

**SIMULACIÓN DE UN MICRO-INVERSOR CONECTADO A LA RED  
CONSIDERANDO LA TOPOLOGÍA QUASI Z SOURCE.**

**JUAN SEBASTIÁN CARTAGENA HERNÁNDEZ**

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

**2017**

**SIMULACIÓN DE UN MICRO-INVERSOR CONECTADO A LA RED  
CONSIDERANDO LA TOPOLOGÍA QUASI Z SOURCE.**

**JUAN SEBASTIÁN CARTAGENA HERNÁNDEZ**

**Trabajo de grado para optar por el título de Ingeniero electrónico**

**Director**

**MARÍA ALEJANDRA MANTILLA VILLALOBOS**

**Doctora en ingeniería área ingeniería electrónica**

**Co-Director**

**DANIEL FELIPE ALMEIDA ARGUELLO**

**Ingeniero electricista**

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

**2017**

A mi madre Paola Hernández que me dio la vida y se preocupó por mi educación además siempre estuvo ahí para todo lo que la necesité, a los profes del colegio Salesiano Wilson, Joaquín y Aguirre, porque despertaron mi interés por la electrónica, al profe Jorge Ramón que antes de morir me enseñó que en la vida más allá de los problemas lo que importa son las personas, a Jorge Saúl compañero de aventuras, a Raul Cadena porque siempre fue una fuente de inspiración y un ejemplo a seguir, a Ivan Dario que tuvo la paciencia para guiarme y apoyarme en varios proyectos, a la profe Maria Alejandra mi directora por ser la inigualable persona que es, sin ella no hubiera podido terminar esta carrera, a Aníbal Torres que fue como un padre y a Felipe Torres que fue como un hermano en toda esta travesía, y a Lady y a Sergio que son de esos amigos que nunca se olvidan.

## CONTENIDO

	pág
INTRODUCCIÓN .....	11
1. CONVERTIDOR QUASI Z SOURCE.....	13
1.1. FUNCIONAMIENTO .....	13
1.2. DISEÑO.....	14
2. ESTRATEGIAS DE MODULACIÓN .....	17
2.1. CONTROL DE ELEVACIÓN SIMPLE (SBC) .....	17
2.2. ESTRATEGIA PARA LA REDUCCIÓN DE LAS CONMUTACIONES (SBC- SAWTOOTH) .....	17
2.3. CONTROL CON SUPRESIÓN DEL RIZO DE DOBLE FRECUENCIA (DFR)	18
3. ESTRATEGIAS DE CONTROL DEL MICRO-INVERSOR CONECTADO A LA RED .....	20
3.1. PUNTO DE MÁXIMA TRANSFERENCIA DE POTENCIA ( <i>MPP</i> ) .....	20
3.2. CONTROL DE INYECCIÓN DE POTENCIA A LA RED .....	23
4. RESULTADOS.....	25
4.1. RESULTADOS DE SIMULACIÓN PARA LAS ESTRATEGIAS DE CONTROL DEL MICRO-INVERSOR .....	25
4.2. RESULTADOS DE SIMULACIÓN PARA EL ALGORITMO MPPT .....	29
4.3. RESULTADOS DE SIMULACIÓN PARA EL SEGUIMIENTO DE LA CO- RRIENTE DE REFERENCIA.....	30
CONCLUSIONES .....	32
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	33

## LISTADO DE FIGURAS

	pág
<b>Figura 1</b> Topología ( <i>quasi Z source</i> ): está compuesta por un inversor de puente completo y una red de impedancias a la entrada. ....	13
<b>Figura 2</b> Funcionamiento ( <i>quasi Z source</i> ) A: Circuito equivalente en estado <i>Shoot-Through</i> B: Circuito equivalente en estado <i>Non Shoot-Through</i> . ....	15
<b>Figura 3</b> Generación de las señales de PWM, portadora triangular .....	18
<b>Figura 4</b> Generación de las señales de PWM, portadora diente de sierra.....	19
<b>Figura 5</b> Generación de las señales de PWM, estrategia DFR .....	19
<b>Figura 6</b> Diagrama general del micro-inversor .....	21
<b>Figura 7</b> Circuito equivalente de una celda solar.....	21
<b>Figura 8</b> Curvas de potencia vs. tensión y corriente vs. tensión de un panel fotovoltaico .....	21
<b>Figura 9</b> Curvas de potencia vs. tensión y corriente vs. tensión de un panel fotovoltaico .....	22
<b>Figura 10</b> Topología ( <i>quasi Z source</i> ): está compuesta por un inversor de puente completo y una red de impedancias a la entrada. ....	24
<b>Figura 11</b> Graficas ( <i>quasi Z source</i> ) Estrategia SBC:En Rojo la tensión del bus de continua $V_{DC}$ en Azul tensión de salida $V_{AB}$ .....	26
<b>Figura 12</b> Graficas ( <i>quasi Z source</i> ) Estrategia DFR: En Rojo la tensión del bus de continua $V_{DC}$ en Azul tensión de salida .....	27
<b>Figura 13</b> Graficas ( <i>quasi Z source</i> ) Estrategia SBC Sawtooth:En el Rojo tensión del bus de continua $V_{DC}$ en Azul tensión de salida .....	28
<b>Figura 14</b> Graficas ( <i>quasi Z source</i> ) Componentes de Armónicas para las tres estrategias. ....	28
<b>Figura 15</b> Herramienta de PSIM <i>Solar Module</i> .....	29
<b>Figura 16</b> Grafica de Potencia del panel y potencia consumida vs tiempo y Grafica de corriente de referencia $I_{ref}$ vs tiempo .....	30
<b>Figura 17</b> Comparación de la corriente de referencia y la corriente de salida usando la estrategia SBC .....	31

## LISTADO DE TABLAS

	pág
<b>Tabla 1</b> Condiciones de operación .....	25
<b>Tabla 2</b> Parametros de diseño .....	26
<b>Tabla 3</b> Tabla Comparativa Estrategias de Modulación .....	27

## RESUMEN

**TÍTULO:** SIMULACIÓN DE UN MICRO-INVERSOR CONECTADO A LA RED CONSIDERANDO LA TOPOLOGÍA QUASI Z SOURCE. <sup>1</sup>

**AUTOR:** JUAN SEBASTIÁN CARTAGENA HERNÁNDEZ<sup>2</sup>

**PALABRAS CLAVE:** Quasi Z Source, Micro-inversor conectado a la red, Systema Fotovoltaico, Seguimiento del punto de máxima potencia

### DESCRIPCIÓN:

Este trabajo presenta la simulación de un micro-inversor monofásico conectado a la red considerando la topología quasi Z source (qZS) para aplicaciones fotovoltaicas usando el software PSIM. La simulación incluye un modelo de paneles fotovoltaicos comerciales que puede ser expuesto a diferentes valores de temperatura e irradiancia, un algoritmo para el seguimiento del punto de máxima transferencia de potencia usando el método de conductancia incremental, el cual genera una corriente de referencia y un algoritmo de control deadbeat para el seguimiento de esta corriente. Se analizaron tres estrategias de modulación para generar los pulsos de conmutación (Control de elevación simple con portadora triangular y diente de sierra y una estrategia para la eliminación del rizo de doble frecuencia). Los resultados muestran que la corriente entregada a la red tiene una distorsión armónica total (THD) de menos del 4% para todas las estrategias, sin embargo, usando la estrategia para la reducción del rizo de doble frecuencia el segundo armónico puede ser reducido tanto en la tensión del bus de continua como en la tensión de salida del inversor, por lo que la distorsión armónica total de la corriente entregada a la red para esta estrategia de modulación es reducida al 1.14%.

---

<sup>1</sup>Trabajo de grado

<sup>2</sup>Facultad de Ingenierías Físico – Mecánicas. Escuela de Ingeniería eléctrica, electrónica y telecomunicaciones. Director PhD. MARÍA ALEJANDRA MANTILLA VILLALOBOS

## ABSTRACT

**TITLE:** SIMULATION OF A QUASI Z SOURCE GRID TIE MICROINVERTER. <sup>3</sup>

**AUTHOR:** JUAN SEBASTIÁN CARTAGENA HERNÁNDEZ<sup>4</sup>

**KEYWORDS:** Quasi Z Source, Grid-tied Micro-inverter, Photovoltaic Systems, Maximum Power Point Tracking

### DESCRIPTION:

This paper presents the simulation of a grid-tied single phase quasi Z Source inverter (qZS) for photovoltaics applications using the software PSIM. The simulation includes a model of commercial photovoltaic panels (in this case we used panels of the upsolar brand) that can be exposed to different irradiation and temperature values, an incremental conductance algorithm that runs at 100 Hz for the maximum power point tracking (MPPT) that generates a reference current and a deadbeat control that runs at 10 kHz for tracking this current and ensure that it is injected into the grid. Three modulation strategies (Simplified Boost Control with both triangular and sawtooth carriers and The Double Frequency Ripple Canceling Strategy, all of this are PWM techniques) to generate the switching pulses of the qZS inverter were analyzed with the same frequency. The results show that the current delivered to the grid has a Total Harmonic Distortion (THD) less than 4% for all the modulation strategies, however, by using the Double Frequency Ripple Canceling Strategy the second harmonic can be reduced in both the DC bus voltage and the output inverter voltage, so the Total Harmonic Distortion of the injected current to the grid is reduced to 1.14%.

---

<sup>3</sup>Bachelor Thesis

<sup>4</sup>Facultad de Ingenierías Físico – Mecánicas. Escuela de Ingeniería eléctrica, electrónica y telecomunicaciones. Director PhD. MARÍA ALEJANDRA MANTILLA VILLALOBOS



## INTRODUCCIÓN

aprovechamiento de la energía solar ha sido, desde tiempos antiguos, un paradigma anhelado por el ser humano. Si bien los seres vivos han usado esta energía desde hace millones de años gracias al proceso de fotosíntesis y la cadena alimenticia, fue hasta el año 211 a. de C que el hombre hizo un uso de la energía solar con medios tecnológicos, con el rayo de Arquímedes se usaba un grupo de espejos para enfocar la luz del sol sobre los barcos enemigos y hacer que ardieran [1]. Desde ahí tuvieron que pasar más de 2000 años hasta la década de 1880 cuando se descubrió el efecto foto eléctrico por Heinrich Hertz [2] y se elaboró la primera celda fotovoltaica por Charles Fritts [3], la cual usaba el efecto foto eléctrico para generar electricidad en una escala considerable, sin embargo, por la misma época se desarrollaron los motores de combustión interna y por sus ventajas en tamaño, potencia y el bajo costo del combustible se usaron como fuente de energía para los procesos de la revolución industrial y opacaron el desarrollo de la energía solar.

En los años 90 con la subida de los costos de los combustibles fósiles y la concientización sobre el cambio climático que condujo al acuerdo de Kioto, se devolvió la mirada al uso de la energía solar, desde ese punto hasta hoy se han dado incontables avances tanto tecnológicos como económicos en el desarrollo del aprovechamiento de la energía solar, ahora los paneles fotovoltaicos hacen parte del mercado mundial como bienes de consumo y se presenta una oportunidad para el desarrollo de la investigación y la innovación de soluciones energéticas usando celdas solares como fuente de energía.

Las celdas solares se componen generalmente de láminas de materiales semiconductores como el silicio que al ser expuestas a la radiación solar pueden convertir parte de esa energía en electricidad. Ahora bien, la electricidad que genera una celda solar es de corriente continua y la mayoría de las cargas en los hogares y en la industria están diseñadas para funcionar con corriente alterna. El elemento que permite convertir la corriente continua de los paneles en corriente alterna para alimentar las cargas o inyectarse a la red es el inversor de potencia. A través del inversor debe pasar toda la energía generada por los paneles, por lo que la eficiencia y confiabilidad de este sistema se convierten en un factor importante.

La configuración básica de un inversor de potencia monofásico (inversor monofásico en puente completo) consta de 4 semiconductores, los cuales pueden ser controlados para obtener una tensión o corriente de salida en AC. Sin embargo, en este inversor tradicional no es posible obtener una tensión pico de salida mayor que la entregada por el arreglo de paneles fotovoltaicos a la entrada del inversor, haciéndose necesario en algunas aplicaciones el uso de convertidores DC-DC entre el generador fotovoltaico y el inversor o transformadores en el lado de alterna, para regular las variaciones de tensión en el bus de continua o si se requiere, elevar la tensión de salida del arreglo de paneles. En este último caso, cuando el arreglo de paneles es pequeño, el inversor a utilizar recibe el nombre de micro-inversor.

En este trabajo de grado se analiza un micro-inversor monofásico considerando la topología

Quasi Z Source, la cual permite elevar la tensión de entrada y realizar la conversión DC-AC en una sola etapa usando únicamente los 4 semiconductores que componen el inversor y una red de impedancias [4] [5] [6] . El micro-inversor y sus estrategias de control se analizan mediante simulaciones en PSIM para aplicaciones de sistemas fotovoltaicos conectados a la red.

## 1. CONVERTIDOR QUASI Z SOURCE

Las topologías Z Source y Quasi Z Source se propusieron en 2003 y 2008, respectivamente, para superar las barreras de los micro-inversores tradicionales de dos niveles [5]. En los inversores tradicionales debe haber un tiempo muerto entre la activación de los interruptores superior e inferior en una rama del puente para evitar el cortocircuito, lo que introduce distorsiones en la tensión AC de salida [4]. Por otra parte, para obtener tensiones de salida mayores a la tensión de entrada se requiere usualmente de un convertidor DC-DC extra, lo que da como resultado un sistema de dos etapas con un costo alto y posiblemente mayores pérdidas[4]. La topología Z Source hace referencia a un tipo de inversores que usan una red de impedancias entre la fuente y la entrada del inversor, la cual permite obtener en una sola etapa una tensión de DC variable que puede ser mayor o menor, usando únicamente los 4 semiconductores que componen el inversor. La topología Quasi Z Source es una variación de la topología Z Source, que permite obtener mejores ganancias de tensión y una corriente constante en la fuente de continua, lo que la hace ideal para su uso en aplicaciones con celdas solares.

La topología base de un micro-inversor quasi Z Source [qZS] se muestra en la figura 1. Tal como se observa, la red de impedancias consta de dos inductancias, dos capacitores y un diodo, no hay semiconductores adicionales como sería el caso si existiera un convertidor DC-DC entre la fuente y la entrada del inversor, por lo tanto, se puede lograr una alta fiabilidad, alta eficiencia y bajo costo.

### 1.1. FUNCIONAMIENTO

La principal diferencia en el control de este tipo de inversores respecto de los tradicionales está en que se permite tener un estado en el que los dos semiconductores de una misma rama conducen al mismo tiempo, este estado recibe el nombre de *Shoot-Through*. En la

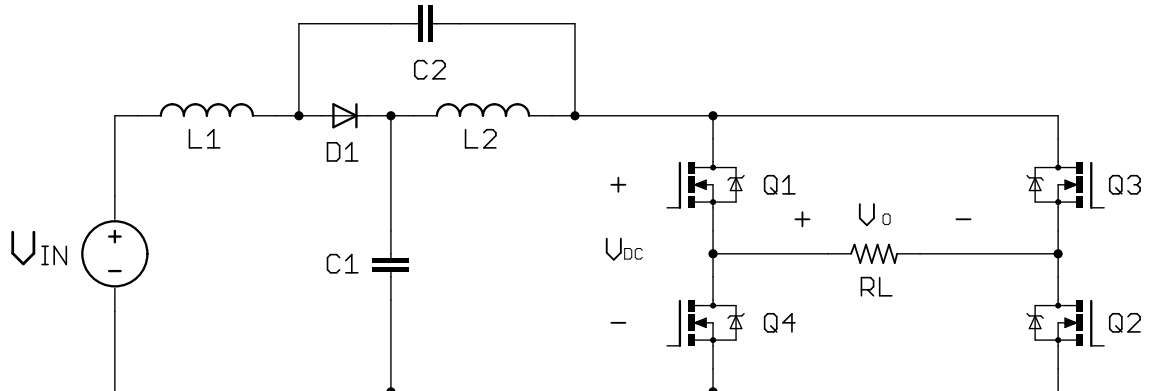


Figura 1: Topología (*quasi Z source*): está compuesta por un inversor de puente completo y una red de impedancias a la entrada.

topología qZS este estado permite elevar la tensión de entrada ( $V_{IN}$ ). Además, en el estado *Shoot-Through* se pueden activar los 4 transistores al mismo tiempo para que la tensión de salida sea cero, lo cual reduce las pérdidas por conducción en los semiconductores.

La Figura 2 muestra los circuitos equivalentes de la topología qZS. En la figura 2A se puede observar el circuito equivalente en el estado *Shoot-Through*, se puede ver que la tensión  $V_{DC}$  se vuelve cero, esto a causa de que se activan los cuatro semiconductores. Durante este estado las tensiones de los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  disminuye ya que entregan energía a las bobinas  $L_1$  y  $L_2$ . También se puede observar que el diodo  $D_1$  no conduce debido a que la diferencia de tensión en sus nodos hace que se polarize inversamente. En la figura 2B se puede observar el circuito equivalente cuando el inversor opera del modo tradicional. En este estado el diodo  $D_1$  conduce pues se polariza directamente, la corriente en los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  cambia de sentido y aumentan su tensión, y la tensión de las bobinas  $L_1$  y  $L_2$  también cambia de sentido y su corriente disminuye ya que en este estado entregan energía a la carga.

La razón entre el tiempo que dura el estado *Shoot-Through*  $t_{sh}$  y el período de conmutación de los transistores  $T_s$  recibe el nombre de *Duty of Shoot-Through* ( $D_{sh}$ ), como se ve en la ecuación (1.1).

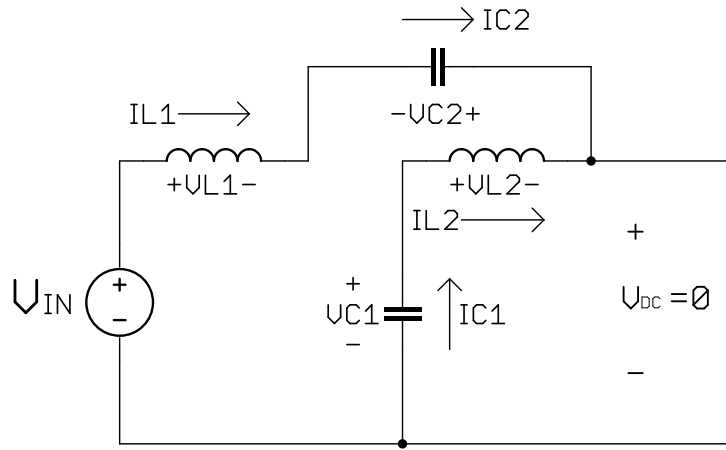
$$D_{sh} = \frac{t_{sh}}{T} \quad (1.1)$$

Controlando este ciclo de trabajo se puede controlar la tensión del bus de continua  $V_{DC}$ , esto se explicará en detalle más adelante en la sección de estrategias de modulación.

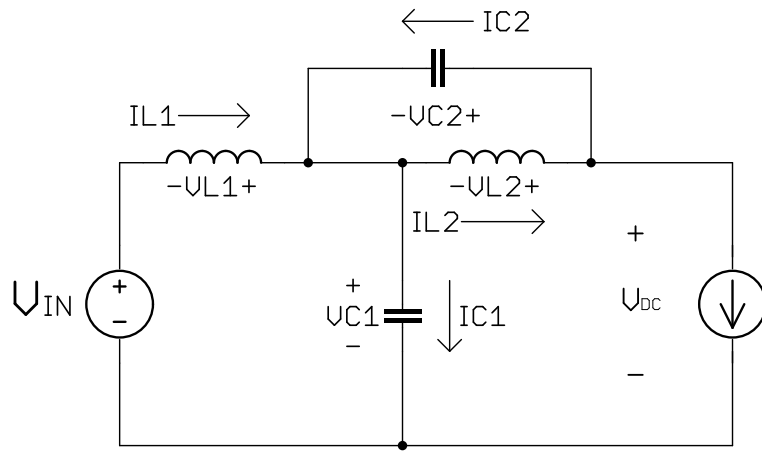
## 1.2. DISEÑO

El inversor qZS puede verse como dos circuitos independientes: un circuito elevador conformado por la red de impedancias a la entrada y los cuatro transistores que se cierran al tiempo durante el estado de *Shoot-Through* y un inversor tradicional que tiene como tensión de entrada la tensión de bus de continua  $V_{DC}$  y opera durante el resto del periodo. El diseño se realizó siguiendo el trabajo [7].

El primer valor de diseño es el factor de elevación máximo *Boost ratio*  $B_{max}$  necesario para obtener la tensión deseado en el bus de continua  $V_{DC}$ , se calcula mediante la ecuación (1.2). La tensión del bus de continua  $V_{DC}$  debe ser tal que permita siempre inyectar una corriente a la red, por tanto debe ser mayor que el valor pico de 170 V para una red monofásica de 120  $V_{rms}$ . Por lo general se escoge entre 200 V y 250 V, sin embargo, en las simulaciones se observó que este valor debía estar por encima de 280 V para el correcto funcionamiento de esta topología. Por otro lado,  $V_{IN,min}$  es el valor mínimo que podría tomar la fuente, que para esta aplicación es el conjunto en serie de dos paneles solares. Después de tener este factor se puede calcular el *Duty of Shoot-Through* máximo con la ecuación (1.3).



(A)



(B)

Figura 2: Funcionamiento (*quasi Z source*) A: Circuito equivalente en estado *Shoot-Through*  
B: Circuito equivalente en estado *Non Shoot-Through*.

$$B_{max} = \frac{V_{DC}}{V_{IN,min}} \quad (1.2)$$

$$D_{sh} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{B_{max}}\right) \quad (1.3)$$

La ecuación (1.4) permite calcular la tensión del bus de continua  $V_{DC}$

$$V_{DC} = V_{IN} \left( \frac{1}{1 - 2D_{sh}} \right) \quad (1.4)$$

Las tensiones a las que van a estar sometidos los capacitores C1 y C2, se calculan mediante las ecuaciones (1.5) y (1.6)

$$V_{C1} = \frac{1 - D_{sh}}{1 - 2D_{sh}} \cdot V_{IN} \quad (1.5)$$

$$V_{C2} = \frac{D_{sh}}{1 - 2D_{sh}} \cdot V_{IN} \quad (1.6)$$

Se pueden calcular los valores de las inductancias L1 y L2 con la ecuación (1.7):

$$L_{1,2} = \frac{V_{IN} \cdot D_{sh} \cdot V_{C1}}{P \cdot F_{qzs} \cdot 0,2} \quad (1.7)$$

Donde  $P$  es la potencia de trabajo del micro-inversor,  $F_{qzs}$  es la frecuencia de conmutación de los transistores y 0,2 corresponde al porcentaje de rizo deseado en la corriente.

Por último, los valores de los capacitores necesarios para obtener un porcentaje de rizo de 3 % se pueden obtener con la ecuación (1.8).

$$C_{1,2} = \frac{2 \cdot P \cdot D_{sh}}{V_{IN} \cdot V_{DC} F_{qzs} \cdot 0,03} \quad (1.8)$$

Los valores de diseño se muestran en la sección de resultados.

## 2. ESTRATEGIAS DE MODULACIÓN

En la literatura científica se han propuesto varias estrategias de modulación para este tipo de inversores [8]. Estas estrategias se pueden clasificar en dos categorías básicas: modulación en PWM por señal portadora y modulación vectorial, en este trabajo se analiza el uso de tres estrategias de modulación basadas en PWM.

### 2.1. CONTROL DE ELEVACIÓN SIMPLE (SBC)

Este es el método de control para la topología qZS con la mayor facilidad de implementación, el cual consiste en generar pulsos de *Shoot-Through* de ancho constante. Para generarlos, como se observa en la figura 3, se compara la portadora (en este caso una onda triangular) con una señal de referencia constante y cuando la portadora (en valor absoluto) se hace mayor que esta referencia constante se cierran los cuatro interruptores generando el estado *Shoot-Through*. El valor de la referencia constante debe ser siempre mayor al valor máximo de la señal moduladora, para que los pulsos de *Shoot-Through* ocurran solo cuando la tensión de salida sea cero.

El valor que debe tener la tensión de referencia  $V_{ref}$  para cumplir con determinado  $D_{sh}$  se calcula con la ecuación (2.1).

$$V_{ref} = \frac{V_{pp}}{2} \cdot (1 - D_{sh}) \quad (2.1)$$

Donde  $V_{pp}$  corresponde al valor pico a pico de la señal portadora.

### 2.2. ESTRATEGIA PARA LA REDUCCIÓN DE LAS CONMUTACIONES (SBC-SAWTOOTH)

Esta propuesta es una pequeña variación de la estrategia de control de elevación simple, consiste en cambiar la portadora triangular por una portadora diente de sierra, puesto que en la estrategia que usa una onda triangular como portadora, ocurren dos estados *Shoot-Through* por periodo, mientras que usando la onda diente de sierra se logra unir los dos estados *Shoot-Through* en uno solo, es decir se reduce el número de conmutaciones para la misma frecuencia. En la figura 4 se aprecia un ejemplo de esta estrategia de modulación, en donde las señales de conmutación de los semiconductores  $S_1$  a  $S_4$  presentan menos conmutaciones con respecto a las obtenidas al utilizar la estrategia SBC (ver figura 4).

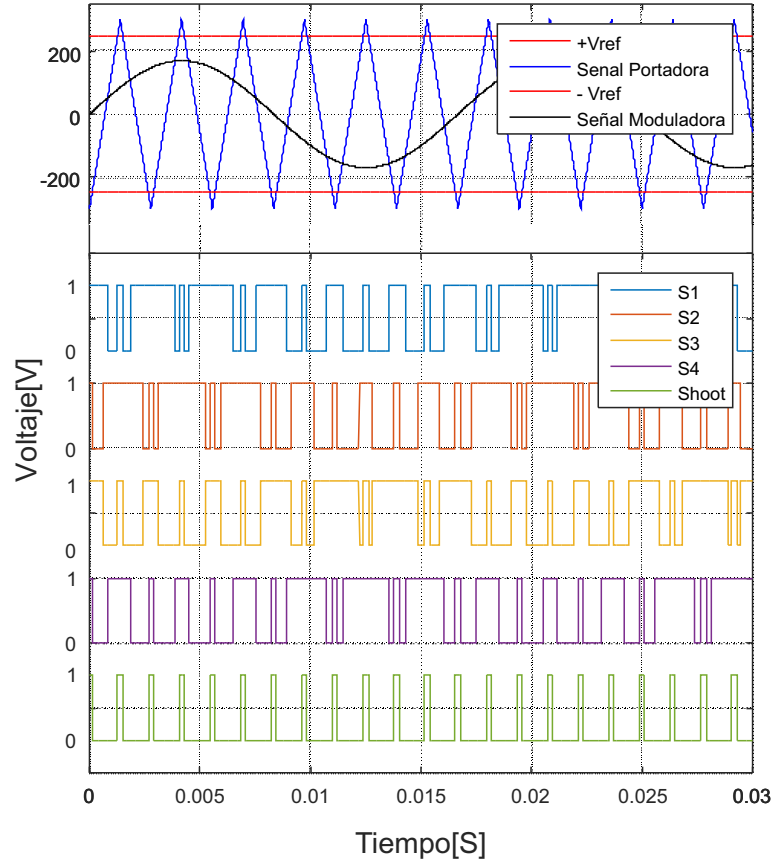


Figura 3: Generación de las señales de PWM, portadora triangular

### 2.3. CONTROL CON SUPRESIÓN DEL RIZO DE DOBLE FRECUENCIA (DFR)

Esta estrategia de modulación permite realizar un filtrado del rizo que se presenta en la tensión del bus de continua al utilizar las estrategias SBC y SBC-Sawtooth. Como se puede observar en la figura 5, el cambio sustancial se realiza en las señales de referencia que se usan para generar los estados de *Shoot-Through*, estas señales contienen una componente de alterna al doble de la frecuencia fundamental y desfasada 90 grados en atraso respecto de la señal moduladora.



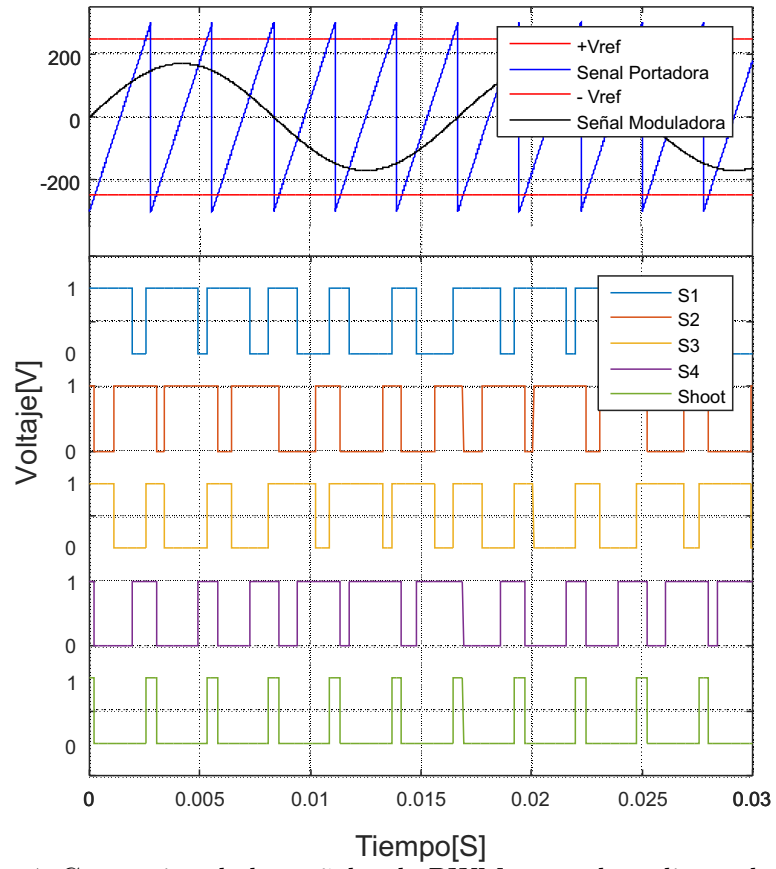


Figura 4: Generación de las señales de PWM, portadora diente de sierra

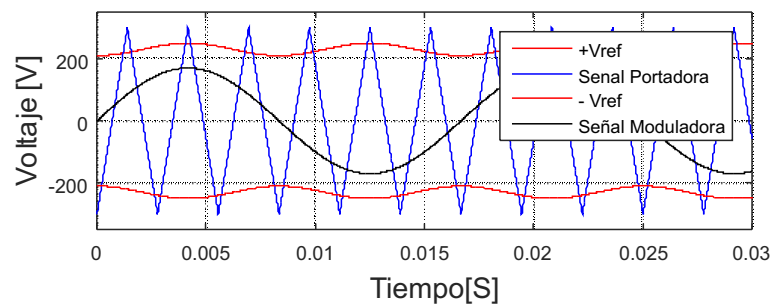


Figura 5: Generación de las señales de PWM, estrategia DFR

### 3. ESTRATEGIAS DE CONTROL DEL MICRO-INVERSOR CONECTADO A LA RED

Diagrama de todo el inversor con los controladores se puede ver en la figura 6. Las estrategias de control son el algoritmo para el seguimiento del punto de máxima potencia *MPPT*, los algoritmos para la generación de los estados *Shoot-Through* y el algoritmo para el seguimiento de la corriente de referencia *DEADBEAT*

#### 3.1. PUNTO DE MÁXIMA TRANSFERENCIA DE POTENCIA (*MPP*)

En la figura 7 se puede observar el circuito equivalente de una celda solar, el cual está conformado por una fuente de corriente que equivale al flujo de electrones que genera la radiación incidente, el diodo que se crea en la unión de los semiconductores,  $R_s$  la resistencia en serie que representa las pérdidas de los conductores y del silicio y  $R_d$  que representa las corrientes de fuga en el diodo.

Cuando una celda solar está expuesta a la radiación solar, se convierte en una fuente de energía, sin embargo, su comportamiento no es el ideal de fuente de tensión o de corriente, a diferentes cantidades de radiación solar, la cantidad de energía que se puede obtener de ella varía y también lo hacen sus parámetros internos, como la máxima tensión o tensión de circuito abierto ( $V_{OC}$ ) y la máxima corriente o corriente de corto circuito ( $I_{SC}$ ). En la figura 8 se puede observar como varía la potencia y la corriente respecto a la tensión de salida del panel, esta curva se logra variando la carga que ve el panel desde el corto circuito hasta el circuito abierto. Como se puede observar, la curva de potencia tiene un máximo que ocurre a un determinado nivel de tensión ( $V_{MPP}$ ) para el cual el nivel de corriente ( $I_{MPP}$ ) es tal que el panel puede entregar la máxima potencia a la carga en sus terminales; éste es el punto de máxima transferencia de potencia del panel o MPPT y varía con las condiciones de radiación incidente y temperatura. Un sistema que pretenda hacer un uso eficiente de la energía solar deberá ser capaz de variar la carga que ve el panel para que siempre opere en el punto de máxima transferencia de potencia [9].

Para realizar el seguimiento del punto de máxima transferencia de potencia existen diversos algoritmos, algunos indirectos, como el *Fractional open circuit voltage* que consiste en medir la tensión de una sola celda en circuito abierto y a partir de este estimar el voltaje  $V_{mpp}$  como una fracción fija de la tensión de circuito abierto, y existen otros métodos directos como el conductancia incremental y el de Perturbar y Observar (*P&O*) que consiste en realizar una perturbación en la carga y observar como cambia tanto la tensión como la potencia del panel y a partir de esto estimar el punto de máxima potencia.

En este trabajo se simuló el comportamiento del micro inversor conectado a la red utilizando el algoritmo de conductancia incremental para el seguimiento del punto de máxima potencia. La conductancia de un componente eléctrico es el valor de la corriente sobre la

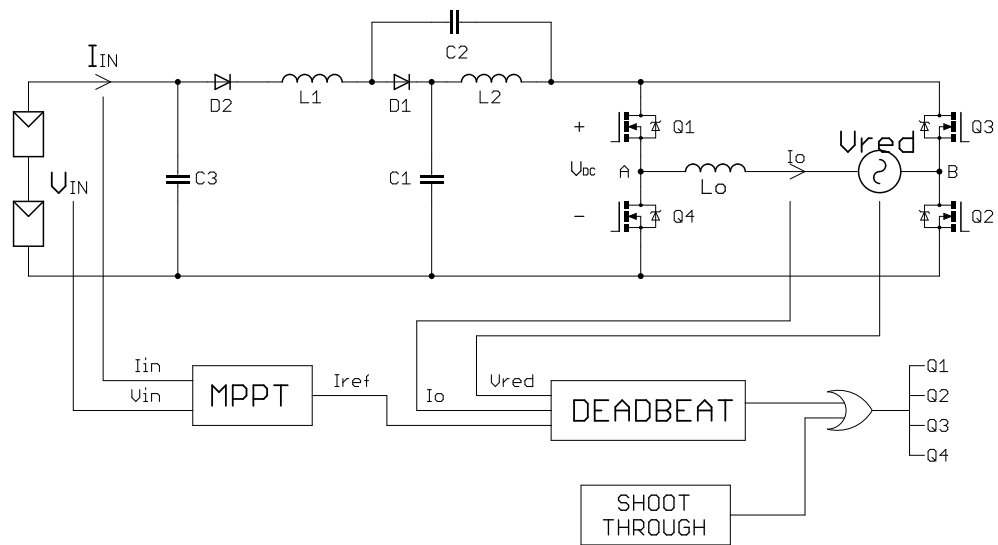


Figura 6: Diagrama general del micro-inversor

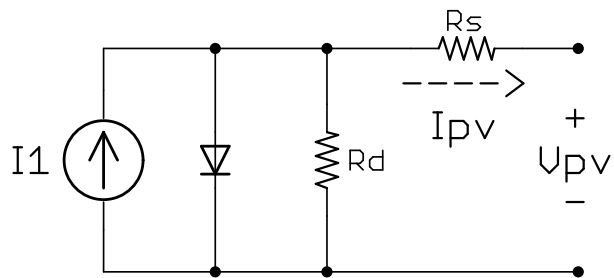


Figura 7: Circuito equivalente de una celda solar

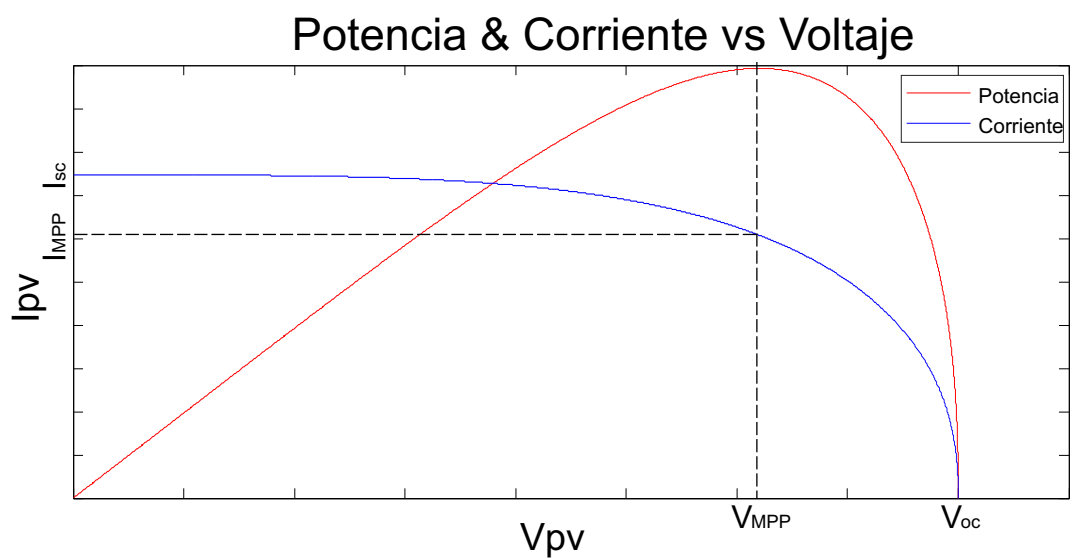


Figura 8: Curvas de potencia vs. tensión y corriente vs. tensión de un panel fotovoltaico

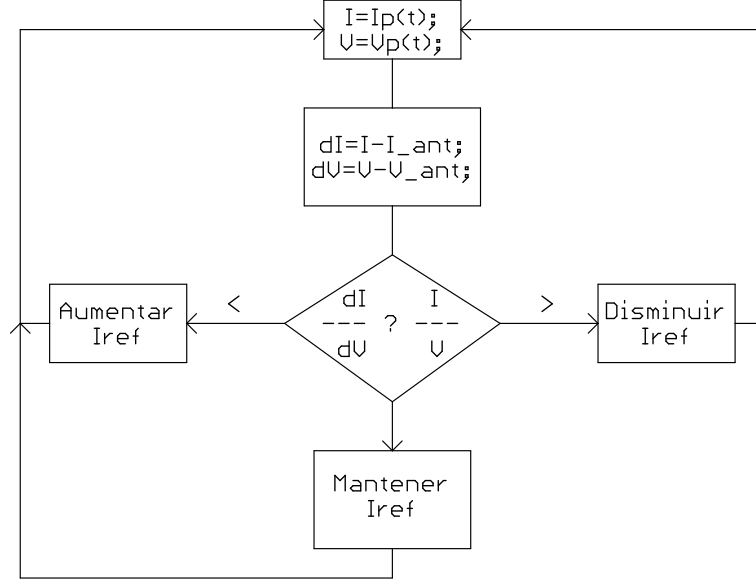


Figura 9: Curvas de potencia vs. tensión y corriente vs. tensión de un panel fotovoltaico

tensión, en otras palabras, el inverso de la resistencia. Como se puede ver en la figura 8, la pendiente de la curva de potencia vs tensión en el punto de máxima potencia es cero, esto es la base para hallar el punto de máxima potencia, la ecuación (3.1) muestra una forma de calcular la pendiente de la curva, donde  $P$ ,  $V_p$ ,  $I_p$  corresponden a la potencia, la tensión y la corriente del arreglo de paneles respectivamente. Ahora si el paso del algoritmo es pequeño, la derivada  $dI_p/dV_p$  puede aproximarse a  $\Delta I_p/\Delta V_p$ , entonces la ecuación (3.2) describe el principio en el que se basa el algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia.

$$\frac{dP}{dV_p} = \frac{d(I_p \cdot V_p)}{dV_p} = I + V \frac{dI_p}{dV_p} = 0 \quad (3.1)$$

$$\frac{\Delta I_p}{\Delta V_p} = -\frac{I_p}{V_p} \quad \text{Sobre el MPP}$$

$$\frac{\Delta I_p}{\Delta V_p} > -\frac{I_p}{V_p} \quad \text{A la izquierda del MPP} \quad (3.2)$$

$$\frac{\Delta I_p}{\Delta V_p} < -\frac{I_p}{V_p} \quad \text{A la derecha del MPP}$$

Una vez dicho esto, en la figura 9 se puede observar el algoritmo que permite hacer el seguimiento del punto de máxima potencia usando el método de conductancia incremental, este algoritmo ajusta la amplitud de la corriente de referencia  $I_{ref}$  que es la corriente que debe seguir el inversor a la salida para que se entregue la máxima potencia a la red. [10]

### 3.2. CONTROL DE INYECCIÓN DE POTENCIA A LA RED

Existen diversas estrategias de control que permiten hacer una inyección de potencia a la red, en este caso siguiendo los resultados obtenidos en anteriores trabajos desarrollados en la universidad [11], se optó por utilizar el control de tiempo de establecimiento finito (deadbeat) ya que con este se obtuvieron los mejores resultados. Este es un control de lazo cerrado cuyo propósito es controlar los interruptores del inversor para que a su salida se logre una tensión tal que permita seguir la corriente de referencia que se obtuvo en el algoritmo de conductancia incremental.

En la figura 10 se puede observar la topología del inversor que permite entregar energía de los paneles fotovoltaicos, representados por la fuente de continua  $V_{in}$ , a la red, representada por la fuente senoidal  $V_{red}$ . Las señales que se envían a los interruptores son generadas a partir del error que existe entre la corriente de referencia  $I_{ref}$  y la corriente real inyectada a la red  $I_o$ . El objetivo de este algoritmo es generar una tensión a la salida tal que la corriente de referencia sea alcanzada en el siguiente periodo de muestreo. La ecuación 3.3 describe una malla de tensiones en la salida del inversor.

$$V_{AB} - V_{red} = L_o \cdot \frac{dI_o}{dt} \quad (3.3)$$

Donde  $V_{AB}$  es la tensión de salida del inversor. Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación (3.3) y posteriormente la transformada Z, el desarrollo de las ecuaciones que conduce a la ecuación que define el algoritmo *deadbeat* en tiempo discreto  $k$  se puede observar en (3.4), (3.5) y (3.6)

$$V_{AB}(s) - V_{red}(s) = L_o \cdot I_o(s) \cdot s \quad (3.4)$$

$$V_{AB}(z) - V_{red}(z) = L_o \cdot I_o(z) \cdot \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \quad (3.5)$$

$$V_{AB}(k) = \frac{L_o}{T_s} \cdot \left( \overbrace{I_o(k+1)}^{I_{ref}} - \overbrace{I_o(k)}^{I_o} \right) + V_{red}(k) \quad (3.6)$$

Como puede observarse, el controlador necesita conocer algunos parámetros del circuito, como la tensión de la red  $V_{red}$ , el periodo de muestreo a la que se ejecuta el algoritmo  $T_s$  y el valor de la inductancia  $L_o$  que se usa como filtro a la salida.

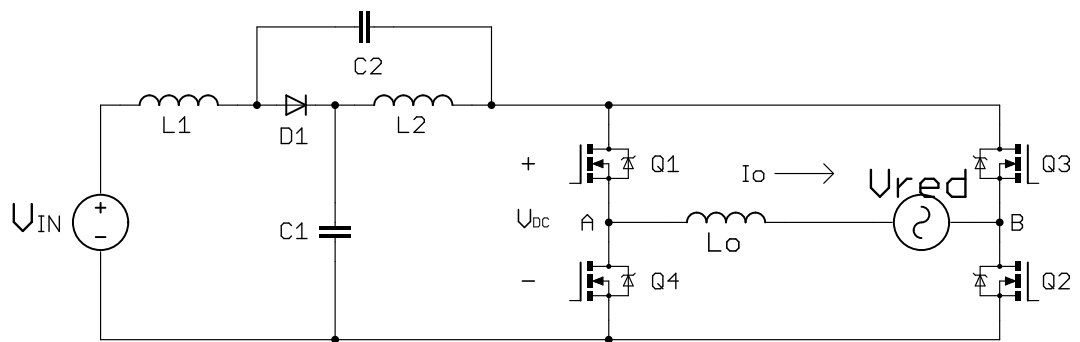


Figura 10: Topología (*quasi Z source*): está compuesta por un inversor de puente completo y una red de impedancias a la entrada.

## 4. RESULTADOS

Para evaluar los resultados del desempeño de las diferentes estrategias de control, en primer instancia se diseñó el micro-inversor partiendo de las condiciones descritas en la tabla 1, para valores estándar de irradiancia y temperatura de  $1000 \text{ W/m}^2$  y  $25^\circ\text{C}$ , respectivamente, donde  $F_{qzs}$  es la frecuencia de la portadora para las diferentes estrategias de modulación,  $F_{Deadbeat}$  es la frecuencia de muestreo del algoritmo para seguir la corriente de referencia y  $F_{MPPT}$  es la frecuencia de muestreo del algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia. Las condiciones de operación se seleccionaron teniendo en cuenta una posible implementación del micro-inversor en la red eléctrica Colombiana y usando un arduino como procesador principal.

El cálculo de las ecuaciones descritas en el diseño usando estas condiciones arroja como resultado los parámetros presentados en la tabla 2.

El valor de la inductancia que se usa como filtro de salida para la conexión del inversor a la red se seleccionó teniendo en cuenta trabajos realizados en la universidad.

### 4.1. RESULTADOS DE SIMULACIÓN PARA LAS ESTRATEGIAS DE CONTROL DEL MICRO-INVERSOR

En la figura 11 se puede observar los resultados de simulación usando la estrategia SBC. Tal como se observa, en los primeros 40 ms existe un estado transitorio en el que la tensión del bus de continua llega a los 600 V. Como se puede notar en los acercamientos que tiene la figura, la tensión del bus  $V_{DC}$  es una onda cuadrada con amplitud de 300 V en estado estable con un ciclo de trabajo aproximado del 60 %, esto concuerda con la tabla 2 donde el ciclo de trabajo de estado *Shoot-Through* ( $D_{sh}$ ) es igual 40 %.

En la figura 12 se pueden observar los resultados de simulación usando la estrategia DFR, en este caso el estado transitorio dura menos de 1 ms y la tensión del bus de continua

Tabla 1: Condiciones de operación

Condición	Valor	Unidades
Vred	120	Vrms
F_red	60	Hz
Irradiancia	1000	$\text{W/m}^2$
Potencia	500	W
Vmpp	60	V
Impp	8.333	A
F qzs	30	kHz
F Deadbeat	10	kHz
F MPPT	100	Hz

Tabla 2: Parametros de diseño		
Parametro	Valor	Unidades
Bmax	5	V/V
Vdc	300	V
Dsh	40	%
Vc1	180	V
Vc2	120	V
L 1y2	1.4	mH
C 1y2	24	uF
Lo	5	mH

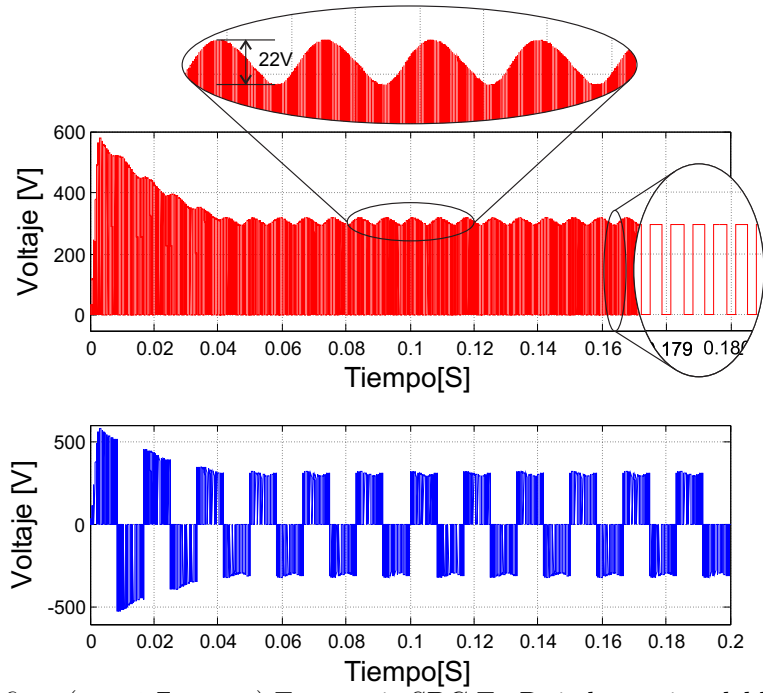


Figura 11: Graficas (*quasi Z source*) Estrategia SBC: En Rojo la tensión del bus de continua  $V_{DC}$  en Azul tensión de salida  $V_{AB}$



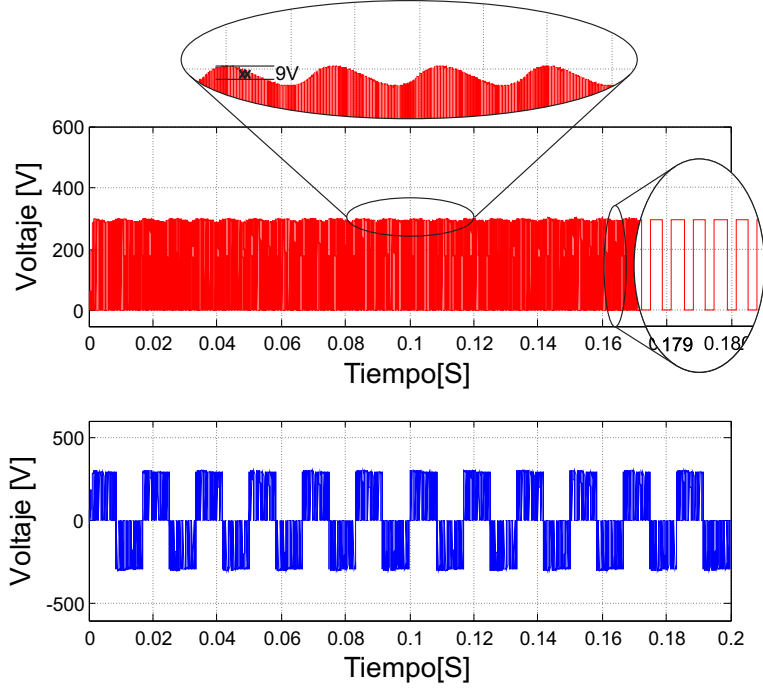


Figura 12: Graficas (*quasi Z source*) Estrategia DFR: En Rojo la tensión del bus de continua  $V_{DC}$  en Azul tensión de salida

Tabla 3: Tabla Comparativa Estrategias de Modulación

	SBC Triangular	SBC Diente de Sierra	DFR
THD	3.56 %	2.21 %	1.14 %
Erms	0.18A	0.36A	0.344A
Rizo Vdc	22V	13V	9V

nunca excede los 300 V, como se puede notar en los acercamientos que tiene la figura, la tensión de rizo usando esta estrategia es de 9 V, menos de la mitad de los 22 V que se obtienen al usar la estrategia SBC.

En la figura 13 se puede observar los resultados de simulación usando la estrategia SBC-Sawtooth, en la que la señal portadora es una onda diente de sierra. En este caso hay un estado transitorio que dura aproximadamente 30 ms y tiene un tensión del bus de continua máximo de 380 V. La tensión de rizo usando esta estrategia es de 13 V. Este valor de rizo se presenta para las tres estrategias de modulación en la tabla 3

Con el fin de observar de manera mas objetiva los cambios que representan las diferentes estrategias de modulación, se puede observar en la figura 14, las amplitudes de las componentes armónicas de la tensión de salida para las tres estrategias. En esta figura se puede observar que el valor del segundo armónico que se encuentra en la señal de salida está presente en las tres modulaciones, sin embargo para la estrategia DFR este armónico tiene la mitad de la amplitud lo cual es su principal objetivo. También se puede observar que los armónicos de alta frecuencia más cercanos a la fundamental para la señal obtenida con la estrategia de modulación SBC-Sawtooth se encuentran alrededor de los 30 kHz, mientras que para las dos anteriores están alrededor de los 60kHz.

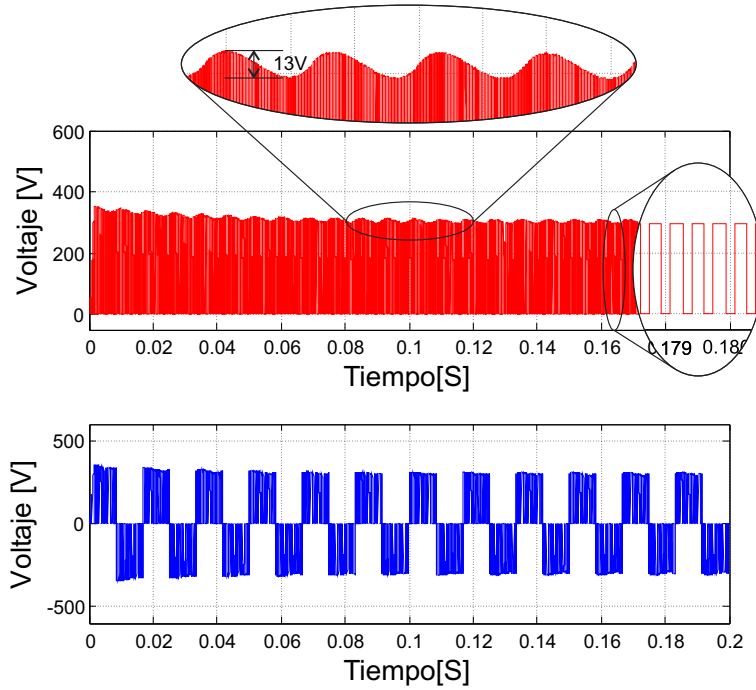


Figura 13: Graficas (*quasi Z source*) Estrategia SBC Sawtooth: En el Rojo tensión del bus de continua  $V_{DC}$  en Azul tensión de salida

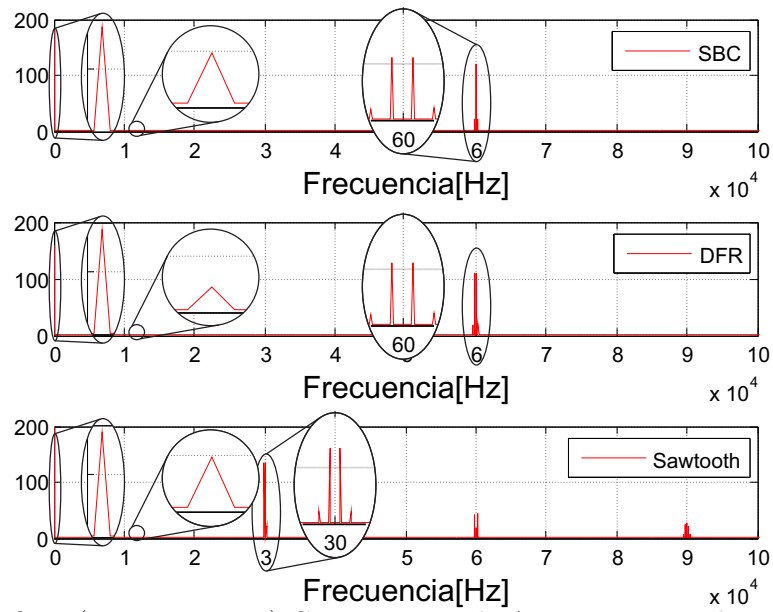


Figura 14: Graficas (*quasi Z source*) Componentes de Armónicas para las tres estrategias.

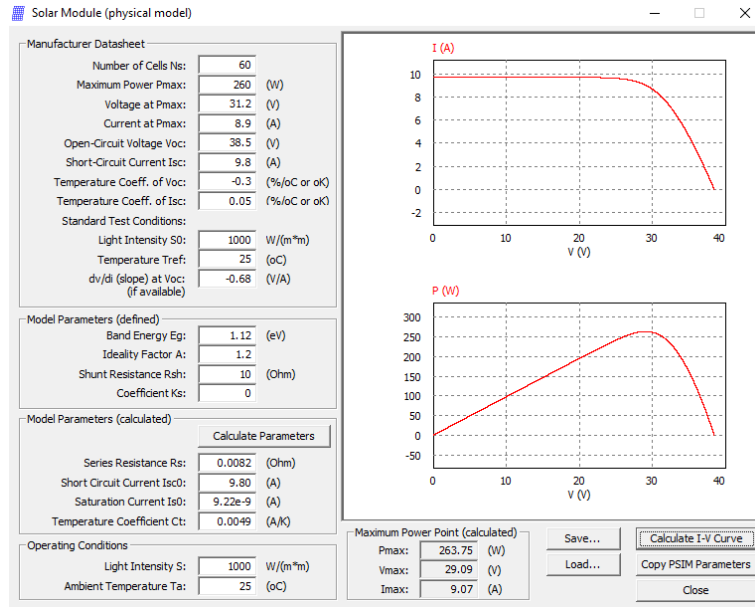


Figura 15: Herramienta de PSIM *Solar Module*

## 4.2. RESULTADOS DE SIMULACIÓN PARA EL ALGORITMO MPPT

Para simular el comportamiento del algoritmo del seguimiento del punto de máxima potencia se usaron los parámetros de un panel comercial de 60 celdas con los que se generó un modelo de simulación con la herramienta de PSIM *Solar Module*, en la cual se introducen los parámetros entregados por el fabricante como tensión de circuito abierto, corriente de cortocircuito, tensión y corriente en el punto de máxima potencia, las condiciones estándar de irradiancia y temperatura a las que se obtuvieron esos datos y los coeficientes de variación por la temperatura. En la figura 15 se puede apreciar una vista de la herramienta. Una vez obtenido el modelo, se puede cargar en un elemento de circuito que emula el panel solar y tiene como entrada el valor de irradiancia a la que estaría expuesto el panel, variando este valor se puede evaluar el comportamiento de circuito al seguir el punto de máxima potencia.

En la figura 16 se puede observar el comportamiento del algoritmo siguiendo el punto de máxima potencia, en rojo aparece el valor de potencia máxima que es capaz de entregar el arreglo de paneles a la condición de irradiancia a la que está expuesto, este valor es entregado por el modelo del panel, en azul se puede observar el producto de la tensión del panel por la corriente que se entrega al circuito y se observa como a pesar del rizo, el algoritmo sigue el cambio de potencia, este cambio viene dado por un cambio en el valor de la irradiancia la cual comienza con un valor de  $500 [W/m^2]$  y cambia a un valor de  $900$  en el tiempo igual a  $700$  ms. También se puede apreciar en la figura 16 la corriente de referencia que entrega el algoritmo, este valor corresponde a la amplitud de la corriente que debe ser entregada a la red para que el circuito opere en el punto de máxima potencia.

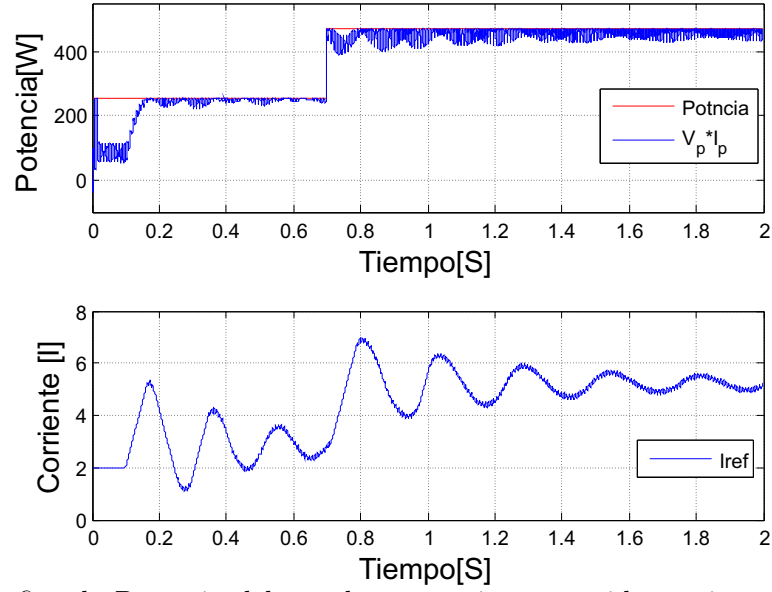


Figura 16: Grafica de Potencia del panel y potencia consumida vs tiempo y Grafica de corriente de referencia  $I_{ref}$  vs tiempo

#### 4.3. RESULTADOS DE SIMULACIÓN PARA EL SEGUIMIENTO DE LA CORRIENTE DE REFERENCIA

En la figura 17 se puede apreciar la gráfica de la corriente de salida que se entrega a la red y la corriente de referencia. En el acercamiento que tiene la gráfica superior se puede apreciar que la corriente de salida posee un rizo, un aspecto importante a tener en cuenta en micro-inversores conectados a la red es la distorsión armónica total de la señal de salida, este valor fue consignado en la tabla 3. También se puede apreciar en la gráfica inferior la señal de error que existe entre la corriente de referencia y la corriente de salida, el valor rms de esta señal de error se halló para las tres estrategias de modulación y se describe en la tabla 3.

Tal como se observa en esta tabla, la THD de la corriente inyectada a la red es menor al 4 % para las tres estrategias de modulación. Sin embargo, al utilizar el algoritmo DFR, esta THD baja a un 1.14 % obteniéndose mejores resultados.

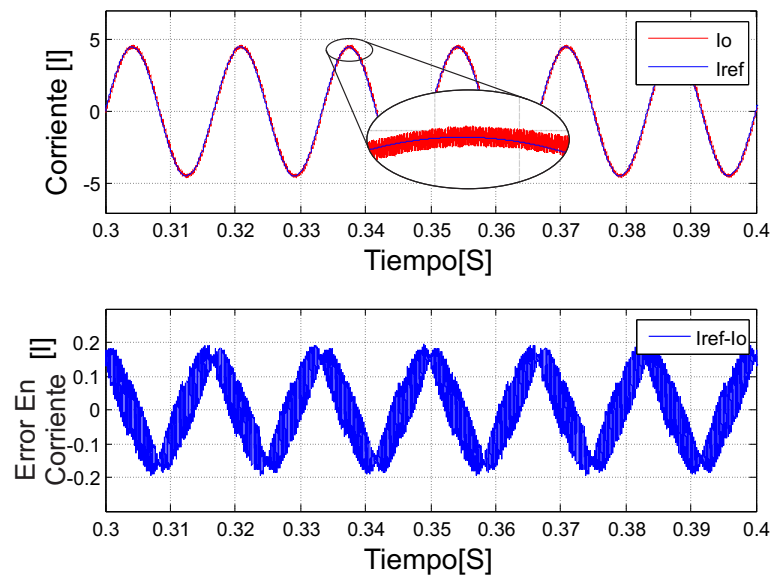


Figura 17: Comparación de la corriente de referencia y la corriente de salida usando la estrategia SBC

## CONCLUSIONES

Este trabajo presenta la simulación de un micro-inversor con topología quasi Z source en el que se integraron estrategias de control que permiten la aplicación de éste en sistemas fotovoltaicos conectados a la red. Se analizó el comportamiento de tres estrategias de control de la topología. La estrategia básica de control (SBC) demostró un buen comportamiendo en estado estable, sin embargo tiene, un comportamiento transitorio en el que se produce una sobre tensión del doble de la nominal, lo que puede llegar a producir daños en el mismo circuito real. La segunda estrategia (DFR) conlleva dos ventajas, por un lado reduce el rizo de doble frecuencia que se produce en el circuito cuando se controla con la estrategia básica y por otro lado elimina completamente la sobre tensión vista en el estado transitorio. La tercera estrategia de control busca reducir el número de conmutaciones necesarias para generar el estado de *Shoot-Through* y se logró ese objetivo reemplazando la señal portadora triangular por una señal del tipo diente de sierra, al hacer este cambio se logró reducir la cantidad de estados *Shoot-Through* de dos por periodo a uno solo, sin embargo este cambio hace que se produzcan armónicos de alta frecuencia en el tensión de salida a la mitad de lo que se producen usando las dos estrategias anteriores.

El algoritmo para el seguimiento del punto de máxima potencia presenta un rizo de 15W y un tiempo de establecimiento de aproximadamente 1 segundo. La corriente de salida entregada a la red presenta un rizo de 0.2A y un error cuadrático medio de 0.44A. Con respecto de la corriente de referencia, cuando ésta tiene un valor pico de 4A la distorsión armónica total es del 1.14 %.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] MIT, *Archimedes death ray: October, 2005*. URL: <http://web.mit.edu/>, Última revisión: Enero, 2017.
- [2] M. Guarnieri, “More light on information [historical]”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, n.º 4, págs. 58-61, 2015.
- [3] T. Jenkins, “A brief history of ... semiconductors”, *Physics Education*, vol. 40, n.º 5, pág. 430, 2005.
- [4] Y. Liu, H. Abu-Rub y B. Ge, “Z-source/quasi-z-source inverters: Derived networks, modulations, controls, and emerging applications to photovoltaic conversion”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, n.º 4, págs. 32-44, 2014.
- [5] D. M. Scholten, N Ertugrul y W. Soong, “Micro-inverters in small scale pv systems: A review and future directions”, págs. 1-6, 2013.
- [6] I. Roasto, T. Jalakas y O. Husev, “Modeling of grid-connected quasi-z-source series resonant topology based microinverter”, en *Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), 2016 10th International Conference on*, IEEE, 2016, págs. 192-195.
- [7] I. Roasto y D. Vinnikov, “Analysis and evaluation of pwm and psm shoot-through control methods for voltage-fed qzsi based dc/dc converters”, en *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, 2010, T3-100-T3-105.
- [8] Y. Liu, H. Abu-Rub y B. Ge, “Z-source/quasi-z-source inverters: Derived networks, modulations, controls, and emerging applications to photovoltaic conversion”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, n.º 4, págs. 32-44, 2014, ISSN: 1932-4529.
- [9] P. C. Loh, D. M. Vilathgamuwa, Y. S. Lai, G. T. Chua e Y. Li, “Pulse-width modulation of z-source inverters”, en *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, IEEE, vol. 1, 2004.
- [10] M. Shahparasti, A. S. Larijani, A. Fatemi, A. Y. Varjani y M. Mohammadian, “Quasi z-source inverter for photovoltaic system connected to single phase ac grid”, en *2010 1st Power Electronic Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, 2010, págs. 456-460.
- [11] I. M.A. M. Villalobos, “Modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución”, 2011.

## BIBLIOGRAFÍA

D. M. Scholten, N Ertugrul y W. Soong, “Micro-inverters in small scale pv systems:A review and future directions”, págs. 1-6, 2013.

I. Roasto y D. Vinnikov, “Analysis and evaluation of pwm and psm shoot-through control methods for voltage-fed qzsi based dc/dc converters”, en Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010.

M. Shahparasti, A. S. Larijani, A. Fatemi, A. Y. Varjani y M. Mohammadian, “Quasi z-source inverter for photovoltaic system connected to single phase ac grid”, en 2010 1st Power Electronic Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC), 2010, págs. 456-460.

P. C. Loh, D. M. Vilathgamuwa, Y. S. Lai, G. T. Chua e Y. Li, “Pulse-width modulation of z-source inverters”, en Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE, IEEE, vol. 1, 2004.