándose que al aplicar el MPPT la potencia comienza gradualmente a aumentar y transcurridos alrededor de 1.4 segundos alcanza su valor máximo. Se tiene en cuenta que la potencia máxima obtenida depende de las condiciones de irradiación y temperatura sobre el panel al momento de la prueba, que para este caso se alcanzó 28,5 W.

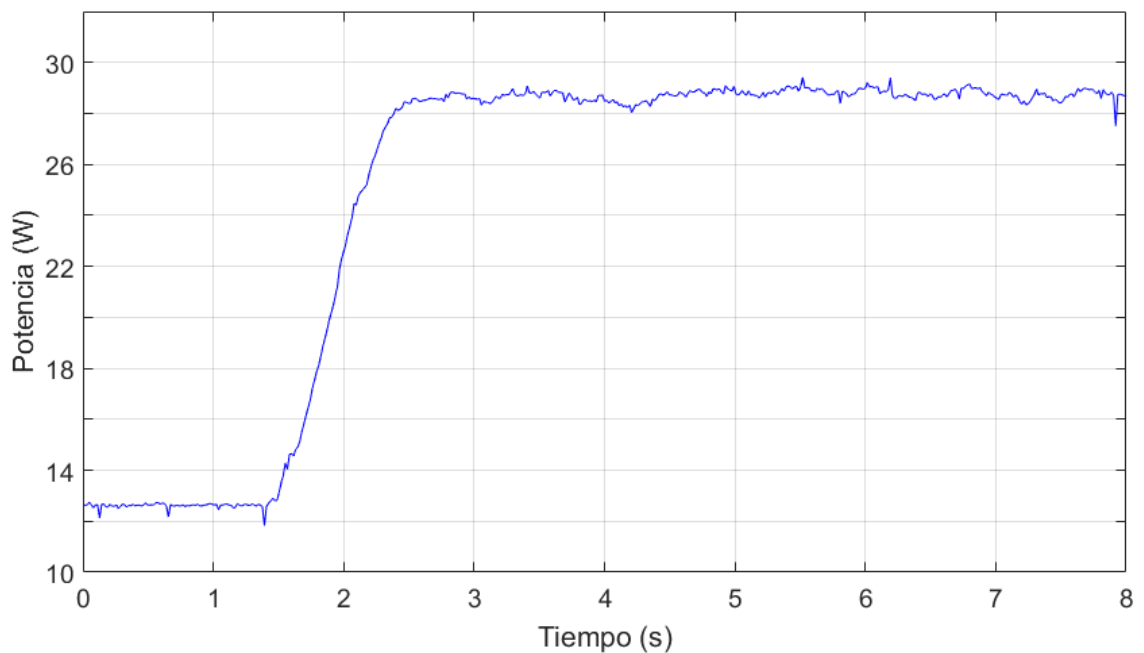


Figura 69. Potencia generada por el panel solar con P&O.

6.3. Prueba 3. Funcionamiento del MPPT MAHC

La prueba para la validación del algoritmo MAHC fue realizada bajo condiciones similares que la prueba P&O. De esta manera hacer una comparación acertada entre ambos algoritmos, contrastando el tiempo de convergencia y las oscilaciones alrededor del MPP.

El tiempo de muestreo aplicado al algoritmo fue de 16 ms, igual que para la prueba con el algoritmo P&O. El tamaño de paso de M_a varía en un rango de 0.0012 a 0.012, dependiendo del diferencial de potencia medido.

Seguidamente, se muestra en la **Figura 70** el comportamiento de la corriente generada por el módulo PV. Se aprecia como la corriente aumenta desde 0.7 A y converge en alrededor de 2.2 A, teniéndose un pequeño sobre paso a diferencia del método P&O. Se visualiza la tensión antes del filtrado (color azul), filtrada (color verde) y promediada (color rojo).

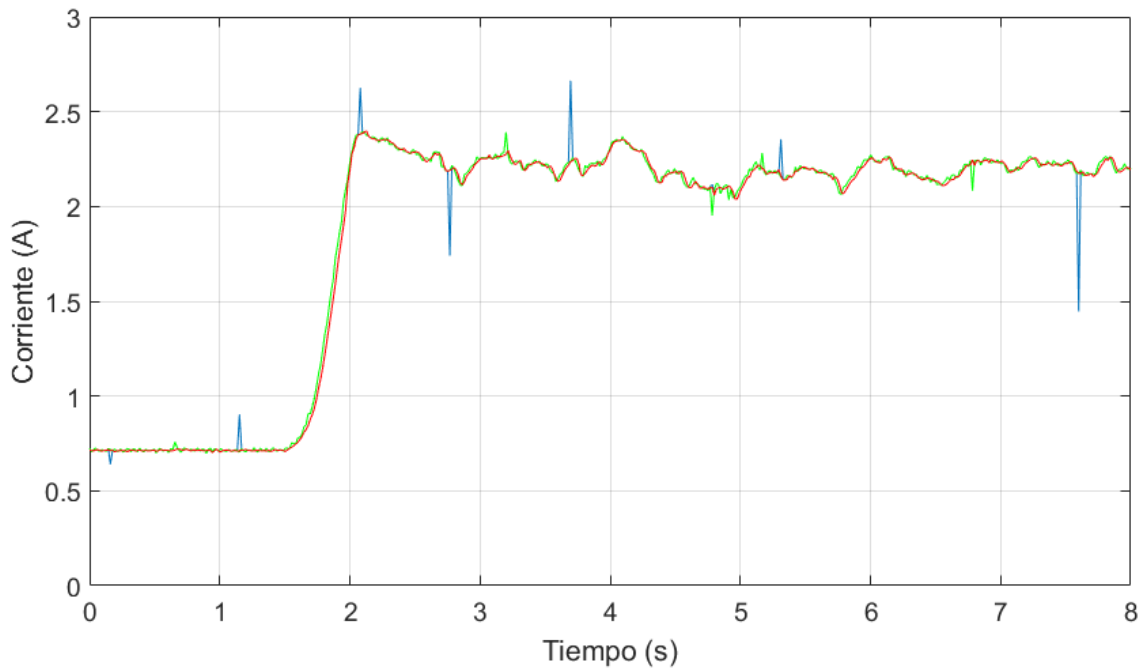


Figura 70. Corriente de entrada experimental con MAHC

La **Figura 71** muestra la tensión generada por el módulo PV, iniciando con un valor de 17.8 V y convergiendo en alrededor de 13.5 V. Igualmente que en el caso de la corriente se presenta un sobrepaso al alcanzar el MPP. Se destaca que, a diferencia de la corriente, la tensión disminuye para alcanzar el MPP.

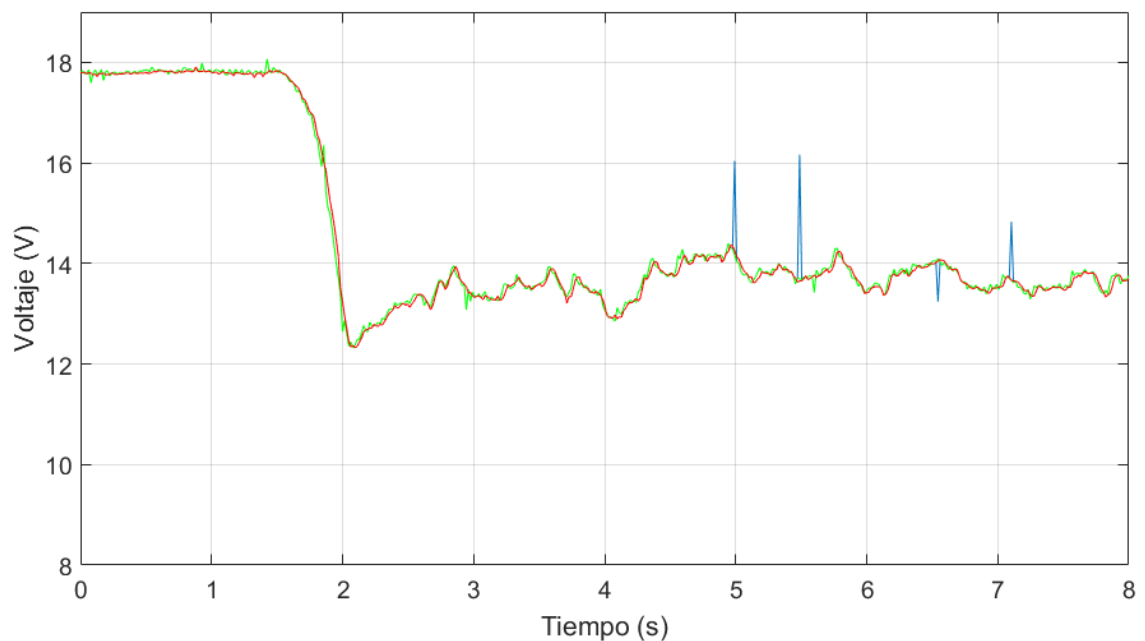


Figura 71. Voltaje de entrada experimental con MAHC.

La variación del índice de modulación de amplitud es mostrada en la **Figura 72**. Se establece un valor inicial de 0.31 y a partir de 1.4 segundos instante en el que el algoritmo se pone en marcha, empieza a incrementar hasta lograr un valor de 0.56, donde se alcanza el MPP. Se distingue que a diferencia del método P&O el Ma incrementa con mayor velocidad y las oscilaciones alrededor del MPP son menores comparadas con las de la **Figura 68**.

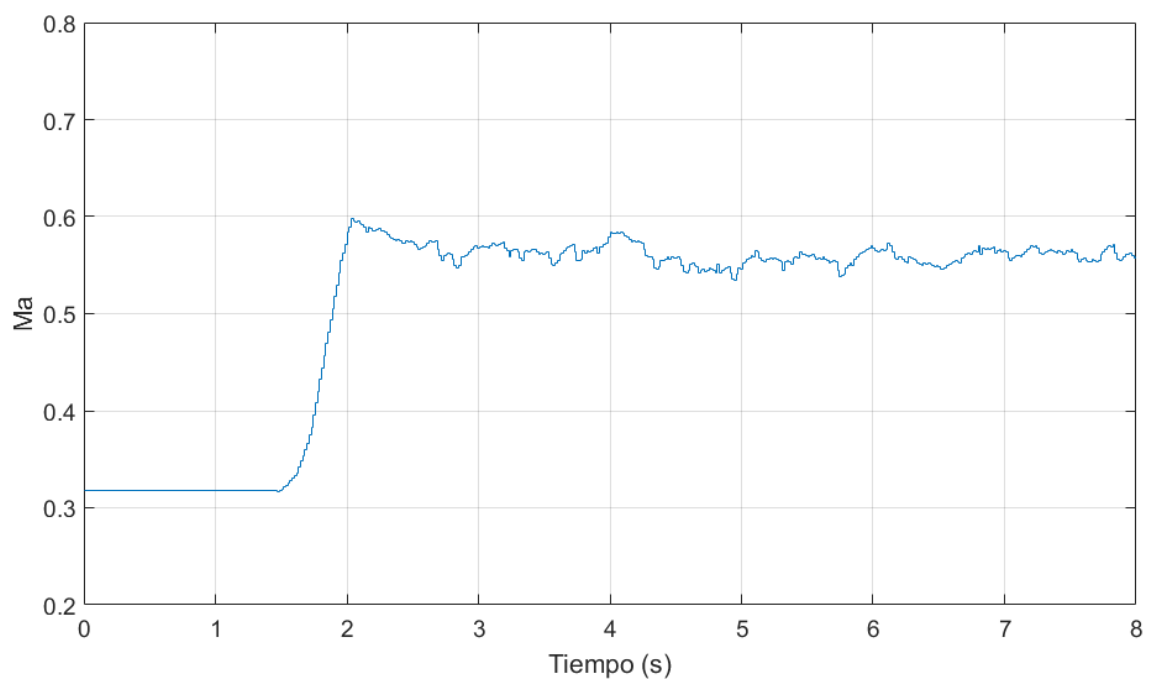


Figura 72. Variación del Ma con MAHC

Por último, se observa la variación en la potencia generada por el módulo PV mostrado en la Figura 69. La potencia inicia con un valor de 12.6 W y alcanza su valor máximo de

30 W, en alrededor de 0.95 segundos. También, se nota que el sobrepaso presentado en el Ma, no produce un sobrepaso en la potencia, en cambio permite alcanzar el MPP con mayor velocidad.

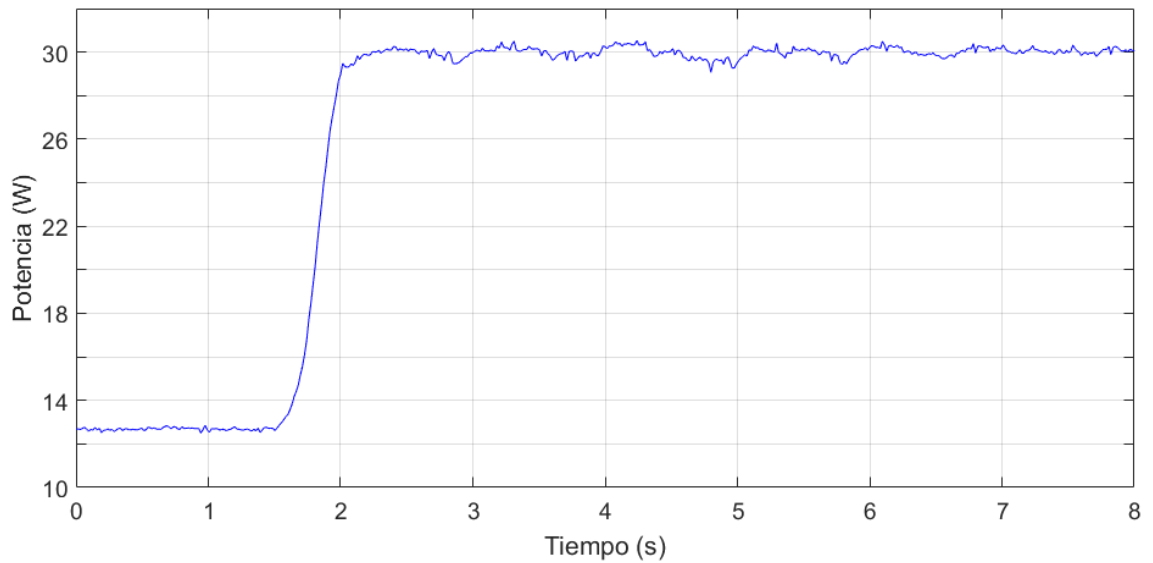


Figura 73. Potencia generada por el panel solar con MAHC

En la **Tabla 5** se resumen los resultados de las pruebas con los algoritmos P&O y MAHC.

Características	Prueba P&O	Prueba MAHC
Tiempo de establecimiento (s)	1.4	0.95
Potencia inicial (W)	12.6	12.6
Potencia al MPP (W)	28.6	30
Oscilaciones de Ma	0.05	0.025
Oscilaciones en el MPP (W)	0.9	0.8

Tabla 5. Comparación de algoritmos P&O y MAHC

CONCLUSIONES

En el presente trabajo se obtuvo una eficiencia del 82,625% del Boost-Inverter, que evidencia una mejora considerable frente al mostrado en [16] que obtuvo una eficiencia de 60,3%.

La topología Boost-Inverter es eficiente, requiere un número menor de elementos de conmutación y la ausencia de un filtro de salida, debido a que produce una forma de onda sinusoidal en los terminales de salida con una distorsión armónica del 5%, la cual es apropiada de acuerdo a la norma IEEE Std 519™-2014.

La inyección del tercer armónico en la señal de referencia del SPWM, logró reducir considerablemente la distorsión armónica total de 9.14% a 5.08%, sin generar ningún costo monetario o computacional en la implementación.

Un parámetro fundamental a la hora de adquirir los elementos de conmutación es la resistencia de encendido. Este valor debe ser muy pequeño dado que la naturaleza del inversor es elevar considerablemente la corriente que fluye a través del circuito cuyo efecto es pérdidas de potencia elevadas, que a su vez disminuiría la eficiencia del convertidor.

Son de importancia las inductancias parasitas presentes en el montaje, a causa de la longitud de los cables que conectan entre si los dispositivos de conmutación; puesto que incurre a transitorios considerables en el encendido y apagado de los Mosfet, impidiendo tener un control robusto sobre el sistema.

Es fundamental el diseño de los inductores del Boost-Inverter para manejar aplicaciones de mayor potencia, puesto que la corriente que recircula por el circuito es demasiado grande y en efecto se deben construir bobinas con núcleos que soporten los niveles de corriente requeridos antes de saturarse.

El algoritmo MPPT obtuvo muy buen resultado en su convergencia para distintos valores de irradiación, debido a que el Boost-Inverter tiene un amplio rango lineal para el ajuste del índice de modulación, esto lleva a que solo en casos extremos de condiciones ambientales el algoritmo no encuentre el MPP cuando el Ma se sature.

El MAHC mostro una disminución del 32% en el tiempo de convergencia al MPP y una disminución del 11% en las oscilaciones alrededor del MPP, comparado con el P&O. De esta forma se valida la propuesta de la mejora al algoritmo P&O, optimizando la respuesta del sistema frente a cambios en la irradiación y/o temperatura sobre el módulo PV.

TRABAJO FUTURO

En el presente trabajo se probó el funcionamiento del Boost-Inverter con la aplicación del algoritmo MPPT P&O, sin embargo, también se podrían validar otros algoritmos más robustos, incluso con inteligencia artificial en caso de condiciones de Mismatching.

Implementar una estrategia que permita cancelar el modo oscilatorio a la entrada del Boost-Inverter, de tal forma que evite el uso del condensador de entrada.

Se propone como trabajo futuro la implementación del Boost-Inverter con un control en cascada que permita extraer el máximo punto de potencia y al mismo tiempo regular la tensión de salida, que es posible mediante un controlador por Modos Deslizantes.

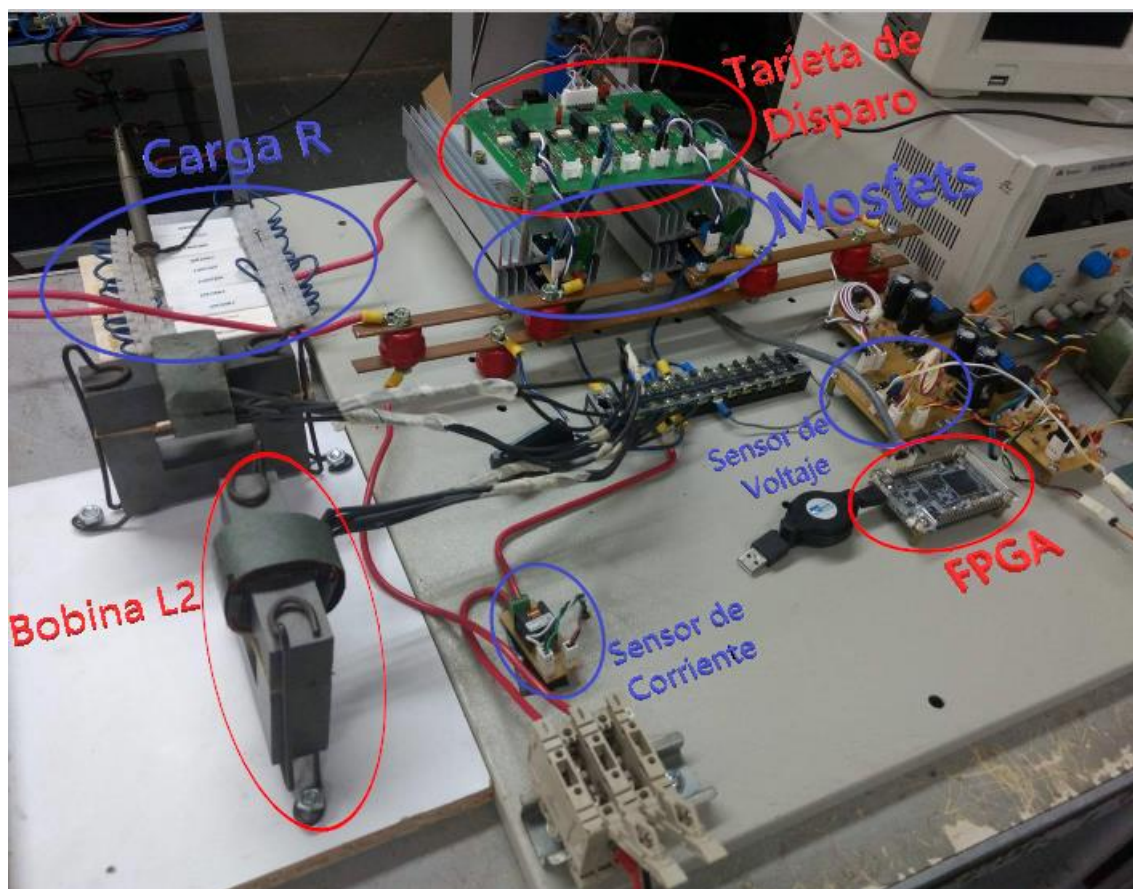
Al Boost-Inverter podría implementarse una estrategia de control que permita la conexión a la red eléctrica, así sí la carga a la cual está conectada el inversor no consume toda la potencia suministrada por el arreglo PV, esta podría inyectarse a la red.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] D. andres arenas Sánchez and H. S. Z. Castaño, "Libro interactivo sobre energia solar y sus aplicaciones," Universidad Tecnológica de Pereira, 2011.
- [2] M. Alonso Abella, "Sistemas Fotovoltaicos," *Ciemat*, vol. 1, no. 1, p. 59, 2011.
- [3] J. Gonzalez G, Raul Jimenez, Humberto Lagunas, "Sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica," *lie*, p. 104, 2010.
- [4] L. J. Ruiz C, J. A. Beristáin J, I. M. Sosa T., and H. Hernández, "Estudio del Algoritmo de Seguimiento de Punto de Máxima Potencia Perturbar y Observar," *Rev. Ing. Eléctrica, Electrónica Y Comput.*, vol. 8, no. 1, pp. 17–23, 2010.
- [5] L. Berlanga Herrera, "Caracterización automatizada de sistemas fotovoltaicos conectados a red," 2014.
- [6] N. Djilali and N. Djilali, "PV array power output maximization under partial shading using new shifted PV array arrangements," *Appl. Energy*, vol. 187, pp. 326–337, 2017.
- [7] K. A. Kim and P. T. Krein, "Reexamination of Photovoltaic Hot Spotting to Show Inadequacy of the Bypass Diode," *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 5, no. 5, pp. 1435–1441, 2015.
- [8] M. Tampubolon, I. Purnama, P. C. Chi, J. Y. Lin, Y. C. Hsieh, and H. J. Chiu, "A DSP-based differential boost inverter with maximum power point tracking," *9th Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia "Green World with Power Electron. ICPE 2015-ECCE Asia*, no. 2, pp. 309–314, 2015.
- [9] S. Cuestas and L. Lebus, "Diseño de un seguidor de punto máximo de potencia," pp. 37–42.
- [10] R. C. C. Liu, B. Wu, "Advanced Algorithm for MPPT control of Photovoltaic Systems," *Can. Sol. Build. Conf.*, pp. 20–24, 2004.
- [11] F. Liu, Y. Kang, Z. Yu, and S. Duan, "Comparison of P&O and hill climbing MPPT methods for grid-connected PV converter," *2008 3rd IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2008*, no. July 2016, pp. 804–807, 2008.
- [12] W. Xiao and W. G. Dunford, "A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 3, pp. 1957–1963, 2004.
- [13] T. Senjyu and K. Uezato, "Maximum power point tracker using fuzzy control for photovoltaic\narrays," *Proc. 1994 IEEE Int. Conf. Ind. Technol. - ICIT '94*, no. V, pp. 105–113, 1994.
- [14] T. Esmar and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, 2007.
- [15] B. Subudhi and R. Pradhan, "A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems," *Sustain. Energy, IEEE Trans.*, vol. 4, no. 1, pp. 89–98, 2013.

- [16] M. R. Ramírez, "Diseño e implementación de un convertidor 'boost inverter' para una carga aislada," Universidad del Valle, Cali, 2011.
- [17] Y. Tang, Y. Bai, J. Kan, and F. Xu, "Improved Dual Boost Inverter with Half Cycle Modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8993, no. c, pp. 1–1, 2016.
- [18] L. Mesa *et al.*, "Modulación PWM aplicada a inversores trifásicos dentro del esquema de accionamientos eléctricos AC.," *Prim. ISA Show Andín. 2007 Ponen.*, pp. 1–24, 2007.

ANEXOS



Anexo 1. Montaje Boos-Inverter