

# **ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL**

## **FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**

### **DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO DE DOS ETAPAS ACOPLADO A LA RED ELÉCTRICA TRIFÁSICA**

#### **TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y CONTROL**

**PABLO ANDRES PULACHE SARMIENTO**

**DIRECTOR: PABLO ROBINSON RIVERA ARGOTI, Ph D.**

**Quito, octubre 2022**

## **AVAL**

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Pablo Andres Pulache Sarmiento, bajo mi supervisión.



**PABLO ROBINSON RIVERA ARGOTI, Ph D**  
**DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN**

## DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo Pablo Andres Pulache Sarmiento, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración dejo constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.



Pablo Andres Pulache Sarmiento

## DEDICATORIA

*A los mejores padres del mundo Teresa Sarmiento y César Pulache.*

*A mis tías Carmelita († 5 de junio de 2006) y Armidita († 10 de enero de 2022) que  
siempre las llevo en mi corazón.*

*Pablo*

## **AGRADECIMIENTO**

Agradezco primeramente a Dios por permitirme lograr este objetivo que tanto lo he deseado.

A mi familia César Pulache, Teresa Sarmiento y Diego Pulache por ser mi gran soporte en todas las instancias de mi educación y crecimiento. Siempre les estaré agradecido y jamás me cansaré de tratar de compensar todo lo que han hecho por mí.

A mi familia en Machala y Perú que siempre están en mis pensamientos.

Agradezco al Dr. Pablo Rivera por su guía, tiempo y paciencia durante el desarrollo de este trabajo de titulación.

A los grandes amigos que conseguí en la universidad, gracias por tenerme paciencia y compartir tiempos alegres y complicados durante la carrera.

A todos los profesores que dejaron una huella en mi forma de ser, desde la escuela hasta el final de mi sueño de ser profesional.

Agradezco a las instituciones educativas Diario El Comercio, Liceo San Marcos y Escuela Politécnica Nacional por abrirme las puertas y darme la oportunidad de crecer.

Pablo Andres Pulache Sarmiento

# ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA .....	II
DEDICATORIA .....	III
AGRADECIMIENTO .....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN.....	VIII
ABSTRACT.....	IX
1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVOS.....	2
1.1.1 OBJETIVO GENERAL.....	2
1.1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	2
1.2 ALCANCE .....	3
1.3 MARCO TEÓRICO .....	4
1.3.1 CELDAS FOTOVOLTAICAS .....	4
1.3.2 CURVAS CARACTERÍSTICAS .....	5
1.3.3 PANELES FOTOVOLTAICOS.....	8
1.3.4 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS A LA RED .....	10
1.3.4.1 Unidad de acondicionamiento de energía (PCU's) .....	11
1.3.4.2 Unidad de almacenamiento de energía .....	12
1.3.4.3 Topologías de sistemas fotovoltaicos conectados a la red .....	12
1.3.5 CONVERTIDORES DC-DC .....	14
1.3.6 RASTREADOR DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA (MPPT).....	16
1.3.7 CONVERTIDORES DC-AC .....	18
1.3.8 TÉCNICAS DE MODULACIÓN PARA INVERSORES TRIFÁSICOS	19
1.3.9 TRANSFORMACIÓN ENTRE MARCOS DE REFERENCIA.....	19
1.3.9.1 Marco de referencia natural.....	20
1.3.9.2 Marco de referencia estacionario .....	20
1.3.9.3 Marco de referencia rotacional .....	22
1.3.9.4 Transformación de la red eléctrica trifásica al marco $dq0$ .....	24
1.3.10 SINCRONIZACIÓN MEDIANTE PLL (PHASE LOCKED LOOP) .....	27
1.3.11 FILTROS .....	28

2	METODOLOGÍA.....	30
2.1	DESCRIPCIÓN DEL CONVERTOR SEPIC Y RASTREADOR DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA .....	30
2.2	ANÁLISIS MATEMÁTICO DEL CONVERTIDOR SEPIC.....	30
2.2.1	MODOS DE OPERACIÓN.....	31
2.2.1.1	Transistor S1 activado.....	31
2.2.1.2	Transistor S1 desactivado .....	32
2.2.2	MODELO EN VARIABLES DE ESTADO .....	32
2.3	DIMENSIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR SEPIC.....	36
2.3.1	ANÁLISIS DEL FUNCIONAMIENTO .....	37
2.3.2	DISEÑO DEL CONVERTIDOR SEPIC .....	40
2.4	DISEÑO DE LOS ELEMENTOS DEL CONVERTIDOR SEPIC.....	45
2.5	ALGORITMO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR SEPIC.....	53
2.5.1	ALGORITMO IC (CONDUCTANCIA INCREMENTAL) .....	54
2.5.2	ALGORITMO IC MEJORADO .....	56
2.6	ANÁLISIS DE LA ETAPA INVERSORA CONECTADA A LA RED ELECTRICA .....	60
2.6.1	INVERSOR TRIFÁSICO DE DOS NIVELES.....	60
2.6.2	MODULACIÓN SPWM .....	61
2.6.3	MODULACIÓN SVPWM.....	64
2.7	DIMENSIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR DC/AC.....	66
2.8	SISTEMA DE CONTROL DEL CONVERTIDOR DC/AC .....	71
2.8.1	SINCRONIZACIÓN CON LA RED .....	73
2.8.2	SISTEMA DE CONTROL.....	74
2.8.3	DISEÑO DEL LAZO INTERNO DE CORRIENTE (CONTROL PI) ....	76
2.8.4	MODELO DEL LAZO EXTERNO DE VOLTAJE .....	81
2.8.5	CONTROL PROPORCIONAL RESONANTE.....	85
3	RESULTADOS Y DISCUSIÓN .....	89
3.1	CONTROL PI (MARCO DE REFERENCIA dq0) .....	91
3.1.1	IRRADIANCIA VARIABLE CON TEMPERATURA CONSTANTE ....	91
3.1.2	TEMPERATURA VARIABLE CON IRRADIANCIA CONSTANTE ....	99
3.2	CONTROL PR (MARCO DE REFERENCIA $\alpha\beta 0$ ) .....	103
3.2.1	IRRADIANCIA VARIABLE CON TEMPERATURA CONSTANTE ...	103
3.2.2	TEMPERATURA VARIABLE CON IRRADIANCIA CONSTANTE ...	110
4	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....	115

4.1	CONCLUSIONES .....	115
4.2	RECOMENDACIONES .....	116
5	REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.....	117
6	ANEXOS .....	120



## RESUMEN

En este trabajo de titulación se presenta el diseño y simulación de un sistema fotovoltaico de dos etapas conectado a la red eléctrica trifásica. El sistema consta de un panel fotovoltaico conectado a un convertidor DC-DC tipo SEPIC el cual se encarga de energizar a un inversor DC-AC trifásico de dos niveles que se conecta a la red eléctrica mediante un filtro tipo L.

El diseño del sistema consta del análisis del convertidor SEPIC junto con el dimensionamiento de los elementos que lo conforman. Este convertidor es controlado mediante un algoritmo rastreador de máxima potencia (MPPT) que mide el voltaje y corriente del panel fotovoltaico. En base a estas medidas el algoritmo calcula la relación de trabajo con la cual el convertidor DC-DC debe trabajar para que extraiga la máxima potencia del panel fotovoltaico a cualquier irradiancia y temperatura.

El diseño del inversor consta del análisis de los estados de conmutación que deben llevarse a cabo mediante la técnica de modulación SVPWM para generar corrientes y voltajes senoidales a la salida del inversor junto con el dimensionamiento del filtro. El inversor se controla mediante un lazo en cascada, donde el lazo interno controla la corriente que se inyecta a la red en los marcos de referencia rotacional y estacionario, finalmente el lazo externo se encarga del control de voltaje de entrada al inversor.

Para comprobar el funcionamiento del sistema fotovoltaico diseñado y además determinar la eficiencia y calidad de energía que se inyecta a la red se utiliza el software de simulación Matlab-Simulink.

**PALABRAS CLAVE:** Sistema fotovoltaico, SEPIC, inversor, red eléctrica, MPPT, Matlab-Simulink, SVPWM

## **ABSTRACT**

This work presents the design and simulation of a two-stage three phase PV system connected to the grid. The system consists of a photovoltaic panel connected to a DC-DC SEPIC converter which is responsible for energizing a two-level three-phase DC-AC inverter that is connected to the grid through an L filter.

The design of this system consists in the analysis of the SEPIC converter with the sizing of the elements that make it up. This converter is controlled by a Maximum Power Point tracking algorithm (MPPT) that measures the voltage and current of the PV panel. Based on these measurements, the algorithm calculates the working relationship that the DC-DC converter must work with, to extract the maximum power from the photovoltaic panel at any irradiance and temperature.

The design of the inverter consists in the analysis of the switching states that must be carried out using the SVPWM modulation technique to generate sine currents and voltages at the output of the inverter and the sizing of the filter. The inverter is controlled by a cascade loop technique, where the internal loop controls the current that is injected into the grid in both, the rotational and stationary reference frames, finally the external loop is responsible to control the input voltage of the inverter.

In order to simulate the system and check its efficiency and energy quality injected to the grid Matlab-Simulink software is used.

**KEYWORDS:** PV system, SEPIC, inverter, grid, MPPT, Matlab-Simulink, SVPWM

# 1 INTRODUCCIÓN

Ante los problemas ambientales actuales por la intensificación de las emisiones de CO<sub>2</sub> que provocan incremento en el calentamiento global, producto de la generación de energía eléctrica mediante las llamadas energías primarias (petróleo, gas natural, carbón o nuclear), las investigaciones acerca de sistemas de fuentes renovables han experimentado un rápido avance los últimos años debido al incremento de la demanda de energía eléctrica. Esto con el objetivo de que el suministro de energía debe ser sostenible ante las demandas de la sociedad actual que crece constantemente [1].

Las fuentes renovables de energía son la solución más importante para el futuro y deben desarrollarse en este siglo con el objetivo de que estas se hagan cargo de la mayor producción de energía. La capacidad de generación de energía renovable instalada se conforma por medio de plantas eólicas, solares, geotérmicas, hidroeléctricas y bioenergéticas, las cuales han incrementado su aplicación desde el año 2000 de manera exponencial. De estas fuentes renovables, las plantas hidroeléctricas son las que mayormente se han aplicado a lo largo del tiempo [2].

La mayoría de las fuentes de generación renovables dependen de las condiciones climáticas y su integración a un sistema de distribución conlleva un desafío. Estos problemas se deben resolver a fin de llevar la potencia generada por la fuente renovable a la red eléctrica de tal manera que se cumplan con normativas para que el sistema de distribución sea estable y pueda suplir la demanda de manera correcta.

Las plantas solares o eólicas necesitan sistemas convertidores de potencia como medio para poder utilizar su potencia generada, ya sea para el consumo directo o para inyectarla a un sistema de distribución. La potencia que generan los sistemas fotovoltaicos es en base a corriente directa (DC), con lo cual se hace necesario el uso de electrónica de potencia para rastrear el punto de máxima potencia y convertir corriente directa a corriente alterna.

Hoy en día los paneles solares son usados para proveer de energía en una gran variedad de aplicaciones incluidos los sistemas de generación fotovoltaicos conectados a la red, pero estos sistemas dependen de las características ambientales y por eso es necesario el uso de convertidores estáticos de potencia que ayudan a gestionar la energía generada por los paneles fotovoltaicos [3].

Se pueden utilizar convertidores DC-DC y DC-AC para gestionar la energía que se entrega a la red eléctrica, de esto salen dos tipos de sistemas fotovoltaicos. Uno de ellos son los sistemas fotovoltaicos de una etapa que son nombrados así ya que existe una conexión directa entre el panel fotovoltaico con el inversor y este se conecta a la red mediante un filtro. La otra configuración son los sistemas fotovoltaicos de dos etapas que utilizan una etapa de DC-DC previo a la conexión con el inversor.

En base a lo expuesto anteriormente se propone simular un sistema fotovoltaico de dos etapas el cual busca que la potencia generada por los paneles fotovoltaicos sea inyectada a la red eléctrica con un factor de potencia cercano a la unidad.

La conexión de los paneles fotovoltaicos a la red se realiza en la primera etapa a través de un convertidor DC-DC tipo SEPIC que se conecta a la segunda etapa conformada por un convertidor DC-AC de dos niveles y la salida de este conectada a la red mediante un filtro L para cumplir con los requerimientos de distorsión armónica.

El convertidor DC-DC se maneja en base a un algoritmo que permita rastrear el punto de máxima potencia del panel fotovoltaico (MPPT) en función de los cambios de temperatura e irradiancia, con lo cual se asegura el manejo correcto de la potencia generada. La segunda etapa comprendida por el convertidor DC-AC se controla mediante un lazo de control en cascada, donde el lazo externo comprende el control del voltaje DC que enlaza ambos convertidores, mientras que el lazo interno controla la corriente que se inyecte a la red eléctrica trifásica.

Los puntos principales que permiten verificar el buen funcionamiento del sistema son eficiencia de la potencia de salida con respecto a la potencia de entrada, el valor de distorsión armónica en el punto de acoplamiento común, y el desfase entre la corriente de cada línea con el voltaje línea-neutro de la red eléctrica trifásica.

## **1.1 OBJETIVOS**

### **1.1.1 OBJETIVO GENERAL**

Diseñar y simular un sistema fotovoltaico de dos etapas acoplado a la red eléctrica trifásica.

### **1.1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS**

Los objetivos específicos de este trabajo de titulación son:

- Revisar fuentes bibliográficas acerca de las topologías de sistemas trifásicos fotovoltaicos para aplicaciones conectadas a la red.

- Diseñar y simular la electrónica del convertidor DC-DC tipo SEPIC que pertenece a la primera etapa del sistema y diseñar la electrónica que conforma al puente inversor trifásico que conforma la segunda etapa del sistema.
- Diseñar y simular un esquema de control MPPT a un convertidor DC-DC que corresponde a la primera etapa junto con un controlador de corriente en ejes dq0 en el inversor DC-AC que corresponde a la segunda etapa del sistema.
- Examinar el desempeño del esquema de control aplicado al sistema frente a cambios de irradiancia y/o temperatura desde el punto de vista de eficiencia energética y distorsión armónica de la corriente en el punto de acoplamiento común.

## 1.2 ALCANCE

Los siguientes puntos describen el alcance del trabajo de titulación:

- Se realizará un estudio bibliográfico de las topologías de sistemas trifásicos fotovoltaicos conectados a la red eléctrica, para analizar ventajas, desventajas y aplicaciones de las topologías de una etapa, dos etapas y múltiples etapas.
- Como se utilizará la topología de dos etapas, se realizará el análisis matemático, diseño y simulación del circuito de un convertidor DC-DC tipo SEPIC para conformar la primera etapa y posteriormente el diseño de un puente inversor trifásico completo que se acopla a la red eléctrica. Todo el sistema será diseñado para una potencia menor a 10 [kW].
- El sistema de control será diseñado en base a un seguidor de máxima potencia (MPPT) tipo IC mejorado, el cual manejará al convertidor DC-DC que proporcionará un voltaje DC que ingresará al inversor trifásico cuyo sistema es transformado en ejes dq0 para controlar la corriente inyectada a la red eléctrica y de esta manera obtener un factor de potencia cercano a la unidad.
- El sistema fotovoltaico será simulado mediante el software de simulación de Matlab Simulink donde se cambien las condiciones de temperatura e irradiancia para poder examinar el comportamiento del sistema.
- El funcionamiento y desempeño serán evaluados con la eficiencia del sistema donde se compare la potencia generada por los paneles fotovoltaicos con la

potencia entregada a la red. Esto tanto para cambios de irradiancia como de temperatura.

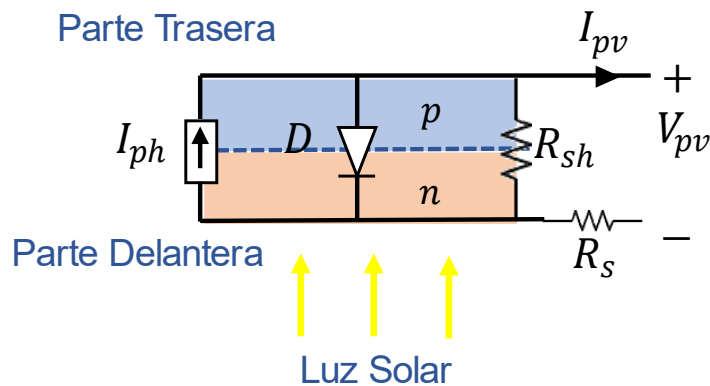
- La calidad de energía será evaluada mediante la medición de la distorsión armónica y el factor de potencia de la corriente en el punto de acoplamiento común de acuerdo con lo establecido en las normas IEEE-519-2014.

### 1.3 MARCO TEÓRICO

En los siguientes ítems se presenta la información necesaria para entender las partes que conforman al sistema y los métodos para controlar los mismos.

#### 1.3.1 CELDAS FOTOVOLTAICAS

Una celda fotovoltaica se puede modelar con componentes eléctricos básicos, como lo indica la Figura 1.1. El proceso que lleva a un fotón de luz crear corriente eléctrica mediante el movimiento de electrones se puede modelar como una fuente de corriente, mientras que la juntura p-n se modela como un diodo. Solo la fuente de corriente junto con el diodo representa el modelo ideal de una celda, pero debido a procesos de fabricación se asocian elementos parásitos al modelo de la celda.



**Figura 1.1.** Modelo básico de una celda fotovoltaica [2].

A la juntura p-n se asocia la resistencia en paralelo  $R_{sh}$ , mientras que los cables que se conectan a la celda fotovoltaica llevan asociados una resistencia,  $R_s$ .

La luz solar es uno de los factores externos que determinan el comportamiento de la celda fotovoltaica, por tanto, otro de los factores ambientales es la temperatura. La cantidad de luz se determina bajo el concepto de irradiancia solar,  $G$ , la cual se mide en  $[W/m^2]$ , esta unidad de medida determina la potencia de la radiación solar por unidad de área. La temperatura  $T$  se mide en grados centígrados.

El modelo de la celda fotovoltaica se puede expresar matemáticamente en base a los efectos de la irradiancia solar, temperatura y características de operación de la fuente de corriente y el diodo. La ecuación básica que expresa las características de corriente y voltaje de una celda fotovoltaica es lo indicado en la Ecuación 1.1 [4].

$$I_{pv} = I_{ph} - I_s \left[ \exp \left( \frac{q \cdot V_{pv}}{a \cdot k \cdot T} \right) - 1 \right] \quad (1.1)$$

Donde,  $I_{ph}$  es la corriente generada por la incidencia de luz,  $I_s$  es la corriente de saturación inversa del diodo,  $q$  es la carga del electrón que tiene una carga de  $1.6021 \times 10^{-19} [C]$ ,  $a$  es el coeficiente ideal del diodo,  $k$  es la constante de Boltzmann cuyo valor aproximado es de  $1.3807 \times 10^{-23} [J \cdot K^{-1}]$ ,  $T$  es la temperatura en grados Kelvin y  $V_{pv}$  es el voltaje en los bornes de la celda [5].

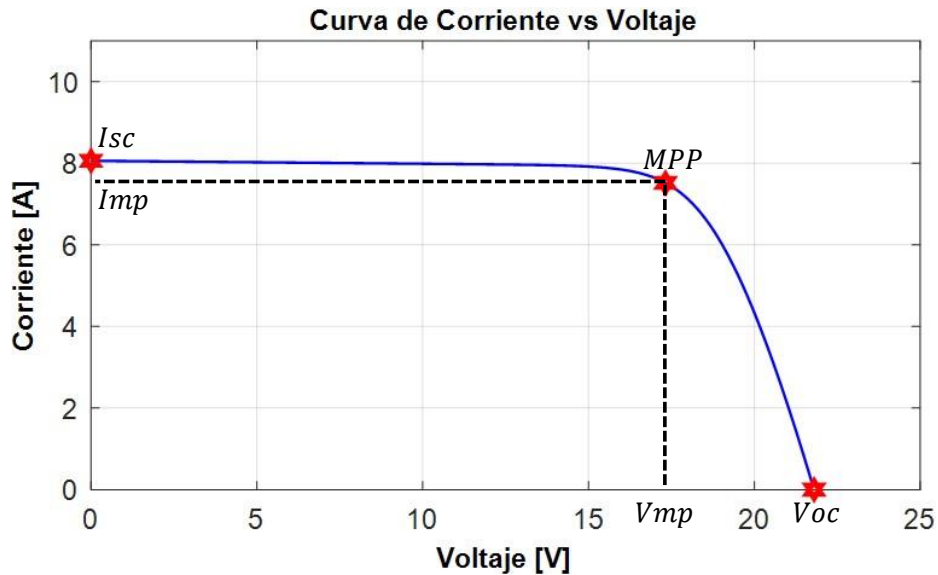
Una sola celda fotovoltaica, produce bajos niveles de corriente, voltaje y potencia, por lo cual se combinan y se realizan arreglos en serie o paralelo para subir la capacidad de generación, de esta manera y de ahora en adelante, a un conjunto de celdas solares se lo llamará panel fotovoltaico. Cabe aclarar que la Ecuación 1.1 no representa las características de corriente-voltaje de un arreglo de paneles fotovoltaicos ya que estos se combinan como se lo ha mencionado anteriormente.

### 1.3.2 CURVAS CARACTERÍSTICAS

Ya sea una celda o conjunto de celdas se presentan ciertas curvas que detallan el comportamiento del voltaje, corriente y potencia en función de la irradiancia solar y temperatura. Todos los fabricantes presentan dos curvas características de los paneles fotovoltaicos para presentar datos y puntos importantes a tomar en cuenta. La primera curva es la de corriente versus voltaje o curva I-V, la segunda es la curva de potencia versus voltaje o curva P-V [2].

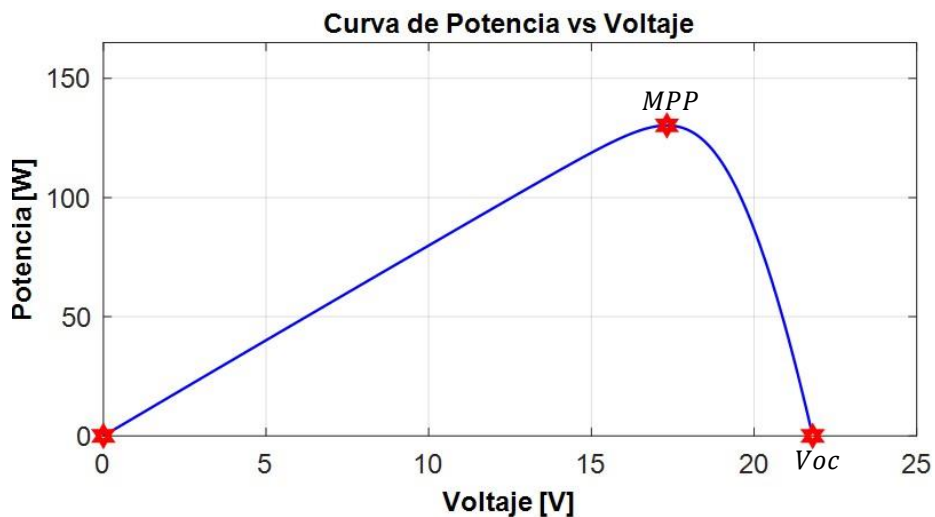
La curva I-V presentada en la Figura 1.2, tiene una estrella que representa el punto de máxima potencia,  $MPP$ , donde el panel fotovoltaico produce su valor máximo de potencia.

Para voltajes inferiores al punto de máxima potencia la corriente es constante a medida que cambia el voltaje, por otra parte, a medida que el voltaje avanza por valores superiores al punto  $MPP$  el voltaje es relativamente constante a medida que la corriente cambia. En estas curvas se presentan dos puntos adicionales. El primero es el voltaje a circuito abierto,  $V_{oc}$ , cuando la corriente del panel fotovoltaico es nula. El segundo punto es la corriente de cortocircuito,  $I_{sc}$ , cuando el voltaje del panel es nulo. Estos valores se pueden observar en las hojas de datos de paneles comerciales.



**Figura 1.2.** Curva I-V característica de un panel fotovoltaico [2].

La curva P-V presentada en la Figura 1.3 indica la relación que existe entre la potencia generada por el panel versus el voltaje, de igual manera el punto de máxima potencia está presente. El voltaje de circuito abierto se da cuando la potencia es nula, es decir, cuando la corriente se hace nula, por tanto, esta curva se calcula en función de la curva I-V.

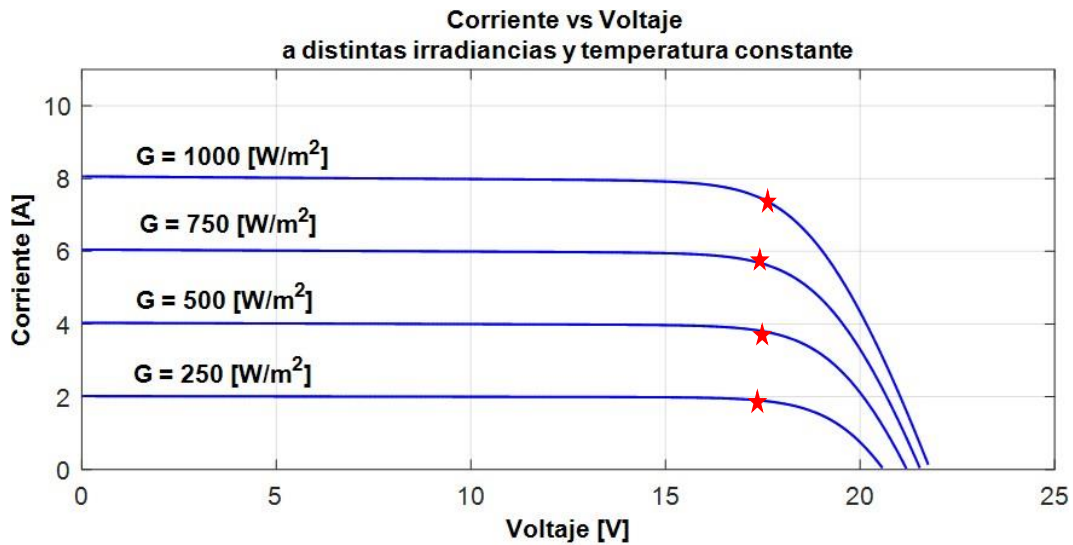


**Figura 1.3.** Curva P-V característica de un panel fotovoltaico [2].

El punto de máxima potencia se da a un voltaje y corriente específicos que llevan el nombre de voltaje a máxima potencia  $V_{mp}$  y corriente de máxima potencia  $I_{mp}$ . Ambas curvas características se encuentran a una irradiancia específica, generalmente se representa la curva nominal, que es a  $1000 \text{ [W/m}^2\text{]}$  con una temperatura de  $25 \text{ [}^\circ\text{C]}$ . Pero también se presentan curvas a distintas irradiancias y temperaturas puesto que a lo largo del día estas variables cambian.

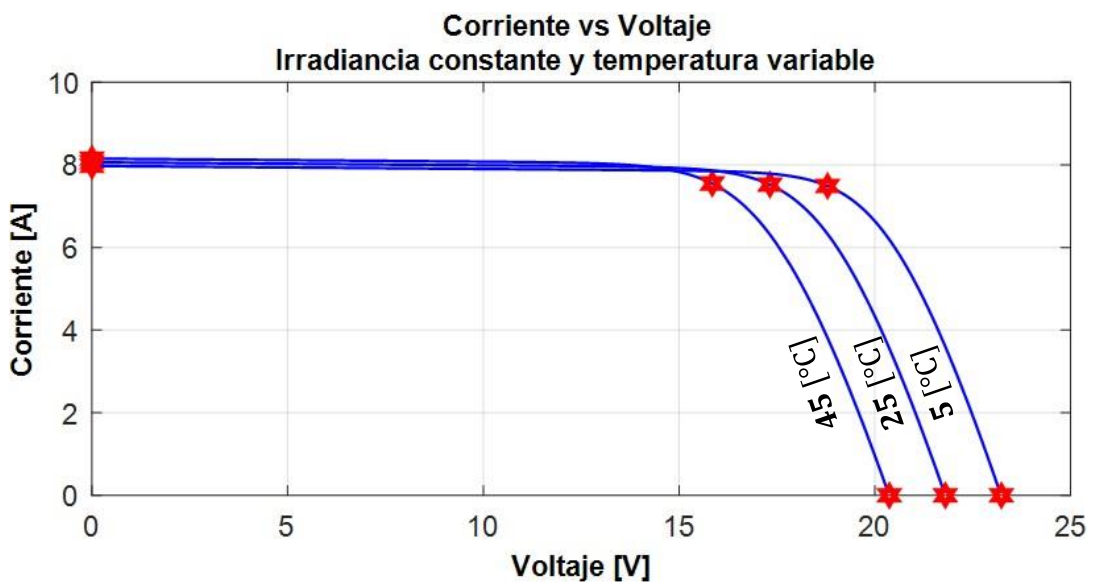


A medida que la irradiancia incrementa la corriente de cortocircuito también y por tanto el punto de máxima potencia también sube, en cambio el voltaje a máxima potencia cambia muy poco, lo cual se observa en la Figura 1.4.



**Figura 1.4.** Curva característica I-V ante cambios de irradiancia [2].

Por efectos de cambios de temperatura sucede lo contrario, es decir, que mientras la temperatura se incrementa, el voltaje de circuito abierto disminuye y por ende el punto *MPP* baja, lo cual se observa en la Figura 1.5.



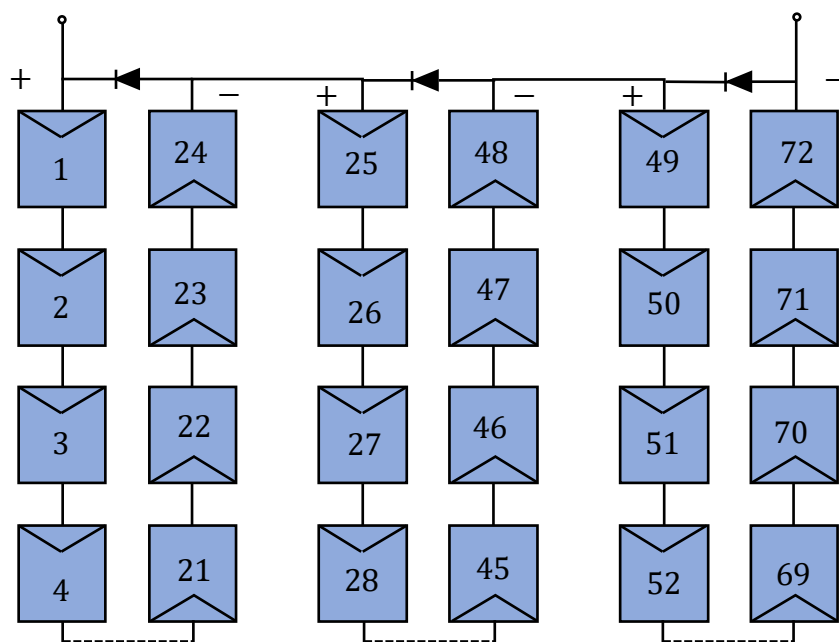
**Figura 1.5.** Curva característica I-V ante cambios de temperatura [2].

Por las características antes mencionadas se puede deducir que la potencia será más alta mientras la intensidad del sol sea alta y la temperatura sea baja. Sin embargo, estas

condiciones son muy difíciles de obtener puesto que la luz solar calienta toda superficie que incide [2].

### 1.3.3 PANELES FOTOVOLTAICOS

Cuando las celdas fotovoltaicas se conectan en serie sus voltajes se suman, cuando las celdas fotovoltaicas se conectan en paralelo las corrientes se suman entre sí. Se conectan celdas en serie o paralelo por necesidades de corriente y voltaje que muchas aplicaciones necesitan. El estándar comercial típico es de 72 a 96 celdas conectadas en serie, de esta manera el voltaje que producen va en un rango de 30 [V] a 60 [V]. Un ejemplo de conexión es el indicado en la Figura 1.6 donde se conectan 72 celdas en serie [2].



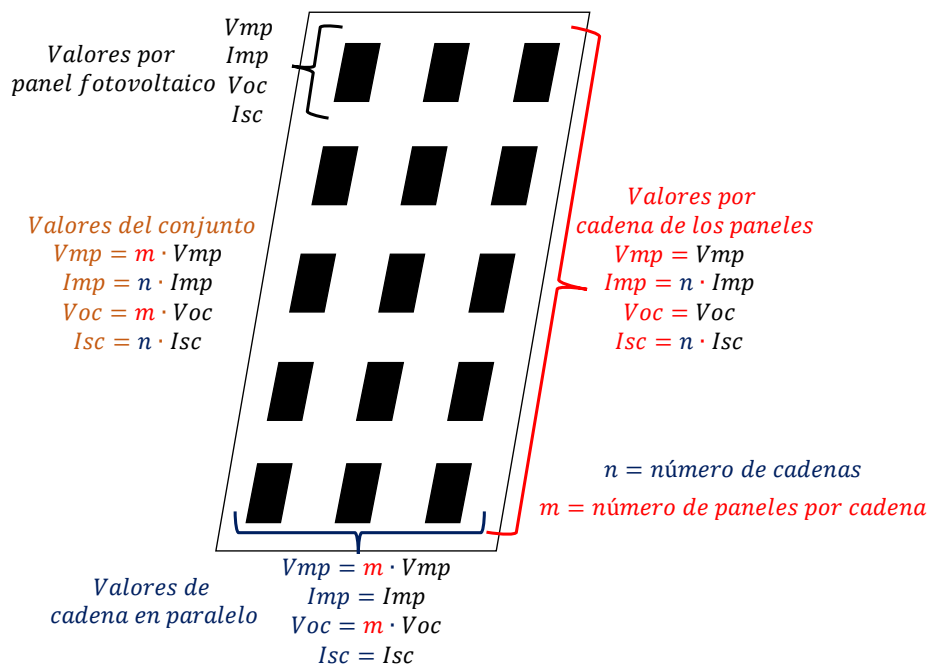
**Figura 1.6.** Arreglo de 72 celdas fotovoltaicas conectadas en serie mediante 3 subcadenas con diodos bypass [2].

La conexión de la Figura 1.6 consta de cadenas de cuatro celdas que forman una subcadena de 24 celdas conectadas en serie. De esta manera se tienen 3 subcadenas, cada una de ellas con un diodo conectado en los extremos de cada subcadena.

El diodo lleva el nombre de “bypass” o derivación, el cual permite un camino adicional a la corriente en caso de que alguna subcadena presente problemas de funcionamiento como sombreado parcial, daño permanente o interrupción de conexión en la subcadena. Estos diodos ayudan a disminuir los efectos de sobrecalentamiento o destrucción de las celdas fotovoltaicas.

Cada uno de estos paneles solares también pueden formar arreglos más grandes con la finalidad de incrementar la capacidad de generación instalada, de igual manera se deben utilizar los diodos de derivación para proteger la potencia de salida. De esta manera los fabricantes venden paneles fotovoltaicos bajo características de voltaje de circuito abierto, corriente de cortocircuito o puntos de máxima potencia a distintas irradiancias tal como se puede ver en el ejemplo de la hoja de datos dada en la referencia [6].

En el software de simulación Simulink de Matlab se encuentra la librería de “Simscape Electrical Specialized Power Systems” donde se tiene el elemento “PV array”, el cual es una matriz de paneles fotovoltaicos. Cada matriz se conforma por cadenas de paneles conectados en paralelo, asignadas por el número  $n$  y cada cadena se conforma de paneles conectados en serie, asignados por el número  $m$  en la Figura 1.7. A cada bloque “PV array” se le puede configurar el número de paneles conectados en serie y el número de cadenas conectadas en paralelo.



**Figura 1.7.** Disposición de los paneles y valores totales del conjunto PV Array.

Cuando se cambia el número de paneles conectados en serie, lo cual conforma una cadena, el voltaje de máxima potencia  $V_{mp}$  sube si se aumenta el número y baja si se disminuye el número de paneles fotovoltaicos, pero la corriente de máxima potencia  $I_{sc}$  se mantiene al valor como si se usara un solo panel fotovoltaico. Lo mismo sucede con el voltaje de circuito abierto  $V_{oc}$  y con la corriente de cortocircuito  $I_{sc}$ .

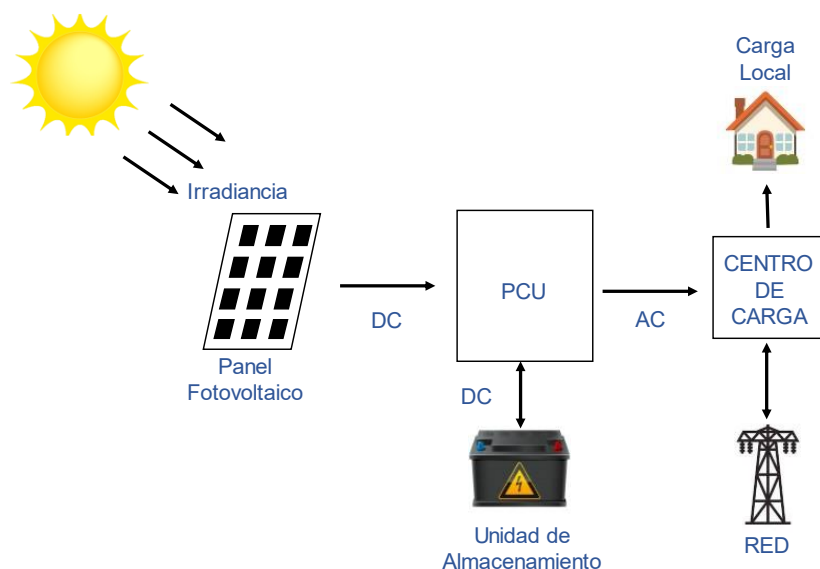
Cuando se cambia el número de cadenas conectadas en paralelo lo que se mantiene es el voltaje de la cadena de paneles fotovoltaicos, pero lo que sube y disminuye es la capacidad de corriente del conjunto. Esto quiere decir que si se aumenta el número de cadenas conectadas en paralelo aumentará la corriente  $I_{mp}$  e  $I_{sc}$  pero el voltaje  $V_{mp}$  y  $V_{oc}$  de cada cadena se mantendrán.

De esta manera se puede asegurar que, al cambio del número de paneles fotovoltaicos conectados tanto en serie por cada cadena, y de la misma manera al cambio del número de cadenas conectadas en paralelo, se afecta la potencia del conjunto puesto que se afecta directamente los valores de voltaje y corriente a máxima potencia.

### 1.3.4 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS A LA RED

Una vez descrita la configuración y características de los paneles fotovoltaicos, se puede revisar su uso y topologías que conforman sistemas en aplicaciones reales [7].

Los sistemas fotovoltaicos conectados a la red se conforman generalmente por el conjunto de paneles solares, unidades de acondicionamiento de energía (PCU's), dispositivos de almacenamiento de energía y la red. Esto se puede observar en la Figura 1.8.



**Figura 1.8.** Componentes de un sistema fotovoltaico conectado a la red [8].

Si bien algunas aplicaciones parecen simples, se debe tener en cuenta que los paneles fotovoltaicos generan corriente directa y por tanto es necesario gestionar esta energía para que pueda ser usada por los requerimientos de la carga. Tal es el caso de sistemas fotovoltaicos conectados a la red o los sistemas de generación aislados, donde el uso de electrónica de potencia es un requerimiento primordial. En base a esto existen algunas

topologías que describen la forma de conectar los paneles solares a los sistemas electrónicos de potencia.

La electrónica de potencia en base a dispositivos semiconductores ha permitido gestionar de manera adecuada la potencia generada por los paneles solares, donde estos circuitos tienen la responsabilidad de convertir la energía generada por los paneles de manera eficiente y confiable [9].

#### 1.3.4.1 Unidad de acondicionamiento de energía (PCU's)

La unidad PCU es un convertidor estático de energía encargado de gestionar la potencia producida por el panel fotovoltaico y convertirla en corriente alterna de alta calidad antes de ser inyectada a la red. En esta unidad se encuentran los circuitos relacionados con la electrónica de potencia, en base a esto, se pueden dividir en sistemas de una y dos etapas. En los sistemas de una etapa, Figura 1.9, se utiliza un convertidor DC-AC conectado directamente al panel solar, pero en los sistemas de dos etapas se utiliza un convertidor DC-DC previo al inversor. Los sistemas de doble etapa, Figura 1.10, brindan mayor flexibilidad en el control a diferencia de los sistemas de una sola etapa, pero los costos se incrementan con lo cual se reduce la confiabilidad del sistema [8].

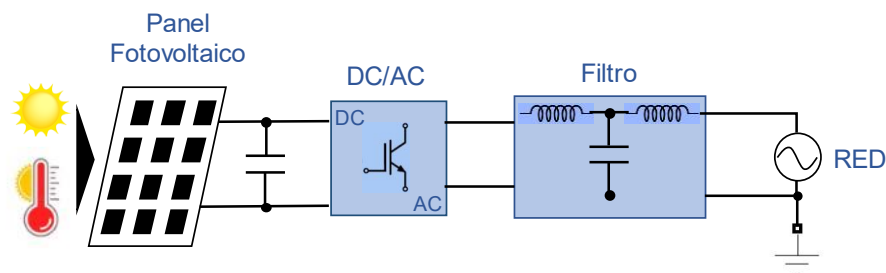


Figura 1.9. Sistema fotovoltaico conectado a la red de una etapa [2].

En el sistema de una etapa, el rastreo del punto de máxima potencia y el control del inversor se genera en una sola estructura, mientras que en el sistema de dos etapas se puede controlar el inversor y el convertidor DC-DC de manera independiente.

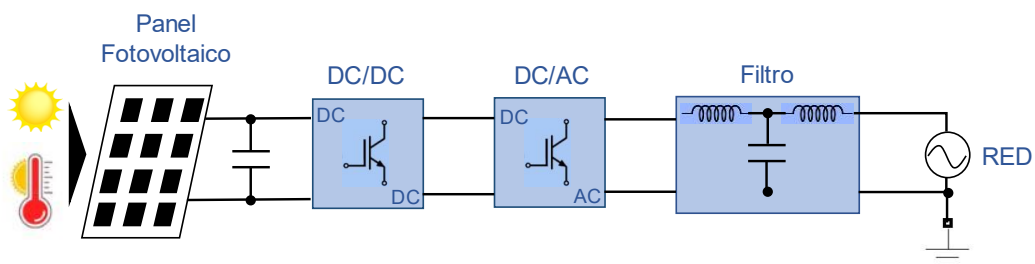


Figura 1.10. Sistema fotovoltaico conectado a la red de dos etapas [2].

De manera general las PCU's se encargan del control de los convertidores usando distintos algoritmos. Uno de ellos son los rastreadores del punto de máxima potencia, MPPT, por sus siglas en inglés. Estos algoritmos se encargan de que el panel fotovoltaico opere en el punto *MPP* a fin de utilizar toda la potencia que el panel pueda generar, logrado un buen aprovechamiento de la energía. También se cuenta con el control de corriente inyectado a la red, el cual procura que la corriente sea de la misma frecuencia de la red con bajo contenido armónico. Las técnicas de control permiten controlar la calidad de potencia inyectada y el factor de potencia entre la red e inversor.

Si la calidad de energía inyectada a la red no cumple con las normativas, se exige que las PCU's detengan la inyección de corriente, para esto se utilizan sistemas intercomunicados para monitorear las señales entre el sistema fotovoltaico y la red. En los diseños de PCU's se pueden incluir controles adicionales para corregir el factor de potencia, filtrado de armónicos y gestión de unidades de almacenamiento o fuentes de energía suplentes como generadores de diesel para garantizar el continuo abastecimiento a la red. También se puede incluir un control que permita amplificar el voltaje de los sistemas fotovoltaicos en base a convertidores DC-DC [8].

#### **1.3.4.2 Unidad de almacenamiento de energía**

Estas unidades se usan en el caso de que el panel fotovoltaico tenga algún problema y no pueda entregar potencia a la red, la instalación de dispositivos de almacenamiento mejora el rendimiento de los sistemas fotovoltaicos al presentarse fluctuaciones de energía debido a factores externos o cuando se presente alta demanda en la carga y la potencia generada no se la suficiente. Existen distintos dispositivos que permiten almacenar energía como las baterías o super capacitores [8].

#### **1.3.4.3 Topologías de sistemas fotovoltaicos conectados a la red**

Los sistemas fotovoltaicos conectados a la red se pueden clasificar según la disposición de los paneles. Si los paneles se conectan en serie entre si toman el nombre de cadena y se conectan en paralelo toman el nombre de matriz. Los paneles fotovoltaicos se organizan en cuatro tipos de configuraciones según el tipo de inversor.

El primero tipo de configuración es el inversor central donde se utilizan varios paneles en serie para incrementar el voltaje y formar una cadena. Pero, para aumentar el nivel de potencia se conectan varias cadenas en paralelo y se forma una matriz. Si se produce sombra sobre los paneles, se utiliza un convertidor DC-DC para elevar el voltaje del bus DC. La desventaja que presenta esta configuración es que solo se usa un MPPT para todo el conjunto de paneles, con lo cual puede haber algunos paneles que estén generando

distinta potencia por efectos de sombra u factor externo y esto hace que la eficiencia del sistema disminuya. Como solo se usa un inversor, si este deja de funcionar el sistema deja de operar. Los inversores centrales tienen un costo bajo y se usan en potencias de 1 a 50 [MW] [10].

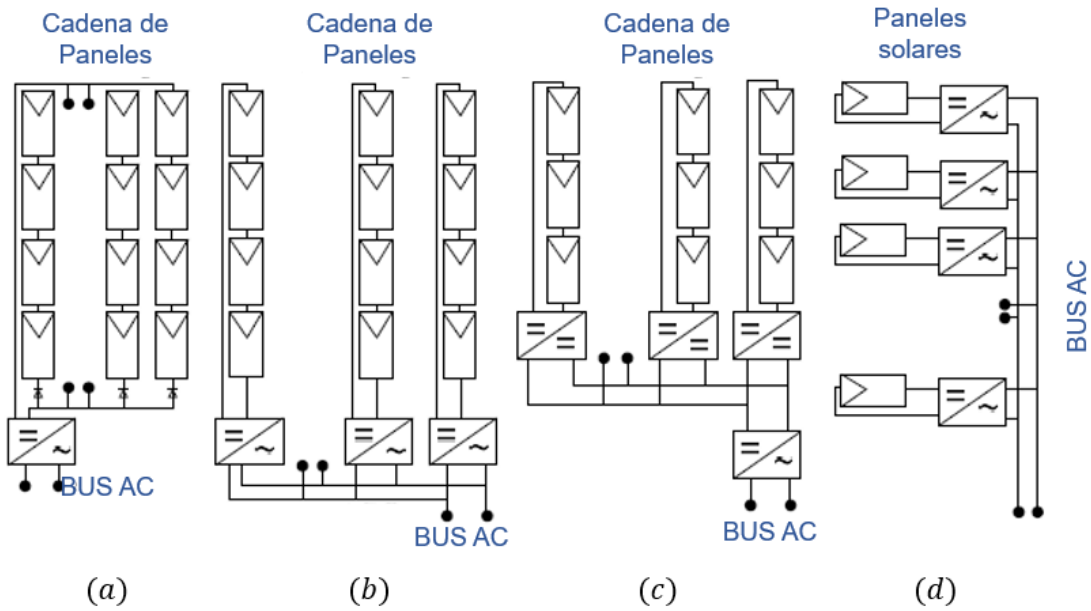
El segundo tipo de configuración es el inversor en cadena, la configuración más utilizada actualmente donde el inversor se conecta de forma independiente y por ende los diodos para evitar el efecto sombra ya no se utilizan entre paneles. En esta topología se aplica un MPPT a cada cadena por lo que la eficiencia aumenta entre el 1% y 3% con respecto al del inversor central. El rango de aplicación es de hasta 5 [kW]. Si un inversor no funciona, no se afecta las demás cadenas sin embargo el costo total de la configuración es alto debido a que se necesitan más equipos de instalación con respecto al inversor central.

El tercer tipo de configuración es el inversor multi-cadena, donde se combinan los beneficios del inversor central y del inversor en cadena. En esta configuración varias cadenas se conectan individualmente a un convertidor DC-DC manejado mediante un MPPT para cada cadena. Todas las cadenas se conectan a un solo inversor central. Este tipo de configuración cubre aplicaciones fotovoltaicas de hasta 50 [kW]. Se pueden integrar varias cadenas de paneles de diferentes orientaciones y aplicaciones a la red. El problema de esta configuración es que se presentan problemas de variación de alto voltaje en la entrada del inversor central. Esta configuración es más costosa que la del inversor central, pero más barata que la configuración de inversores integrados en los paneles [10].

El cuarto tipo de configuración es la de módulos integrados o módulos de AC, donde se también se los conoce como micro inversores puesto que se utilizan en aplicaciones de baja potencia entre 500 [W] y 600 [W]. En esta configuración las funciones del MPPT, amplificación de voltaje y conversión DC-AC se realizan en un solo panel. Cada uno de estos módulos se conecta por separado en la parte posterior de cada panel fotovoltaico por medio de un controlador MPPT. Con esto se optimiza el seguimiento del punto *MPP* debido a que se individualiza el rastreo de acuerdo con las condiciones atmosféricas y sombreado de cada panel. El hecho de que todas las funciones se realicen en un solo panel hace que la circuitería sea compleja y requiera un alto costo inicial. Estos cuatro tipos de topologías se pueden observar en la Figura 1.11.

Con esto ya se puede tener una mejor idea del sistema que se va a configurar, que como ya se mencionó es un sistema de dos etapas, es decir, se utiliza un convertidor DC-DC que se conecta a un inversor DC-AC. Como la aplicación es de 10 [kW], la topología que mejor se acopla es la de inversores multicadena, pero como se puede llegar a este valor con un

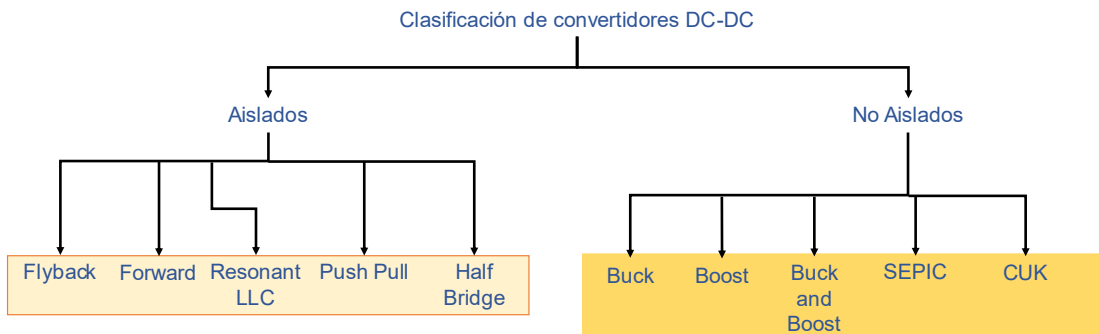
arreglo de paneles, sección 1.3.3 con Simulink, solo será necesario un convertidor DC-DC y el inversor.



**Figura 1.11.** Topologías de sistemas fotovoltaicos conectados a la red. (a) Inversor Central; (b) Inversor en cadena; (c) Inversor multi-cadena; (d) Micro inversores o módulos AC [10].

### 1.3.5 CONVERTIDORES DC-DC

La primera etapa del sistema consiste en un convertidor DC-DC que rastrea el punto de máxima potencia mediante un algoritmo MPPT. Estos convertidores convierten el voltaje DC de una fuente a un nivel diferente de voltaje regulado [11]. Los convertidores se pueden dividir en grupos generales, los convertidores aislados y no aislados. Los convertidores aislados deben su nombre a que existe aislamiento entre la salida y entrada del circuito mediante un transformador. En los convertidores no aislados, esta barrera no se presenta. La clasificación se puede observar en la Figura 1.12.



**Figura 1.12.** Clasificación de los convertidores DC-DC.



Los convertidores no aislados más usados son las topologías CUK, SEPIC, BUCK AND BOOST, BOOST. Estas topologías son usadas en muchas aplicaciones de sistemas fotovoltaicos y existe un gran número de trabajos relacionados al diseño de estos circuitos.

En la Tabla 1.1 se pueden observar características generales de cada uno de estos convertidores. Todos estos tienen su relación matemática entre salida y entrada con respecto a la relación de trabajo de los semiconductores, y a pesar de que algunos tienen la misma relación el análisis de cada uno tiene sus particularidades.

**Tabla 1.1.** Características generales de los convertidores DC-DC [11].

Topología	Cantidad de SC's	Elementos magnéticos	Relación $\frac{V_{out}}{V_{in}}$	Máxima relación de trabajo	Múltiples salidas	Reductor	Elevador
<b>CONVERTIDORES NO AISLADOS</b>							
Buck	2	Un inductor	$\delta$	0.9	No	Si	No
Boost	2	Un inductor	$\frac{1}{1-\delta}$	0.9	No	No	Si
Buck-Boost	2	Un inductor	$\frac{-\delta}{1-\delta}$	0.9	No	Si	Si
SEPIC	2	Dos inductores acoplados o independientes	$\frac{\delta}{1-\delta}$	0.9	No	Si	Si
CUK	2	Dos inductores acoplados o independientes	$\frac{-\delta}{1-\delta}$	0.9	No	Si	Si
<b>CONVERTIDORES AISLADOS</b>							
Flyback	2	Transformador	$\delta \sqrt{\frac{T \cdot V_{out}}{2 \cdot I_{out} \cdot LP}}$	0.9	Si	Si	Si
Forward	4	Transformador e inductor	$\frac{2N_s}{N_p} \delta$	0.45	Si	Si	Si
Half Bridge	8	Transformador e inductor	$\frac{N_s}{N_p} \delta$	0.45	Si	Si	Si
Push Pull	4	Transformador e inductor	$\frac{N_s}{N_p} \delta$	0.45	Si	Si	Si
Resonant LLC	4	Transformador	Dependiente de la frecuencia de resonancia	0.45	Si	Si	Si

Otra diferencia que se puede observar entre los convertidores aislados y no aislados es que la relación entre el voltaje de salida y entrada no depende solamente de la relación de trabajo sino también de la relación de vueltas entre el primario  $N_p$  y secundario  $N_s$  del transformador de aislamiento [11].

En el presente trabajo se utilizará el convertidor SEPIC, ya que tiene la ventaja de no invertir la polaridad del voltaje de entrada, lo cual se presta para una conexión fácil con la etapa inversora.

### **1.3.6 RASTREADOR DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA (MPPT)**

Los algoritmos MPPT sirven para buscar el punto de máxima potencia (*MPP*) de las curvas I-V y P-V características de los paneles solares. Con esto se asegura que el panel opere en su punto de máxima generación ya sea que cambie la temperatura o irradiancia.

Estos algoritmos se utilizan en los esquemas de control de una o dos etapas. El desarrollo de estos algoritmos está justificado en el hecho de que los paneles solares tienen una eficiencia de aproximadamente el 20%, es decir, que no se aprovecha toda la luz solar que cae sobre los paneles, por tanto, es importante trabajar en este punto de máxima potencia para aprovechar la máxima potencia que se genera.

Por ejemplo, al conectar una batería con un panel solar, el panel operaría al voltaje de la batería. Esto haría que el voltaje de operación del panel no sea el adecuado para obtener la potencia máxima y sabiendo que la curva cambia con solo el cambio de la temperatura e irradiancia, de esta manera habría una porción de energía que no se estaría aprovechando. Al implementar el MPPT, se cambia el punto de operación del panel en la corriente y voltaje de máxima potencia, con lo cual se aprovecha la energía total generada.

Se han propuesto varios algoritmos en la literatura, estos varían según complejidad, costo, requerimiento en sensores, implementación en circuitos entre otros aspectos. Se pueden clasificar en las técnicas convencionales y técnicas basadas en inteligencia artificial (IA).

De las técnicas convencionales, los algoritmos más usados son el HC (Hill climbing), P&O (perturbation and observation), IC (incremental conductance), FOCV (fractional open circuit voltage) y FSCC (fractional short circuit current) [12].

Los algoritmos basados en inteligencia artificial como redes neuronales o control lógico difuso se han aplicado con tal de mejorar las técnicas convencionales. Para el caso de las redes neuronales se deben obtener medidas de irradiancia solar y temperatura para ingresar a esta red y así estimar el valor óptimo de la relación de trabajo del convertidor de potencia, el problema es que la red debe ser entrenada con una gran base de datos para obtener el mejor resultado y operar en tiempo real.

El MPPT basado en lógica difusa, tienen la habilidad de calcular el valor de la señal de control para el convertidor de potencia en base al error de medida de potencia, voltaje y corriente [12].

Las características de estos algoritmos se presentan en la Tabla 1.2, donde se puede observar que entradas necesitan, su velocidad, complejidad y si se pueden aplicar digitalmente, lo cual es beneficioso para aplicación en sistemas actuales. El enfoque de seguimiento hace referencia en como logra llegar a los puntos de voltaje y corriente de máxima potencia. El seguimiento iterativo significa que en base a la toma de medidas cada tiempo de muestro se va alcanzando el valor deseado de máxima potencia.

**Tabla 1.2.** Comparación de parámetros entre algoritmos MPPT [12].

Algoritmo	Análogo o Digital	Velocidad	Complejidad de implementación	Sensores de entrada	Enfoque de seguimiento	Eficiencia
<b>Técnicas Convencionales</b>						
HC	Ambos	Lento	Bajo	Voltaje y Corriente	Iterativo	Baja
P&O	Ambos	Medio	Bajo	Voltaje y Corriente	Iterativo	Alta
IC	Digital	Varia	Medio	Voltaje y Corriente	Iterativo con cálculo matemático	Alta
FOCV	Ambos	Medio	Bajo	Voltaje	Parámetros constantes	Baja
FSCC	Ambos	Medio	Medio	Corriente	Parámetros constantes	Baja
<b>Técnicas basadas en IA</b>						
Redes Neuronales	Digital	Rápido	Alta	Varios	Inteligencia Artificial	Baja
Control Difuso	Digital	Rápido	Alta	Temperatura, Irradiancia y Corriente	Inteligencia Artificial	Alta

Los algoritmos convencionales van escalando en las curvas características de los paneles solares, por esta razón utilizan las medidas de voltaje, corriente y potencia. El punto de máxima potencia se encuentra cuando la pendiente de las curvas I-V y P-V es cero, por ende, estos algoritmos se basan en las siguientes ecuaciones.

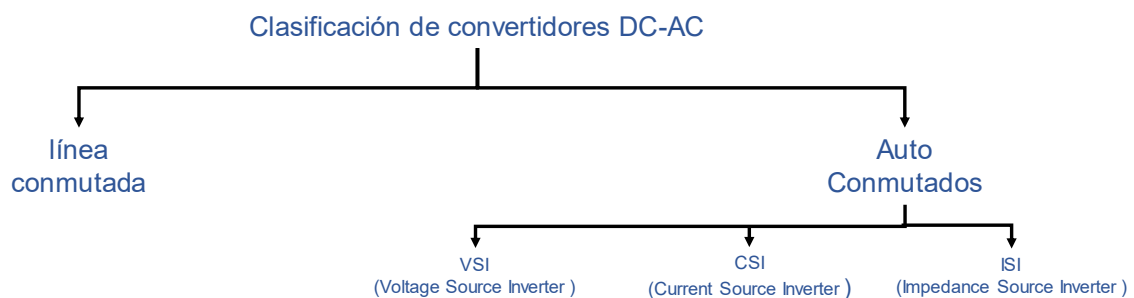
$$\frac{\partial P_{pv}}{\partial V_{pv}} = 0 ; \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} = 0 \quad (1.2)$$

Para este trabajo se ha propuesto el algoritmo IC mejorado, cuyo algoritmo es analizado en el capítulo 2.

### 1.3.7 CONVERTIDORES DC-AC

Como se ha mencionado anteriormente, los convertidores DC-AC son capaces de convertir corriente directa en corriente alterna de manera tal que se puede llevar la potencia generada por una fuente DC a una carga en AC. Los inversores son usados en aplicaciones como variadores de frecuencia o fuentes ininterrumpidas de energía.

Se pueden clasificar en dos grupos que son los inversores de línea conmutada y los inversores auto-conmutados, además se pueden clasificar en subcategorías que se basan en el tipo de fuente de entrada, características de salida, métodos de conexión, tipos de carga, técnicas de modulación y también en función del número de niveles de voltaje de salida, como lo indica la Figura 1.13 [12].

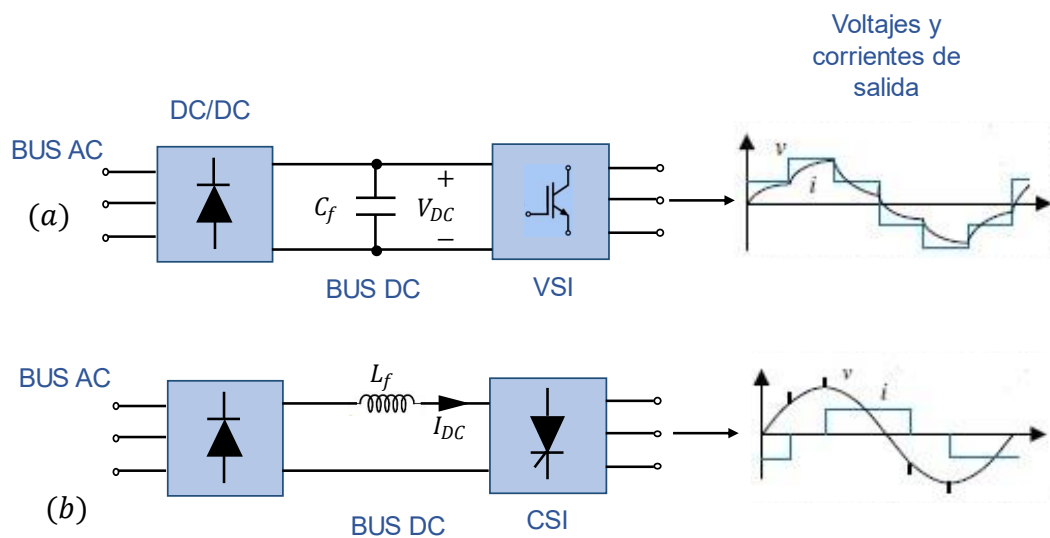


**Figura 1.13.** Clasificación de convertidores DC-AC [12].

Los convertidores de línea conmutados dependen de los parámetros de la red que fija los parámetros de la conmutación y requiere de circuitería adicional para desactivar los elementos de conmutación. Por otro lado, los inversores auto-conmutados son circuitos totalmente controlados de esta manera se puede controlar la forma de onda de corriente y de voltaje de salida del inversor, con esto se logra un sistema resistente ante perturbaciones de la red y capaz de bajar la distorsión armónica de corriente con lo cual se mejora la calidad de energía.

Los inversores VSI son energizados por una fuente de voltaje DC con baja impedancia donde la salida de voltaje no depende de la carga. Los inversores CSI son alimentados por una corriente ajustable desde una fuente DC de voltaje teniendo alta impedancia donde la amplitud de la corriente es independiente de la impedancia de la carga. La fuente de corriente se obtiene normalmente usando inductancias de alto valor en el lado DC del inversor [12]. Como se muestra en la Figura 1.14.

Con estos antecedentes en mente el inversor a utilizar en un VSI, en vista de que el conversor SEPIC actúa como una fuente de voltaje. El desarrollo de esta topología se indica en el capítulo 2.



**Figura 1.14.** Tipos de inversores más utilizados. (a) Inversor VSI; (b) Inversor CSI [13].

### 1.3.8 TÉCNICAS DE MODULACIÓN PARA INVERSORES TRIFÁSICOS

Los métodos más convencionales de modulación para los inversores VSI son las técnicas SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) o modulación por ancho de pulso senoidal y SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) o modulación por ancho de pulso mediante vectores espaciales.

Para este trabajo se implementará la técnica SVPWM cuya finalidad es obtener señales de voltaje línea-línea de 120 grados de desfase entre ellas y de igual amplitud. De igual manera la corriente que se debe obtener es balanceada, es decir que las tres fases tengan la misma amplitud y un desfase de 120 grados entre ellas. Esto a consecuencia de que el convertidor DC/AC se conectará en paralelo con la red eléctrica trifásica. El uso de esta técnica se justifica por tener un mejor índice de modulación y mayor aprovechamiento de la fuente de voltaje DC a comparación de la técnica SPWM. Esto último se detalla en el capítulo 2.

### 1.3.9 TRANSFORMACIÓN ENTRE MARCOS DE REFERENCIA

Una vez observadas las técnicas de modulación, una parte importante de este trabajo es la explicación de los marcos de referencia. Esto debido a que el sistema trifásico de la red se los puede expresar en un marco de referencia  $abc$ . Este marco se puede transformar a otro marco de referencia denominado  $\alpha\beta 0$  o marco de referencia estacionario y este a su vez se puede llevar a un marco de referencia denominado  $dq0$  o marco de referencia rotacional.

### 1.3.9.1 Marco de referencia natural

El marco de referencia  $abc$  o natural hace referencia a un sistema trifásico balanceado donde la suma de corrientes y voltajes es igual a cero. Este se puede describir mediante la siguiente matriz.

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_m \cos(\theta) \\ f_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_m \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

El valor de  $f$  representa al voltaje o corriente del sistema trifásico mientras que  $f_m$  es el valor pico de las señales. En este sistema, las tres señales se encuentran desfasadas 120 grados entre ellas. Y como es balanceado la suma entre ellas siempre es igual a cero [13].

### 1.3.9.2 Marco de referencia estacionario

El marco de referencia estacionario es producto de la transformación del marco de referencia  $abc$  al marco de referencia  $\alpha\beta 0$ . La transformada se puede considerar como una proyección ortogonal de las tres variables  $abc$  sobre los ejes  $\alpha\beta 0$  [13].

Para el ejemplo de la Figura 1.15 usando relaciones trigonométricas los ejes  $\alpha\beta 0$  se convierten en:

$$f_\alpha = k \left[ f_a \cos(0) + f_b \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + f_c \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (1.4)$$

$$f_\beta = k \left[ f_a \sin(0) + f_b \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + f_c \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (1.5)$$

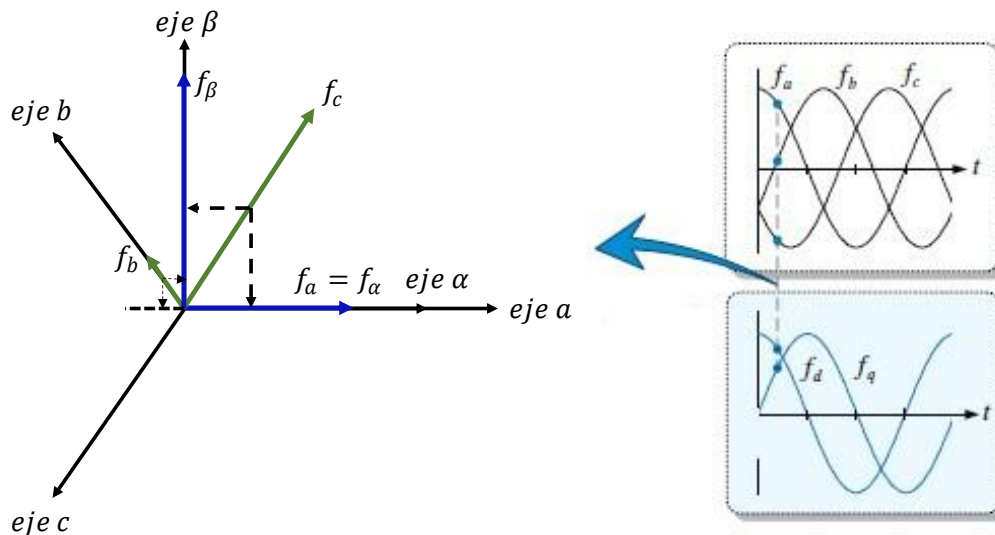


Figura 1.15. Transformación en el marco de referencia estacionario [13].

La transformación del sistema estacionario trifásico  $abc$  a un marco de referencia arbitrario rotatorio a una velocidad  $\omega$  se puede expresar de la siguiente manera:

$$f_{dq0} = T(\theta)f_{abc} \quad (1.6)$$

En la ecuación anterior,  $f_{dq0}$  y  $f_{abc}$  son matrices transpuestas.

$$f_{dq0} = [f_d \quad f_q \quad f_n]^T \quad (1.7)$$

$$f_{abc} = [f_a \quad f_b \quad f_c]^T \quad (1.8)$$

La variable variable nombrada  $f$  hace referencia a corriente o voltaje, donde el subíndice indica al marco de referencia que pertenece.  $T(\theta)$  es la matriz de transformación [13].

$$T(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

El ángulo de desplazamiento  $\theta$  se define como la integral de la velocidad  $\omega$  del marco de referencia  $abc$ .

$$\theta = \int \omega(t)dt + \theta(0) \quad (1.10)$$

Al establecer el ángulo de desplazamiento  $\theta$  en cero, la transformada de las variables del marco de referencia  $abc$  al marco estacionario  $\alpha\beta$  se representa mediante la siguiente ecuación.

$$f_{\alpha\beta 0} = T(0) \cdot f_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

La Ecuación 1.11 describe la transformada de un sistema de referencia  $abc$  al sistema de referencia estacionario  $\alpha\beta 0$ , la cual es llamada Transformada de Clark. Las variables  $\alpha\beta 0$  se obtienen al resolver la anterior ecuación.

$$\begin{cases} f_{\alpha} = \frac{2f_a - f_b - f_c}{3} \\ f_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(f_b - f_c) \\ f_0 = \frac{2(f_a + f_b + f_c)}{3} \end{cases} \quad (1.12)$$

La red eléctrica trifásica se propone como un sistema trifásico balanceado donde la suma de corrientes y voltajes es cero, por lo que la tercera operación de la Ecuación 1.12 da como resultado cero, y por eso el sistema se coordenadas estacionario lleva el nombre de  $\alpha\beta 0$  [13].

$$f_a + f_b + f_c = 0 \quad (1.13)$$

De esta manera las equivalencias de la Ecuación 1.12 se pueden reescribir como:

$$\begin{cases} f_{\alpha} = f_a \\ f_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(f_b - f_c) \\ f_0 = 0 \end{cases} \quad (1.14)$$

La transformación inversa se obtiene mediante las equivalencias de siguiente ecuación.

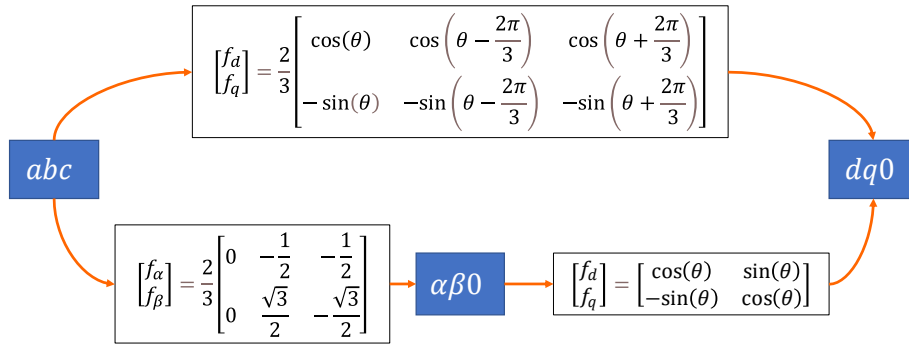
$$\begin{cases} f_a = f_{\alpha} \\ f_b = -\frac{1}{2}f_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}f_{\beta} \\ f_c = -\frac{1}{2}f_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}f_{\beta} \end{cases} \quad (1.15)$$

### 1.3.9.3 Marco de referencia rotacional

Como su nombre lo menciona, el marco de referencia rotacional gira a la velocidad  $\omega$  del sistema de referencia  $abc$  y como anteriormente se mencionó este marco de referencia es nombrado  $dqn$ . Es decir, la matriz  $T(\theta)$  de la ecuación 1.9, va del sistema de referencia  $abc$  al sistema de referencia  $dq0$ , el último índice del marco de referencia es nulo puesto que como se mencionó, el sistema eléctrico trifásico es balanceado, por lo que la suma de corrientes y voltajes es cero.

Para ir del marco de referencia estacionario al marco de referencia rotatorio se necesita calcular el ángulo de desplazamiento mediante la Ecuación 1.10, de esta manera la transformación al marco de referencia se puede expresar mediante la Ecuación 1.16 y se muestra en la Figura 1.16.





**Figura 1.16.** Transformación del marco de referencia *abc* al marco de referencia estacionario y rotacional [13].

$$f_{dq0} = R(\theta) \cdot f_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

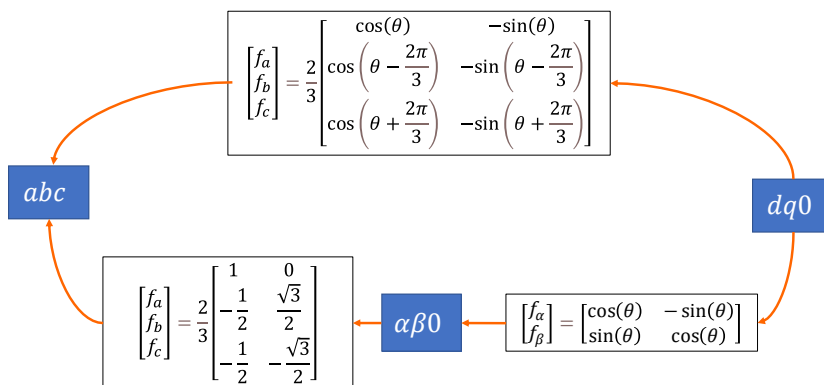
Al conocer que  $f_0$  es nulo las equivalencias de la Ecuación 1.16 quedan de la siguiente manera:

$$\begin{cases} f_d = f_\alpha \cos(\theta) + f_\beta \sin(\theta) \\ f_q = -f_\alpha \sin(\theta) + f_\beta \cos(\theta) \end{cases} \quad (1.17)$$

De igual manera se puede realizar el proceso inverso para ir del marco de referencia rotacional al marco de referencia estacionario mediante las siguientes ecuaciones.

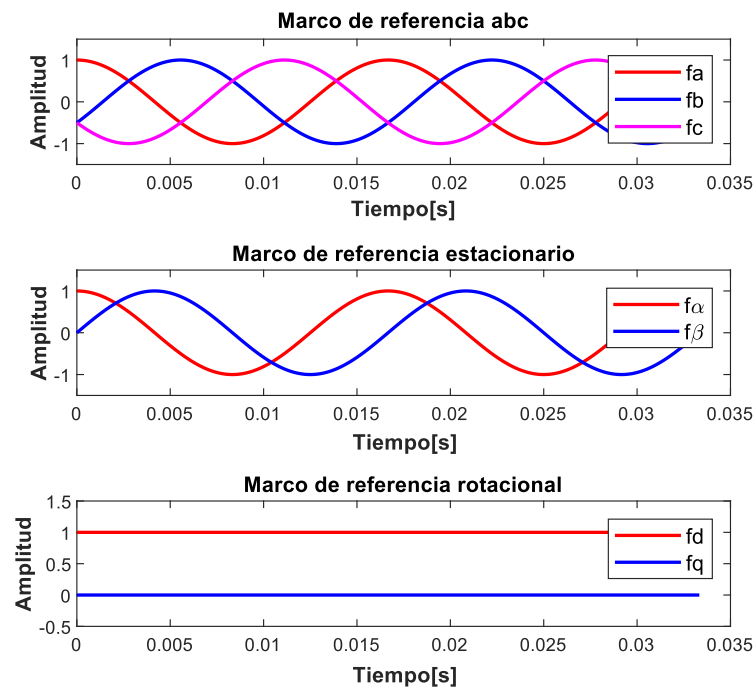
$$\begin{cases} f_\alpha = f_d \cos(\theta) - f_q \sin(\theta) \\ f_\beta = f_d \sin(\theta) + f_q \cos(\theta) \end{cases} \quad (1.18)$$

La transformación, del marco estacionario al marco rotacional, es conocida como Transformada de Park. En la Figura 1.17 se indica el camino inverso para ir del marco de referencia *dq0* a los marcos de referencia  $\alpha\beta 0$  y *abc*.



**Figura 1.17.** Transformadas inversas de la Figura 1.16 [13].

Las transformadas se pueden aplicar de manera sencilla en Simulink debido a que este paquete de simulación contiene los bloques que permiten obtener los valores en cada marco de referencia. De manera general, las señales que se deben obtener tras realizar la transformación del marco de referencia natural al rotacional son dos valores, el primero que pertenece al eje  $d$  cuyo valor debe ser  $f_m$ , es decir, el valor pico de las ondas del sistema trifásico. El segundo es el valor que pertenece al eje  $q$ , donde debería ser un valor nulo. En el marco de referencia estacionario, las señales que se obtienen dos ondas senoidales desfasadas 90 grados, como se indica en la Figura 1.18 [13].

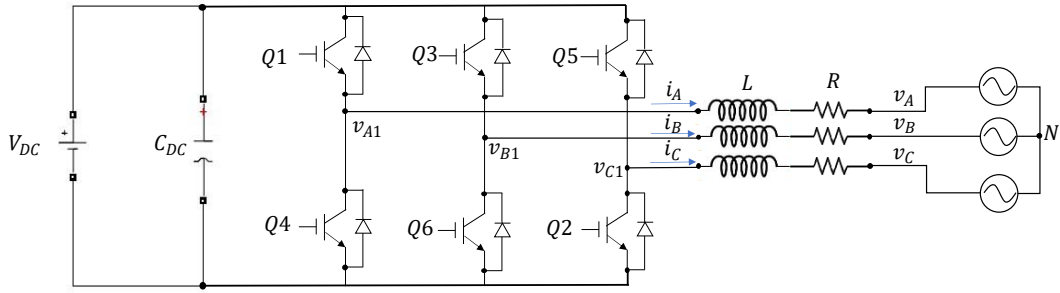


**Figura 1.18.** Señales producto de la transformación entre marcos de referencia.

#### 1.3.9.4 Transformación de la red eléctrica trifásica al marco $dq0$

El sistema por realizar propone el control sobre las corrientes de cada línea de la red eléctrica, para esto se llevan las corrientes de la red eléctrica trifásica al marco de referencia rotacional, ya que como se observa en la Figura 1.18, las referencias se hacen lineales.

El circuito del inversor junto con el filtro y la red se presenta en la Figura 1.19, donde los voltajes de cada rama del inversor son  $v_{A1}$ ,  $v_{B1}$ ,  $v_{C1}$ . Al aplicar la ley de voltajes LVK (Ley de Voltajes de Kirchhoff) y reemplazando las equivalencias de voltajes de los inductores y voltajes de las resistencias de cada línea se obtienen las siguientes ecuaciones que describen la corriente del sistema.



**Figura 1.19.** Circuito inversor trifásico conectado a la red eléctrica trifásica.

$$\begin{cases} \frac{di_A(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i_A(t) + \frac{1}{L}(v_{A1}(t) - v_A(t)) \\ \frac{di_B(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i_B(t) + \frac{1}{L}(v_{B1}(t) - v_B(t)) \\ \frac{di_C(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i_C(t) + \frac{1}{L}(v_{C1}(t) - v_C(t)) \end{cases} \quad (1.19)$$

Estas ecuaciones deben ser transformadas al marco de referencia  $dq0$  según [14], donde se indica que el modelo en el marco de referencia  $abc$  se puede expresar como la siguiente ecuación.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_A(t) \\ x_B(t) \\ x_C(t) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} x_A(t) \\ x_B(t) \\ x_C(t) \end{bmatrix} + Bu \quad (1.20)$$

La matriz de transformación se puede expresar de manera general como  $\Lambda_\theta$  y su inversa como  $\Lambda_\theta^{-1}$ . De esta manera, se puede expresar la transformación entre los marcos de referencia  $abc$  y  $dq0$ .

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \Lambda_\theta \begin{bmatrix} x_A(t) \\ x_B(t) \\ x_C(t) \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

$$\begin{bmatrix} x_A(t) \\ x_B(t) \\ x_C(t) \end{bmatrix} = \Lambda_\theta^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Al sustituir la Ecuación 1.22 en la Ecuación 1.21 se obtiene la equivalencia en el marco de referencia  $dq0$ , y aplicando la regla de la cadena para obtener la derivada se obtiene la siguiente expresión.

$$\frac{d}{dt}(\Lambda_\theta^{-1}) \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} + \Lambda_\theta^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = A \left( \Lambda_\theta^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \right) + Bu \quad (1.23)$$

La derivada de la matriz inversa  $\Lambda_\theta^{-1}$  esta dada por la siguiente ecuación.

$$\frac{d}{dt}(\Lambda_\theta^{-1}) = -\Lambda_\theta^{-1}W \quad (1.24)$$

De la última expresión la matriz  $W$  es igual a:

$$W = \begin{bmatrix} 0 & \frac{d}{dt}\theta & 0 \\ -\frac{d}{dt}\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Reemplazando la Ecuación 1.24 en la Ecuación 1.23 se obtiene la expresión que describe la dinámica del sistema en el marco de referencia  $dq0$ .

$$-\Lambda_\theta^{-1}W \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} + \Lambda_\theta^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = A \left( \Lambda_\theta^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \right) + Bu \quad (1.26)$$

Reorganizando la expresión, sacando factor común y multiplicando por la matriz de transformación  $\Lambda_\theta$  se obtiene la igualdad de la siguiente expresión, conociendo que el producto de la inversa por esta matriz es la matriz identidad.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = (A + W) \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} + \Lambda_\theta Bu \quad (1.27)$$

Reescribiendo la Ecuación 1.19 de forma matricial y aplicando la Ecuación 1.27 al sistema, se pueden llevar las corrientes del circuito del marco de referencia  $abc$  al marco de referencia  $dq0$ . Donde  $\Lambda_\theta$  es la matriz de transformación  $T_\theta$  y teniendo en cuenta que la derivada del ángulo de desplazamiento es la velocidad del marco de referencia  $abc$  y se expresa como  $\omega_s$ .

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \left( \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_s & 0 \\ -\omega_s & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{d1} - v_d \\ v_{q1} - v_q \\ v_{01} - v_0 \end{bmatrix} \end{pmatrix} \quad (1.28)$$

La transformada al marco de referencia  $dq0$ , permite describir al sistema como un modelo lineal e invariante en el tiempo, por esta razón los valores de corriente y voltaje en este marco son nombrados con minúsculas debido a que siguen en el dominio del tiempo. Conociendo que el tercer eje es cero, con lo cual solo se obtienen dos ecuaciones de la ecuación matricial 1.28, donde se despejan los voltajes y se expresan las igualdades [15].

$$L \frac{di_d}{dt} + Ri_d - L\omega_s i_q = (v_{d1} - v_d) \quad (1.29)$$

$$L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + L\omega_s i_d = (v_{q1} - v_q) \quad (1.30)$$

En las anteriores ecuaciones se expresa la relación entre las corrientes  $i_d$  e  $i_q$  con los voltajes  $v_d$  y  $v_q$  en el marco de referencia  $dq0$ . Las corrientes son las encargadas de inyectar potencia activa y reactiva a la red eléctrica trifásica, los voltajes  $v_{d1}$  y  $v_{q1}$  son las salidas de voltaje del inversor en el marco de referencia  $dq0$  y los voltajes  $v_d$  y  $v_q$  son los voltajes de la carga del inversor (red eléctrica).

### 1.3.10 SINCRONIZACIÓN MEDIANTE PLL (PHASE LOCKED LOOP)

Las transformadas antes mencionadas se las realiza en base al ángulo de desplazamiento y a la obtención de la velocidad del marco de referencia  $abc$ , el cual se determina en base a la frecuencia de oscilación de las ondas de voltaje y corriente. Estos datos son esenciales debido a que se debe sintonizar el control del inversor con la red. En la práctica el voltaje de la red presenta armónicos debido a que oscilaciones o cargas no lineales conectadas a la red, con lo cual se hace difícil la detección de la frecuencia de la red.

En la literatura se han propuesto varios métodos para lograr la sintonización entre el control del inversor y la red, uno de estos métodos es el llamado PLL, el cual presenta gran desempeño. Se lo puede traducir como un lazo de control para el seguimiento de fase y se conforma de tres bloques principales. El primero es un detector de fase (PD), el segundo es un filtro pasa bajos (LF) y el tercero es un oscilador controlado de voltaje (VCO), como se indica en la Figura 1.20.



**Figura 1.20.** Esquema básico de un PLL.

En la literatura se han propuesto varios métodos para lograr la sintonización entre el control del inversor y la red, uno de estos métodos es el llamado PLL, el cual presenta gran desempeño. Se lo puede traducir como un lazo de control para el seguimiento de fase y se conforma de tres bloques principales. El primero es un detector de fase (PD), el segundo es un filtro pasa bajos (LF) y el tercero es un oscilador controlado de voltaje (VCO).

En base a este estema existen algunas clases de PLL's que se han desarrollado en la literatura [16].

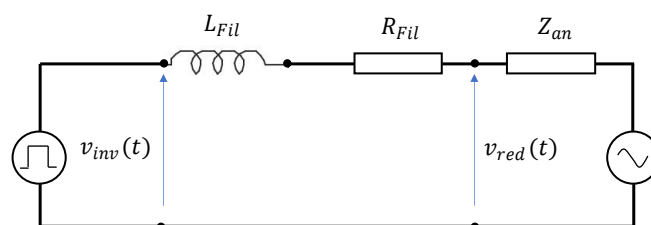
- SFR-PLL (PLL del marco de Referencia Síncrono)
- SOGI-PLL (Integrador Generalizado de Segundo Orden)
- EPLL (PLL Mejorado)
- QPLL (PLL de cuadratura)

El PLL que se utilizará en la simulación se encuentra descrito en la sección 2.11.1 donde la estructura pertenece al bloque ya predeterminado por Simulink de Matlab. Se basa en mismo principio ya descrito y cada parte de encuentra explicada en esa sección. En este trabajo de titulación no se da un enfoque amplio en este tema debido a que es un tema extenso, y el objetivo es utilizar lo que ya está implementado para poder usar en el sistema y conseguir la sintonización de manera efectiva.

### 1.3.11 FILTROS

Por el efecto de modulación, las formas de onda de salida del inversor presentan distorsión armónica, la cual debe ser suprimida para poder inyectar una corriente lo más senoidal posible. Los armónicos en la corriente aparecerán en valores múltiplos a la frecuencia de conmutación del inversor por lo cual es necesario tener un filtro entre el inversor y la red para filtrar estas frecuencias. Los filtros más convencionales son los tipo L (inductor), LC (inductor-capacitor) y LCL (inductor-capacitor-inductor), los cuales son filtros pasa bajos.

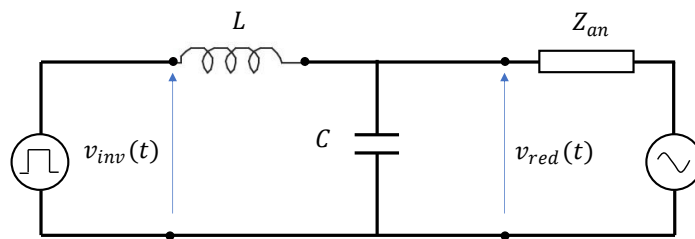
En la práctica, los filtros L no son utilizados comúnmente porque su función de transferencia presenta atenuación con un alto valor de inductancia, y si el valor del filtro es alto, la dinámica del sistema se hace más lenta. El filtro L, diagrama de la Figura 1.21, comienza a atenuar frecuencias cada 20 [dB/dec] a partir de la frecuencia de corte. Esta frecuencia debe ser la de diseño del filtro, que corresponde a la frecuencia de la red [17].



**Figura 1.21.** Esquema de un filtro L.

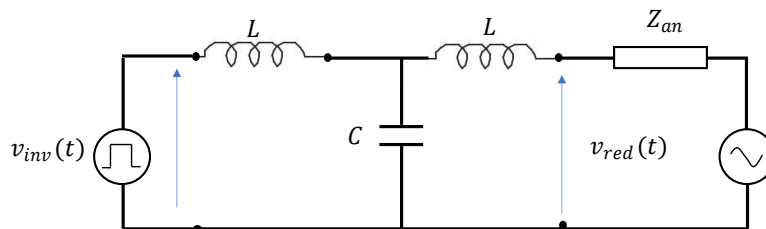
El filtro LC se muestra en la Figura 1.22, este filtro se diseña en base a una frecuencia de corte, la cual es un factor muy importante que considerar, debido a que la frecuencia de corte debe ser bastante pequeña con respecto a la frecuencia de conmutación para filtrar

los armónicos. El valor de la frecuencia de corte se escoge entre el 33.33% y 50% de la frecuencia de conmutación [17].



**Figura 1.22.** Esquema de un filtro LC.

El filtro LCL, Figura 1.23, cuya función de transferencia es de tercer orden, puede atenuar de mejor manera los armónicos a partir de la frecuencia de resonancia debido a que su ganancia decae unos 60 [dB/dec], con lo cual se pueden dimensionar elementos más pequeños con respecto a los anteriores filtros [18].



**Figura 1.23.** Esquema de un filtro LCL.

En el diseño de estos filtros se consideran resistencias para amortiguar la respuesta del filtro en vista de que se puede introducir la frecuencia de resonancia de este en la red. La frecuencia de resonancia es aquella donde el filtro comienza a atenuar la señal de entrada, con lo cual si esta frecuencia se inserta en el sistema se puede presentar mayor distorsión armónica.

Al aplicar la técnica de modulación SVPWM, se espera que la cantidad de armónicos se presente en altas frecuencias, por lo que el diseño de un filtro L sería suficiente para resolver el problema y conectar el inversor de manera satisfactoria a la red. El diseño de este filtro se presenta en el capítulo 2.

## **2 METODOLOGÍA**

En los siguientes ítems se presenta la investigación aplicada de este trabajo de titulación tomando como base una simulación. Se realiza un análisis completo de la primera etapa, la cual incluye al convertor DC/DC y su control para rastrear el punto de máxima potencia, así como el análisis de la etapa inversora junto con el diseño del sistema de control y los elementos de este.

### **2.1 DESCRIPCIÓN DEL CONVERTOR SEPIC Y RASTREADOR DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA**

La primera etapa que conforma el sistema fotovoltaico es un convertidor DC-DC tipo SEPIC, el cual es utilizado para rastrear el punto de máxima potencia del panel fotovoltaico. Para lograr este cometido, el convertidor es manejado a través de un algoritmo rastreador del punto de máxima potencia (MPPT) de tipo Conductancia Incremental (IC) mejorado, para poner al convertidor en una determinada relación de trabajo que permite seguir el punto de máxima potencia a una irradiancia específica, usando las medidas de voltaje y corriente del panel fotovoltaico.

Primero se realiza un análisis del convertidor DC-DC SEPIC, luego se realiza el diseño del convertidor desde el punto de vista de dimensionamiento de los elementos que conforman el convertidor y finalmente, aplicar la técnica de control apropiada mediante el algoritmo IC para rastrear el punto de máxima potencia del panel fotovoltaico.

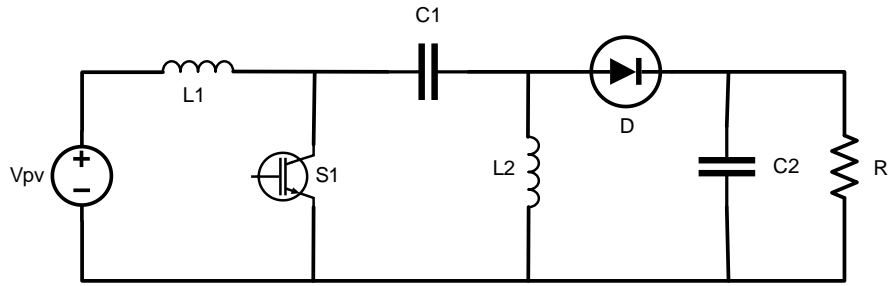
### **2.2 ANÁLISIS MATEMÁTICO DEL CONVERTIDOR SEPIC**

La primera parte del sistema consiste en realizar el análisis matemático del convertidor SEPIC, el mismo que es indicado en la Figura 2.1. Como se puede observar, el convertidor está conformado por dos inductores, dos capacitores, un diodo y un transistor que puede ser un IGBT o un Mosfet con lo cual lo convierte en un sistema de cuarto orden. Este convertidor produce una salida de voltaje de igual polaridad que la entrada, así mismo el convertidor tiene la capacidad de reducir y elevar el voltaje de entrada de acuerdo con la relación de trabajo que maneje el transistor.

El capacitor C1 filtra cualquier componente DC entre la entrada y salida mientras que el ánodo del diodo D debe estar conectado a un potencial conocido, por esta razón se conecta el inductor L2 a tierra desde el ánodo del diodo D [19].

Esta topología permite el flujo de potencia desde la fuente  $V_{pv}$ , que representa al panel fotovoltaico, hasta la carga R, la cual representa la impedancia del convertidor DC/AC que es la siguiente etapa.

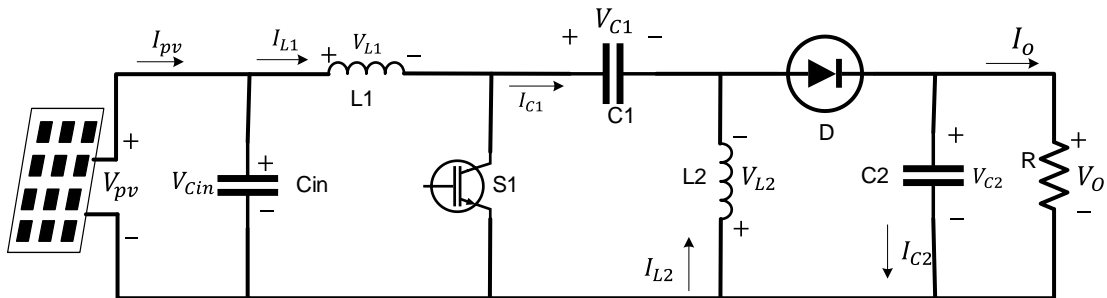




**Figura 2.1.** Topología del convertidor DC-DC SEPIC.

Debido a la posición del diodo antes de la carga, el convertidor solo trabaja en un cuadrante, por lo cual la potencia y voltaje entregados son siempre positivos.

Al convertidor se le añade un capacitor de entrada para regular y estabilizar el voltaje del panel fotovoltaico, como se indica en la Figura 2.2.



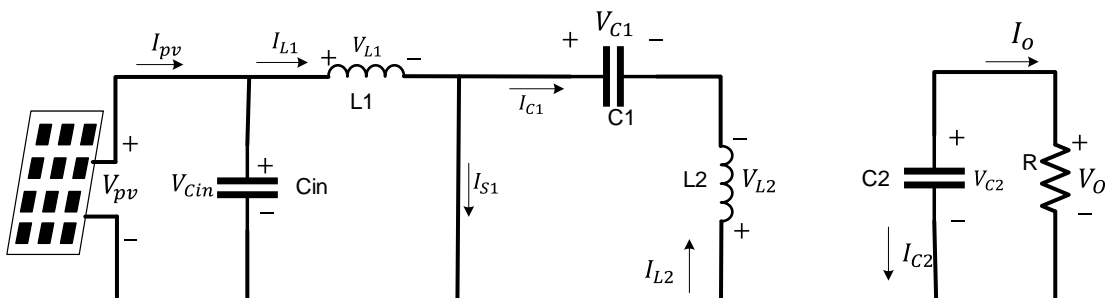
**Figura 2.2.** Topología por utilizar en la primera etapa del sistema fotovoltaico.

## 2.2.1 MODOS DE OPERACIÓN

El transistor tiene dos estados posibles dentro de su operación, uno cuando se encuentra activado o en cortocircuito y otro estado cuando se encuentra abierto o desactivado.

### 2.2.1.1 Transistor S1 activado

Cuando el transistor S1 se encuentra activado, circuito de la Figura 2.3, el inductor L1 adquiere el mismo voltaje del panel fotovoltaico.



**Figura 2.3.** Convertidor cuando S1 se encuentra cerrado.

El inductor L2 adquiere el mismo voltaje que ha almacenado el capacitor C1. En este modo, el diodo se encuentra polarizado de forma inversa y por esta razón la carga es alimentada por el voltaje almacenado en el capacitor C2. Para este modo de operación la relación de trabajo es  $\delta T$ .

### 2.2.1.2 Transistor S1 desactivado

Cuando el transistor S1 se encuentra desactivado, el diodo se polariza de forma directa, de esta manera la energía almacenada en los inductores L1 y L2 se transfiere a la carga R, así el capacitor C2 se carga con un voltaje positivo. El capacitor C1 se carga al mismo voltaje que el panel fotovoltaico en estado estable. Para este modo de operación la relación de trabajo es el complemento de la anterior, es decir,  $(1 - \delta)T$ . El circuito equivalente se indica en la Figura 2.4 [20].

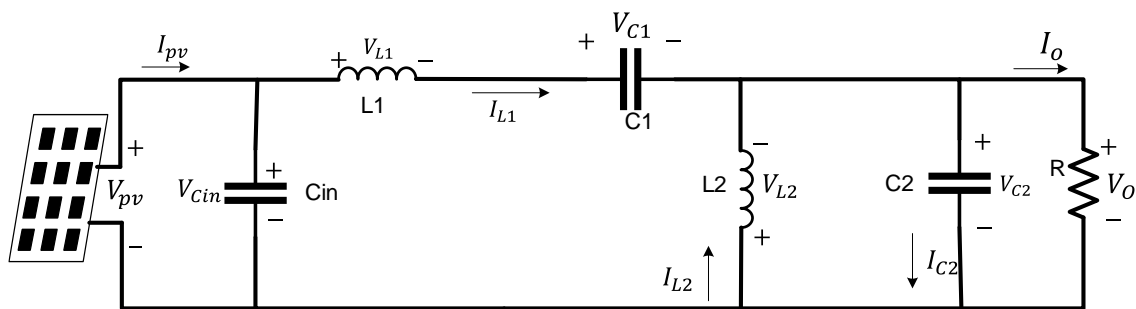


Figura 2.4. Convertidor cuando S1 se encuentra abierto.

### 2.2.2 MODELO EN VARIABLES DE ESTADO

El modelo matemático del convertidor identifica 5 variables de estado que corresponden a las corrientes en los inductores y voltaje sobre los capacitores, esto es  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$ ,  $v_{C1}$ ,  $v_{C2}$  y  $v_{Cin}$ . Estas variables de estado representan las derivadas de las corrientes y voltajes en el tiempo.

Por cada variable de estado se debe hallar la ecuación cuando el transistor S1 se encuentra activado y desactivado, y así sumar ambas ecuaciones para obtener el modelo en variables de estado. También, para el modelo, se toman en cuenta valores instantáneos de las señales de corriente y voltaje, por esta razón, las variables se representan con letras minúsculas.

Cuando el transistor S1 se encuentra encendido, como se indica en la Figura 2.3, se obtiene las ecuaciones que indican el funcionamiento en estado activo [21].

$$v_{pv} = v_{L1} = L1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_{Cin} \quad (2.1)$$

$$v_{L2} = L2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_{C1} \quad (2.2)$$

$$C2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{v_{C2}}{R} \quad (2.3)$$

$$C1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2} \quad (2.4)$$

Con referencia a la Figura 2.3, la corriente del módulo fotovoltaico está dada por la siguiente ecuación.

$$i_{pv} = i_{Cin} + i_{L1} \quad (2.5)$$

Dejando en función de las variables de estado y del voltaje de entrada, asumiendo que el módulo fotovoltaico tiene una resistencia  $R_{pv}$ , la corriente del capacitor de entrada  $C_{in}$  está dada por la Ecuación 2.6.

$$\frac{dv_{Cin}}{dt} = \frac{V_{pv}}{R_{pv} \cdot C_{in}} - \frac{i_{L1}}{C_{in}} \quad (2.6)$$

Como se mencionó anteriormente estas ecuaciones representan las variables de estado del sistema durante un tiempo  $\delta T$ .

Cuando el transistor S1 esta apagado, como se indica en la Figura 2.4, se obtienen las siguientes ecuaciones que indican la operación en estado desactivado [21].

$$L1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_{Cin} - v_{C1} - v_{C2} \quad (2.7)$$

$$v_{L2} = L2 \frac{di_{L2}}{dt} = -v_{C2} \quad (2.8)$$

$$C1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} \quad (2.9)$$

$$C2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{L1} + i_{L2} - \frac{v_{C2}}{R} \quad (2.10)$$

De igual manera, la corriente de entrada es indicada en la siguiente ecuación.

$$i_{in} = i_{cin} + i_{L1} \quad (2.11)$$

Dejando en función de las variables de estado el voltaje de entrada esta dado por la Ecuación 2.12.

$$C_{in} \frac{dv_{cin}}{dt} = \frac{V_{pv}}{R_{pv}} - i_{L1} \quad (2.12)$$

Las ecuaciones 2.7, 2.8, 2.9, 2.10 y 2.12 suceden durante un tiempo  $(1 - \delta)T$  del periodo de conmutación del transistor S1.

Con este análisis se puede modelar al convertidor DC-DC SEPIC tanto en modo encendido como en modo apagado sumando las expresiones cuando sucede el tiempo  $\delta$  junto con el tiempo complementario cuando S1 se encuentra desactivado, es decir, se multiplica la ecuación de encendido por la relación de trabajo  $\delta$  y a esto se le suma la ecuación en apagado multiplicado por la diferencia  $1 - \delta$ .

Para la variable de estado que pertenece a la corriente del inductor L1, se suman las Ecuaciones 2.1 y 2.7, de esta manera se obtiene la Ecuación 2.13.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \left(\frac{v_{cin}}{L1}\right) - \left(\frac{v_{C1} + v_{C2}}{L1}\right)(1 - \delta) \quad (2.13)$$

Para la variable de estado que pertenece a la corriente del inductor L2, se suman Ecuaciones 2.2 y 2.8, de esta manera se obtiene la Ecuación 2.14.

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \left(\frac{v_{C1}}{L2}\right)\delta - \left(\frac{v_{C2}}{L2}\right)(1 - \delta) \quad (2.14)$$

Para la variable de estado que pertenece al voltaje del capacitor C1, se suman las Ecuaciones 2.4 y 2.9, de esta manera se obtiene la Ecuación 2.15.

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \left(-\frac{i_{L2}}{C1}\right)\delta + \left(\frac{i_{L1}}{C1}\right)(1 - \delta) \quad (2.15)$$

Para la variable de estado que pertenece al voltaje del capacitor C2, se suman las Ecuaciones 2.3 y 2.10, de esta manera se obtiene la Ecuación 2.16.

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \left(\frac{i_{L1} + i_{L2}}{C2}\right)(1 - \delta) - \frac{v_{C2}}{R \cdot C2} \quad (2.16)$$

Para la variable de estado que pertenece al voltaje del capacitor Cin, se suman las Ecuaciones 2.6 y 2.12, de esta manera se obtiene la Ecuación 2.17.

$$\frac{dv_{Cin}}{dt} = \frac{V_{pv}}{R_{pv} \cdot C_{in}} - \frac{i_{L1}}{C_{in}} \quad (2.17)$$

El modelo en variables queda definido mediante las Ecuaciones 2.13, 2.14, 2.15, 2.16 y 2.17. Teniendo en cuenta que las variables de estado se representan en la Ecuación 2.18.

$$x = \begin{pmatrix} x1 \\ x2 \\ x3 \\ x4 \\ x5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{Cin} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

Se conoce que todo modelo en variables de estado se presenta mediante las Ecuaciones 2.19 y 2.20.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.19)$$

$$y = Cx + Du \quad (2.20)$$

Donde  $\dot{x}$  son las derivadas de las variables de estado,  $y$  es la salida que resulta ser el voltaje de salida y  $u$  que son las señales de entrada que resulta ser el voltaje de entrada del panel  $V_{pv}$ . Entonces el modelo en variables de estado queda expresado mediante las Ecuaciones 2.21, 2.22 y 2.23 [21].

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{v}_{Cin} \\ \dot{v}_{C1} \\ \dot{v}_{C2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L1} & -\frac{1-\delta}{L1} & -\frac{1-\delta}{L1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\delta}{L2} & -\frac{1-\delta}{L2} \\ -\frac{1}{Cin} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1-\delta}{C1} & -\frac{\delta}{C1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1-\delta}{C2} & \frac{1-\delta}{C2} & 0 & 0 & -\frac{1}{R \cdot C2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{Cin} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} u \quad (2.21)$$

$$y = V_o = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{pmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{Cin} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{pmatrix} \quad (2.22)$$

$$u = V_{pv} \quad (2.23)$$

Para obtener la ecuación del voltaje de salida, se considera que el promedio del voltaje de los inductores son cero mientras que el promedio de la corriente en los capacitores son cero para régimen permanente. De esta manera se puede igualar la Ecuación 2.14 a cero, así se obtiene la Ecuación 2.24.

$$0 = \left(\frac{v_{C1}}{L2}\right) \delta - \left(\frac{v_{C2}}{L2}\right) (1 - \delta) \quad (2.24)$$

Sabiendo que son voltajes promedios, se los puede expresar con letras mayúsculas. También, se tiene en cuenta que capacitor C1 se carga al voltaje de entrada del panel cuando el semiconductor se encuentra encendido y de igual manera el voltaje del capacitor C2 es el mismo que el voltaje sobre la carga. De esta manera se tiene la la relación entre voltaje de entrada y salida en la Ecuación 2.25 [21].

$$V_o = \frac{\delta}{1 - \delta} \cdot V_{pv} \quad (2.25)$$

La ganancia expresada en la Ecuación 2.25 expresa que para una relación de trabajo menor al 0.5 el convertidor se comporta como reductor mientras que con una relación de trabajo mayor a 0.5 el convertidor se comporta elevador y para un valor de 0.5 se mantiene el voltaje de entrada.

### 2.3 DIMENSIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR SEPIC

Para dimensionar los elementos del convertidor se deben tomar en cuenta las algunas suposiciones [3].

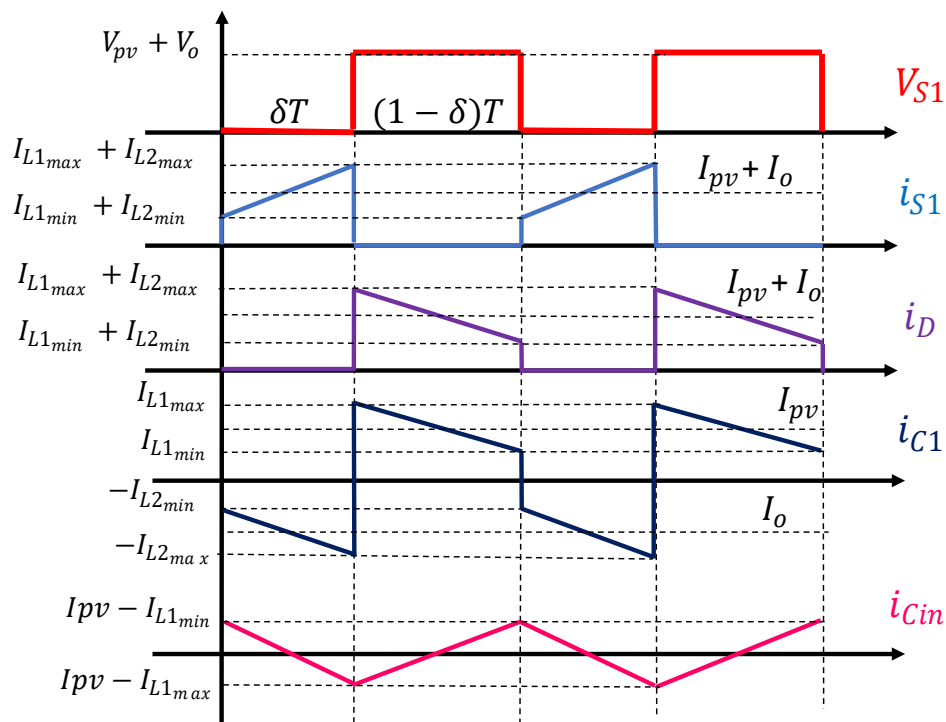
- 1.- La corriente que circula por los dos inductores del convertidor es constante y sus valores de inductancia son altos.
- 2.- El voltaje a través de los capacitores es constante y sus valores de capacitancia son altos.
- 3.- El circuito opera en estado estable, con lo cual las formas de onda de voltajes y corrientes son periódicas.
- 4.- Tanto el transistor como el diodo son ideales.

También es importante analizar las formas de onda de corrientes que pasan por estos elementos a fin de poder visualizar los valores máximos a los cuales se encuentran

sometidos los elementos y en base a eso seleccionar valores adecuados para que el convertidor funcione adecuadamente en conducción continua.

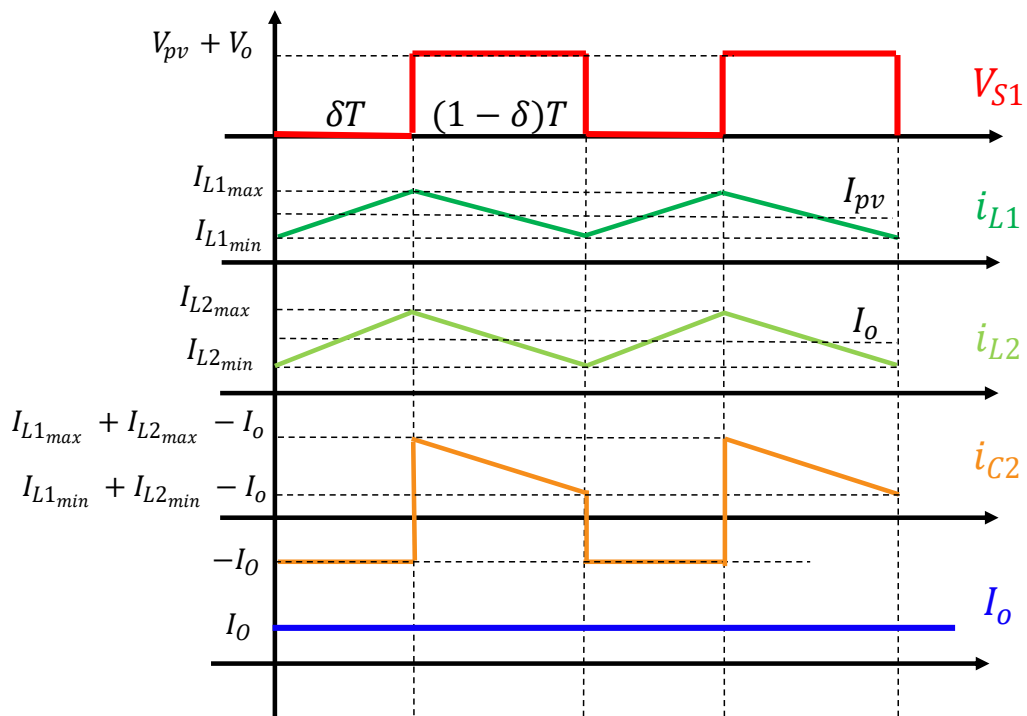
### 2.3.1 ANÁLISIS DEL FUNCIONAMIENTO

Una vez que el diodo queda polarizado de forma inversa, la corriente que atraviesa por D1 es nula mientras que la corriente a través de la inductancia L2 se dirige hacia el mismo nodo que la corriente que la inductancia L1, de esta manera la corriente que atraviesa el transistor S1 es la suma de las corrientes de los inductores. La corriente que atraviesa el capacitor C1 es la misma que la corriente de la inductancia L2 pero en sentido contrario mientras que la corriente del capacitor Cin es la diferencia entre la corriente del panel con la corriente que atraviesa L1. Esto se puede observar en la Figura 2.5 para el tiempo  $\delta T$ .



**Figura 2.5.** Formas de onda de corriente de los elementos S1, D, C1 y Cin del convertidor SEPIC [3].

Para el intervalo  $\delta T$ , la corriente en la inductancia L1 crece linealmente, de igual manera sucede con la inductancia L2 a razón de que se alimenta del voltaje almacenado por el capacitor C1. En la parte final el capacitor C2 alimenta directamente a la carga y tanto el capacitor como la carga comparten la corriente de salida. Esto se puede observar en la Figura 2.6 para el tiempo  $\delta T$ .



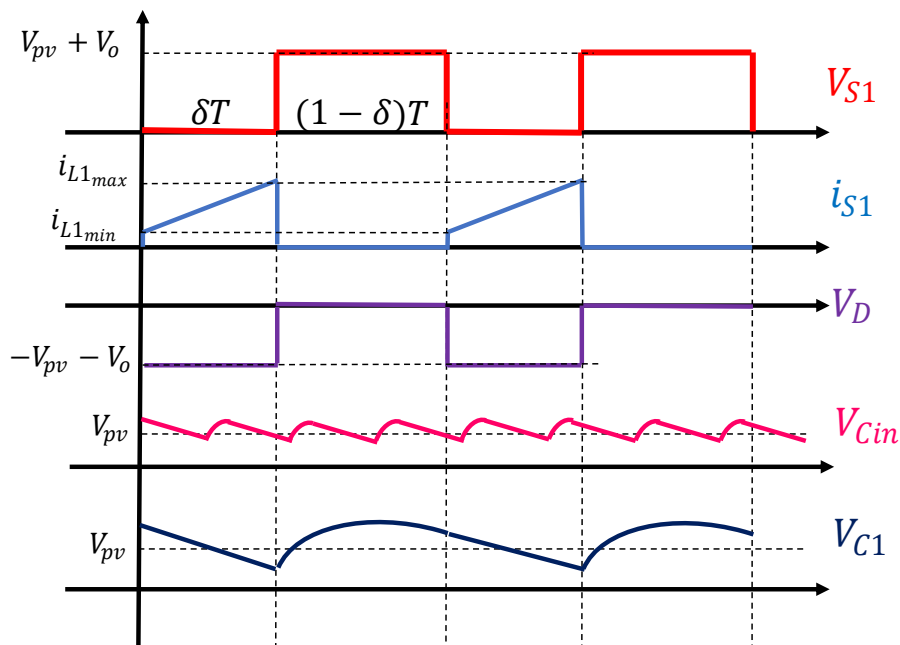
**Figura 2.6.** Formas de onda de corriente de los elementos L1, L2, C2 y corriente de salida del convertidor SEPIC [3].

Cuando el transistor S1 se encuentra abierto, la corriente que atraviesa por el transistor es nula, de esta manera el diodo D se polariza de forma directa y conduce una corriente equivalente a la suma de las corrientes de los inductores, así el capacitor C1 se carga con la corriente del inductor L1 mientras que el capacitor de entrada  $C_{in}$  mantiene la diferencia entre la corriente de entrada con la corriente de la inductancia L1. Las formas de onda de corriente de estos elementos cuando S1 esta desactivado se indican en la Figura 2.5 para el tiempo  $(1 - \delta)T$ .

Para el instante  $(1 - \delta)T$ , la corriente que atraviesa el inductor L1 y el capacitor C1 es la misma y esta decrece de un valor máximo a un valor mínimo, con lo cual se traslada la energía almacenada por el inductor L1 en el instante  $\delta T$ . De igual manera la corriente que atraviesa el inductor L2 decrece linealmente debido a que la energía almacenada en el instante  $\delta T$  del transistor S1, pasa por medio del diodo que se encuentra en cortocircuito. En la parte final el capacitor C2 se carga por medio de la suma de las corrientes antes mencionadas menos la corriente de salida. De esta manera se traslada la energía almacenada al capacitor C2 para que mantenga el voltaje, todo esto se puede verificar en la Figura 2.6 para el tiempo  $(1 - \delta)T$ .



Cuando el transistor S1 se encuentra activado, ya se conoce que la corriente que atraviesa S1 es la suma de las corrientes de los inductores L1 y L2, con esto el diodo D se encuentra abierto, por ende, se encuentra polarizado con un voltaje negativo igual a la suma entre el voltaje de entrada y salida. El capacitor de entrada Cin, tendrá el mismo voltaje que el panel fotovoltaico puesto que estos elementos se encuentran en paralelo, donde el rizado debe ser pequeño para que el voltaje sea estable todo el tiempo. El voltaje del capacitor C1 será igual que el voltaje de entrada, con un mayor rizado, de esta manera las formas de onda de voltaje de estos elementos se encuentran graficados en la Figura 2.7 para el tiempo  $\delta T$ .



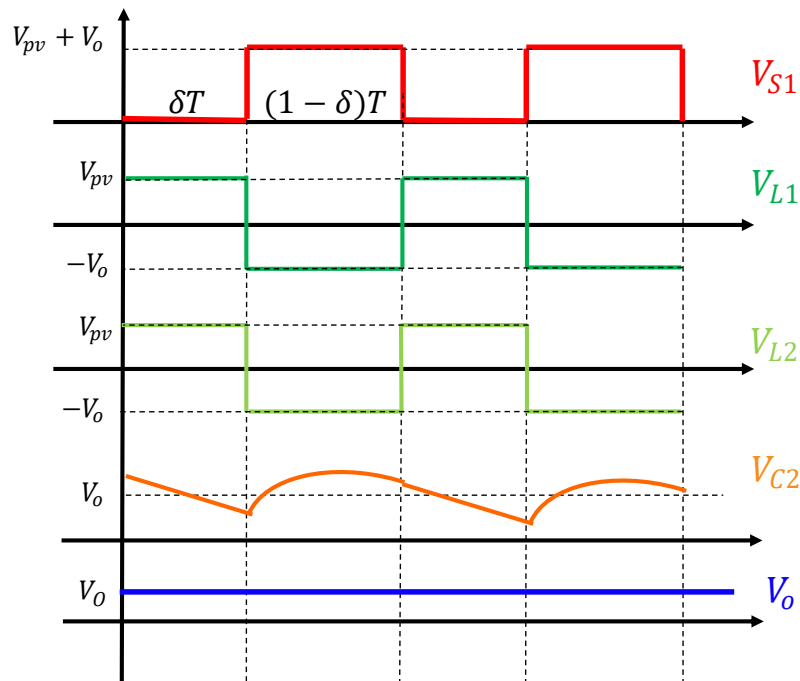
**Figura 2.7.** Formas de onda de voltaje de los elementos S1, D, Cin y C1 del convertidor SEPIC [3].

Para el tiempo  $\delta T$ , el voltaje sobre la inductancia L1 es el mismo que el voltaje del panel fotovoltaico, mientras que el voltaje del inductor L2 es igual que el voltaje del panel fotovoltaico en vista de que el capacitor C1 se carga con ese voltaje. El voltaje sobre el capacitor C2 es igual al voltaje de salida, pero en este instante de tiempo se descarga sobre la resistencia de carga, con lo cual para el siguiente periodo se carga para mantener constante el voltaje de salida con un rizado. Así, las formas de onda de voltaje de estos elementos se encuentran graficados en la Figura 2.8 para el tiempo  $\delta T$ .

Cuando el transistor S1 se encuentra abierto, la corriente que atraviesa por el elemento es nula y el voltaje sobre el diodo D también se vuelve cero puesto que conduce en este periodo de tiempo. El voltaje sobre el capacitor C1 mantiene un rizado respecto al voltaje de entrada mientras que el capacitor Cin hace lo mismo, pero con un mejor rizado. Las

formas de onda de voltaje de estos elementos para el tiempo  $(1 - \delta)T$  se muestran en la Figura 2.7.

Para el intervalo  $(1 - \delta)T$ , el voltaje sobre la inductancia L1 es igual que el voltaje de salida al igual que el voltaje sobre la inductancia L2. Por otra parte, el voltaje sobre el capacitor C2 es igual que el voltaje de salida, pero con rizado, de esta manera se mantiene un voltaje estable sobre la carga. Esto se puede ver en la Figura 2.8 para el tiempo  $(1 - \delta)T$ .



**Figura 2.8.** Formas de onda de voltaje de los elementos L1, L2 y C2 y voltaje de salida del convertidor SEPIC [3].

### 2.3.2 DISEÑO DEL CONVERTIDOR SEPIC

Una vez que se tienen identificadas las formas de onda, se procede a dimensionar cada uno de los elementos del convertidor. Para el dimensionamiento de los elementos activos del convertidor se toman las formas de onda de corriente mientras que para los inductores se determinan los valores de corriente máximos, mínimos y medios que están representados en el rizado de las Figura 2.5 y 2.6. De esta manera se empieza con la premisa de que el convertidor trabaja de manera ideal, es decir, que no existen pérdidas en el proceso y por tanto la potencia de entrada (potencia generada por el panel fotovoltaico) es igual a la potencia de salida, esto se expresa en la Ecuación 2.26 [3].

$$P_{pv} = P_o = V_{pv} \cdot I_{pv} = V_o \cdot I_o \quad (2.26)$$

Tomando como base las formas de onda indicadas en la Figura 2.6, la corriente promedio del inductor L1 es igual a la corriente promedio del panel fotovoltaico, esta corriente se puede expresar en función de las corrientes mínimas y máximas del inductor, como se indica en la Ecuación 2.27.

$$I_{pv} = \frac{I_{L1max} + I_{L1min}}{2} \quad (2.27)$$

Con estas dos últimas ecuaciones se puede obtener la relación de la corriente media que pasa por el inductor L1.

$$I_{L1max} + I_{L1min} = \frac{2V_o \cdot I_o}{V_{pv}} = \frac{2 \cdot \delta \cdot I_o}{(1 - \delta)} \quad (2.28)$$

Cuando el transistor S1 se encuentra encendido la corriente del inductor L1 se expresa mediante la Ecuación 2.1. Al integrar la ecuación para despejar la corriente, esta se puede expresar en función de un diferencial de corriente y voltaje, con lo cual los límites serían las corrientes mínimas y máximas, esto se expresa en la Ecuación 2.29.

$$\Delta I_{L1} = \frac{\Delta V_{L1}}{L1} \cdot \Delta t \quad (2.29)$$

La variación de corriente en la Ecuación 2.29 es la diferencia entre la corriente máxima y mínima de inductor L1, en ese mismo periodo la variación de voltaje es constante mientras que la variación de tiempo es la relación de trabajo  $\delta$  del periodo  $T$ , esto se expresa en la Ecuación 2.30.

$$I_{L1max} - I_{L1min} = \frac{V_{pv}}{L1} \cdot \delta T \quad (2.30)$$

Al realizar el mismo análisis cuando el transistor se encuentra abierto se puede deducir que el voltaje sobre el inductor L1 es el voltaje de salida  $V_o$ , pero de magnitud negativa. Lo que cambia, es que el diferencia de corriente es al revés, tal como lo expresa la Ecuación 2.31 para el tiempo  $1 - \delta$  del periodo  $T$ .

$$I_{L1min} - I_{L1max} = \frac{-V_o}{L1} (1 - \delta) T \quad (2.31)$$

Al sumar la Ecuación 2.30 y 2.31 se obtiene la corriente máxima que atraviesa el inductor L1, lo cual se expresa en la Ecuación 2.32.

$$I_{L1max} = \frac{I_o \cdot \delta}{1 - \delta} + \frac{V_{pv}}{2 \cdot L1} \cdot \delta T = \frac{I_o \cdot \delta}{1 - \delta} + \frac{V_{pv} \cdot \delta}{2 \cdot L1 \cdot f} \quad (2.32)$$

Para obtener la corriente mínima que atraviesa el inductor L1 se reemplaza la Ecuación 2.32 en la Ecuación 2.31 y de esta manera se obtiene la Ecuación 2.33.

$$I_{L1min} = \frac{I_o \cdot \delta}{1 - \delta} - \frac{V_{pv} \cdot \delta}{2 \cdot L_1 \cdot f} \quad (2.33)$$

De esta manera, se tienen en cuenta las Ecuaciones 2.32 y 2.33 para el diseño de la inductancia L1, donde a ambas ecuaciones se las deja en función de la frecuencia de conmutación  $f$ .

Cuando S1 se encuentra desactivado, la corriente a través del inductor L2 se puede expresar en función de la corriente de salida junto con las corrientes de los capacitores C1 y C2, lo cual se expresa en la Ecuación 2.34.

$$i_{L2} = I_o + i_{C2} - i_{C1} \quad (2.34)$$

Al expresar la Ecuación 2.34 en términos de corrientes medias, se puede observar en la Figura 2.5 que las corrientes de los capacitores C1 y C2 son cero, de esta manera la corriente media del inductor L2 es la corriente de salida esto se puede expresar en la Ecuación 2.35.

$$I_{L2} = I_o \quad (2.35)$$

Al igual que para la corriente del inductor L1, la corriente media del inductor L2 se puede expresar como el promedio entre la corriente mínima y máxima con respecto a la corriente de salida, quedando la Ecuación 2.36.

$$I_o = \frac{I_{L2max} + I_{L2min}}{2} \quad (2.36)$$

Integrando la misma Ecuación 2.1, pero para el inductor L2, se tiene la Ecuación 2.37, donde se expresa el diferencial de corriente, voltaje y tiempo del inductor L2.

$$\Delta I_{L2} = \frac{\Delta V_{L2}}{L2} \cdot \Delta t \quad (2.37)$$

De igual manera que para el inductor L1, el diferencial de corriente, voltaje y tiempo se observa para cada estado del transistor S1, de esta manera se obtiene la Ecuación 2.38.

$$I_{L2max} - I_{L2min} = \frac{V_{pv}}{L2} \cdot \delta T \quad (2.38)$$

La Ecuación 2.38 indica que para el estado de saturación del transistor S1 el diferencial de corriente se da por la diferencia entre la corriente máxima y mínima del inductor L2, en este mismo estado el voltaje sobre el inductor es constante el cual resulta ser el voltaje del panel fotovoltaico.

Cuando el transistor S1 se encuentra abierto, sucede lo mismo que para el inductor L1, es decir, el diferencial de corriente es la diferencia entre el valor mínimo y máximo donde el voltaje sobre el inductor es el voltaje de salida dado que se encuentra en paralelo con la carga, de esta manera se tiene la Ecuación 2.48.

$$I_{L2min} - I_{L2max} = \frac{-V_o}{L2} \cdot (1 - \delta)T \quad (2.39)$$

De esta manera sumando la Ecuación 2.38 con la Ecuación 2.39 se pueden obtener las ecuaciones de corriente máxima y mínima que atraviesan el inductor L2.

$$I_{L2max} = I_o + \frac{V_{pv} \cdot \delta \cdot T}{2 \cdot L2} = I_o + \frac{V_{pv} \cdot \delta}{2 \cdot L2 \cdot f} \quad (2.40)$$

$$I_{L2min} = I_o - \frac{V_{pv} \cdot \delta}{2 \cdot L2 \cdot f} \quad (2.41)$$

Una vez que se tiene los valores de las corrientes máximas y mínimas de los inductores L1 y L2 se puede obtener los valores de inductancia para que el convertidor SEPIC trabaje en conducción continua. Para esto se igualan las ecuaciones de corriente mínima de cada inductor a cero y se obtienen las Ecuaciones 2.42 y 2.43 que permiten dimensionar un valor mínimo de inductancia para el convertidor DC-DC [22].

$$L1min = \frac{V_{pv} \cdot (1 - \delta)}{2 \cdot I_o \cdot f} \quad (2.42)$$

$$L2min = \frac{V_{pv} \cdot \delta}{2 \cdot I_o \cdot f} \quad (2.43)$$

Una vez obtenidos los valores de inductancias, se procede con los capacitores Cin, C1 y C2 para los cuales se conoce que su corriente media es de cero y por tanto el área bajo la curva de corriente de cada uno de los elementos, debe ser la misma cuando el transistor S1 se encuentra activado y desactivado.

Para el capacitor C1 se utiliza el área bajo la curva de corriente cuando el transistor S1 se encuentra desactivado. Al tratarse de un capacitor en estado de carga, el área representa la diferencia de carga [23], esta se compone de dos formas geométricas, la primera es la base que es un rectángulo de base  $(1 - \delta)T$  con una altura de valor  $I_{L1min}$ , la segunda figura es un triángulo rectángulo de igual base que el rectángulo con una altura de  $I_{L1max} - I_{L1min}$ , lo cual representa un diferencial de corriente  $\Delta I_{L1}$ . Conociendo estos datos, se puede saber el diferencial de carga  $\Delta Q$ , el cual se expresa en la Ecuación 2.44.

$$\Delta Q = I_{L1min} \cdot (1 - \delta)T + \frac{\Delta I_{L1} \cdot (1 - \delta)T}{2} \quad (2.44)$$

Conociendo que el termino de diferencial de corriente  $\Delta I_{L1}$  es la diferencia entre la corriente máxima y mínima del inductor L1, y sacando factor común  $(1 - \delta)T$ , queda la Ecuación 2.45.

$$\Delta Q = (1 - \delta)T \left[ I_{L1min} + \frac{I_{L1max} - I_{L1min}}{2} \right] \quad (2.45)$$

Operando la Ecuación 2.45 se puede dejar la expresión en términos de la frecuencia de conmutación y la corriente de salida, quedando la Ecuación 2.46.

$$\Delta Q = (1 - \delta)T \cdot \frac{V_o \cdot I_o}{V_{pv}} = \frac{\delta \cdot I_o}{f} \quad (2.46)$$

El producto entre la diferencia de potencial sobre el capacitor C1 y la capacitancia del condensador da como resultado la carga almacenada en el capacitor, lo cual se expresa en la Ecuación 2.47 [22].

$$\Delta Q = C1 \cdot \Delta V_{pv} \quad (2.47)$$

Con las dos últimas ecuaciones se obtiene la capacitancia del condensador C1, quedando la Ecuación 2.48.

$$C1 = \frac{\delta \cdot I_o}{\Delta V_{pv} \cdot f} \quad (2.48)$$

En el cálculo del diseño se toma en cuenta un valor de rizado de voltaje del panel fotovoltaico sobre el capacitor C1 con lo cual se ingresa un valor de rizado acorde a las necesidades del sistema en la variable  $\Delta V_{pv}$ .

De igual manera se realiza el cálculo para el capacitor C2, esta vez se determina con el área negativa de la curva de corriente del capacitor C2 que se encuentra en la Figura 2.6, de esta manera el diferencial de carga se indica en la siguiente expresión.

$$\Delta Q = I_o \cdot \delta T \quad (2.49)$$

Aplicando la misma definición de capacitancia, se puede indicar que la Ecuación 2.50 permite dimensionar al capacitor C2 en base al rizado de voltaje que se desee a la salida del convertidor.

$$C2 = \frac{\delta \cdot I_o}{\Delta V_o \cdot f} \quad (2.50)$$

Para el capacitor de entrada  $C_{in}$ , el concepto es el mismo y de esta manera se observa en la Figura 2.5 que el área más fácil a tomar es la que se encuentra debajo del cero. Por tanto, el área que representa la diferencia de carga es un triángulo, donde la base es la mitad de cada uno de los tiempos  $\delta T$  y  $(1 - \delta)T$  del periodo de conmutación del transistor S1, la altura del triángulo es la magnitud de la diferencia entre la corriente de entrada y la corriente máxima del inductor L1. Conociendo estos datos, se puede saber el diferencial de carga  $\Delta Q$ , el cual se expresa en la Ecuación 2.51.

$$\Delta Q = \frac{-\left(\frac{\delta T}{2} \cdot \frac{(1 - \delta)T}{2}\right)(I_{pv} - I_{L1max})}{2} \quad (2.51)$$

Al operar la Ecuación 2.51 y reemplazar la equivalencia de la corriente  $I_{pv}$  resulta la equivalencia de la diferencia de carga del capacitor de entrada, de esta manera si se reemplaza la Ecuación 2.47 en términos del capacitor de entrada  $C_{in}$  se determina el valor de capacitancia de  $C_{in}$ , con un rizado de voltaje respecto al voltaje de entrada del panel fotovoltaico.

$$C_{in} = \frac{V_o \cdot (1 - \delta)}{8 \cdot L1 \cdot \Delta V_{pv} \cdot f^2} \quad (2.52)$$

Como se puede observar, los tres capacitores se dimensionan en base al rizado de voltaje deseado y a la frecuencia de conmutación elegida.

De esta manera y con las ecuaciones de los elementos ya determinadas se puede dimensionar corrientes y voltajes para cada uno de los elementos del convertidor SEPIC.

## 2.4 DISEÑO DE LOS ELEMENTOS DEL CONVERTIDOR SEPIC

El primer parámetro que se debe tener en cuenta es la frecuencia de conmutación a la cual trabajará el convertidor DC-DC, se elige un valor de 27 [kHz] ya que es la frecuencia que se utiliza en el inversor y se justifica en la sección 2.7. También se debe tener en cuenta que mientras más alto es el valor de la frecuencia de conmutación, el tamaño de los inductores para producir corriente continua es menor y el mínimo valor de capacitancia para limitar el rizado de voltaje decremente. La frecuencia de conmutación es un valor fundamental y muy considerable para reducir el valor de los elementos del convertidor SEPIC.

Para comenzar con el dimensionamiento de los elementos del conversor SEPIC es necesario definir el voltaje de salida del conversor en base al voltaje línea a línea RMS (valor cuadrático medio) en la red eléctrica trifásica, el cual es de 220 [V]. La primera condición que se debe cumplir es que el voltaje del bus DC debe ser mayor al voltaje pico

línea-línea de la red [24]. La segunda condición toma en cuenta al inversor de dos niveles trifásico y la técnica de modulación SVPWM donde el voltaje del bus DC debe ser mayor que 311.13 [V] puesto que se necesita un rango de controlabilidad y evitar la sobre modulación, se aumenta 1.15 veces más al voltaje previamente calculado, lo cual se expresa en la Ecuación 2.53 [15].

$$V_o > 1.15 \cdot 311.13 > 357.65 \text{ [V]} \quad (2.53)$$

En base a la Ecuación 2.53 y con una relación de trabajo  $\delta = 0.5$ , se debe elegir un arreglo de paneles fotovoltaico que genere un voltaje similar o próximo a 360 [V] en su punto de máxima potencia tomando en cuenta las características de un solo panel solar, lo cual se indica en la Tabla 2.1.

**Tabla 2.1.** Características de un panel fotovoltaico.

Parámetro	Valor
Modelo	1Soltech 1STH-215-P
Potencia Máxima [W]	213.15
Voltaje a circuito abierto Voc [V]	36.3
Voltaje a máxima potencia Vmp [V]	29
Corriente a máxima potencia Imp [A]	7.35
Corriente de cortocircuito Isc [A]	7.84

Con el fin de llegar a una potencia de 10 [kW], se conecta un conjunto de paneles fotovoltaicos en serie y en paralelo para obtener las especificaciones de voltaje y corriente requeridos. La Tabla 2.2 describe las características del arreglo del mismo modelo de paneles a utilizar en la simulación.

**Tabla 2.2.** Características del conjunto PV Array a utilizar en la simulación.

Parámetro	Valor
Modelo	1Soltech 1STH-215-P
Potencia Máxima [kW]	10.23
Voltaje a circuito abierto Voc [V]	435.6
Voltaje a máxima potencia Vmp [V]	348
Corriente a máxima potencia Imp [A]	29.4
Corriente de cortocircuito Isc [A]	31.36
Número de paneles por cadena	12
Número de cadenas conectadas en paralelo	4



Como se detalla en la Tabla 2.2, el conjunto PV Array entrega un potencia máxima de 10.23 [kW], con un voltaje de 348 [V] y una corriente de 29.4 [A] a una irradiancia de 1000 [W/m<sup>2</sup>] con una temperatura de 25 [°C].

El siguiente dato importante para el diseño es la potencia y corriente de salida del convertidor SEPIC conociendo que la potencia de entrada es de 10.23 [kW], por tanto, se puede calcular la corriente de salida equivalente mediante la Ecuación 2.54.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{10.23[kW]}{360 [V]} = 28.42 [A] \quad (2.54)$$

Con estos datos se puede observar en la Tabla 2.3 los datos de entrada y salida con los cuales el convertidor funcionará, donde se puede observar que la resistencia equivalente se determinó en base a los parámetros de corriente y voltaje de salida.

**Tabla 2.3.** Parámetros de entrada y salida del Convertidor.

Parámetros de Entrada	Valor	Parámetros de Salida	Valor
P <sub>in</sub> [kW]	10.23	P <sub>o</sub> [kW]	10.23
V <sub>pv</sub> [V]	348	V <sub>o</sub> [V]	360
I <sub>pv</sub> [A]	29.4	I <sub>o</sub> [A]	28.42
f [kHz]	27	R <sub>eq</sub> [Ω]	12.67

Para el primer paso del diseño de los elementos se utiliza la relación entre el voltaje de entrada y salida del conversor SEPIC, para calcular la relación de trabajo.

$$\delta = 0.508 \quad (2.55)$$

Luego se procede con calcular los componentes pasivos, que para este caso son las inductancias L1 y L2.

$$L1_{min} = \frac{348[V] \cdot (1 - 0.508)}{2 \cdot 28.42 [A] \cdot 27[kHz]} = 111.56 [uH] \quad (2.56)$$

$$L2_{min} = \frac{348[V] \cdot 0.508}{2 \cdot 28.42 \cdot 27[kHz]} = 115.19 [uH] \quad (2.57)$$

Con estos valores de referencia se escoge un valor de 150 [uH] para la inductancia L1 y 130 [uH] para la inductancia L2.

También es necesario especificar a que voltaje y corriente se someten estos elementos, para esto se utilizan las ecuaciones de corriente máxima y mínima de cada inductor, así

como las gráficas de corriente y voltaje de los elementos para determinar el valor cuadrático medio tanto de voltaje como de corriente de los inductores.

Para el inductor L1, la corriente máxima y mínima son las expresadas en las siguientes ecuaciones.

$$I_{L1max} = \frac{28.42[A] \cdot 0.508}{1 - 0.508} + \frac{348[V] \cdot 0.508}{2 \cdot 150[\mu H] \cdot 27[kHz]} = 51.17[A] \quad (2.58)$$

$$I_{L1min} = \frac{28.42[A] \cdot 0.508}{1 - 0.508} - \frac{348[V] \cdot 0.508}{2 \cdot 150[\mu H] \cdot 27[kHz]} = 7.52[A] \quad (2.59)$$

El siguiente paso es calcular el valor de corriente y voltaje RMS del inductor L1. Para determinar el valor de corriente RMS se toma la curva de la Figura 2.6, de esta manera la función por partes y se calcula el valor de la corriente en base a la definición de la referencia [25]. Resolviendo la integral y simplificando lo máximo posible, se tiene la Ecuación 2.60 para calcular la corriente RMS a través del inductor L1.

$$I_{L1rms}^2 = \frac{\delta^3}{3} \left( \frac{V_{pv}}{L1 \cdot f} \right)^2 + \frac{V_{pv} \cdot I_{L1min}}{L1 \cdot f} \delta^2 + I_{L1min}^2 \delta + (1 - \delta) \left( \frac{V_o \cdot \delta}{L1 \cdot f} + I_{L1max} \right)^2 - \left( \frac{V_o^2 \cdot \delta}{L1^2 \cdot f^2} + \frac{I_{L1max} \cdot V_o}{L1 \cdot f} \right) (1 - \delta^2) + \left( \frac{1 - \delta^3}{3} \right) \left( \frac{V_o}{L1 \cdot f} \right)^2 \quad (2.60)$$

Reemplazando las equivalencias ya calculadas, la frecuencia y el valor de la inductancia L1 se tiene el resultado en la Ecuación 2.61.

$$I_{L1rms} = 31.92 [A] \quad (2.61)$$

Ahora se procede a obtener el voltaje RMS a través de la inductancia L1, de igual manera se consigue aplicando la misma definición sobre la curva de la Figura 2.8, así se expresa el voltaje RMS de la inductancia L1 en la Ecuación 2.62.

$$V_{L1rms} = \sqrt{V_{pv}^2 \cdot \delta + V_o^2 (1 - \delta)} \quad (2.62)$$

Reemplazando las equivalencias se tiene el voltaje RMS sobre la inductancia L1 en la Ecuación 2.63.

$$V_{L1rms} = \sqrt{(348[V])^2 \cdot 0.508 + (360[V])^2 (1 - 0.508)} = 353.95 [V] \quad (2.63)$$

Al valor calculado de la corriente RMS se le agrega un factor de seguridad para garantizar que el calibre del cable de la inductancia sea el adecuado para soportar picos de corriente

transitorios y evitar calentamientos en el material. Este factor de seguridad es de tres. De esta manera las especificaciones del inductor L1 se detallan en la Tabla 2.4.

$$I_{L1} = 3 \cdot I_{L1_{rms}} = 95.76 [A] \quad (2.64)$$

Para el inductor L2 se sigue el mismo procedimiento. De esta manera se calcula la corriente máxima y mínima.

$$I_{L2_{max}} = 28.42[A] + \frac{348[V] \cdot 0.508}{2 \cdot 130[uH] \cdot 27[kHz]} = 53.60[A] \quad (2.65)$$

$$I_{L2_{min}} = 28.42[A] - \frac{348[V] \cdot 0.508}{2 \cdot 130[uH] \cdot 27[kHz]} = 3.24[A] \quad (2.66)$$

Para obtener la corriente RMS se utiliza la curva de corriente del elemento en cuestión que se encuentra en la Figura 2.6. Usando el mismo método que para el inductor L1 se obtiene la Ecuación 2.67 que expresa el valor de la corriente.

$$I_{L2_{rms}}^2 = \frac{\delta^3}{3} \left( \frac{V_{pv}}{L2 \cdot f} \right)^2 + \frac{V_{pv} \cdot I_{L2_{min}}}{L2 \cdot f} \delta^2 + I_{L2_{min}}^2 \delta + (1 - \delta) \left( \frac{V_o \cdot \delta}{L2 \cdot f} + I_{L2_{max}} \right)^2 - \left( \frac{V_o^2 \cdot \delta}{L2^2 \cdot f^2} + \frac{I_{L2_{max}} \cdot V_o}{L2 \cdot f} \right) (1 - \delta^2) + \left( \frac{1 - \delta^3}{3} \right) \left( \frac{V_o}{L2 \cdot f} \right)^2 \quad (2.67)$$

Reemplazando las equivalencias ya calculadas, la frecuencia y el valor de la inductancia L2 se tiene el resultado en la Ecuación 2.68.

$$I_{L2_{rms}} = 31.91 [A] \quad (2.68)$$

Ahora se procede a obtener el voltaje RMS a través de la inductancia L2, de igual manera se consigue aplicando la misma definición sobre la curva de la Figura 2.8, así se expresa el voltaje RMS de la inductancia L2 en la Ecuación 2.69.

$$V_{L2_{rms}} = \sqrt{V_{pv}^2 \cdot \delta + V_o^2 (1 - \delta)} \quad (2.69)$$

Reemplazando las equivalencias, se tiene el voltaje RMS sobre la inductancia L2 en la Ecuación 2.70.

$$V_{L2_{rms}} = \sqrt{(348[V])^2 \cdot 0.508 + (360[V])^2 (1 - 0.508)} = 353.95 [V] \quad (2.70)$$

Al valor calculado de la corriente RMS se le agrega el mismo factor de seguridad para garantizar que el calibre del cable de la inductancia sea el adecuado para soportar picos

de corriente transitorios y evitar calentamientos en el material. Las especificaciones del inductor L2 se detallan en la Tabla 2.4.

$$I_{L2} = 3 \cdot I_{L1_{rms}} = 95.73 [A] \quad (2.71)$$

Posteriormente se procede a calcular el valor de las capacitancias Cin, C2 y C3. Para el capacitor de entrada Cin, el rizado con respecto al voltaje del panel fotovoltaico debe ser pequeño para mantener estabilidad en el voltaje que ingresa al convertidor DC-DC, por esta razón se utiliza un rizado de 0.2%. De esta manera el capacitor Cin queda dimensionado en la Ecuación 2.72.

$$C_{in} = \frac{360 \cdot (1 - 0.508)}{8 \cdot 150[uH] \cdot 0.2\% \cdot 348[V] \cdot (27[kHz])^2} = 290.9[uF] \quad (2.72)$$

Para el capacitor C1 se utiliza un rizado de 1% con respecto al voltaje de entrada debido a que en esta parte del convertidor no se necesita un rizado bajo, así el capacitor queda dimensionado en la Ecuación 2.73.

$$C1 = \frac{0.508 \cdot 28.42[A]}{1\% \cdot 348[V] \cdot 27[kHz]} = 153.65[uF] \quad (2.73)$$

Para el capacitor C2 se utiliza un porcentaje de rizado más pequeño con respecto al capacitor Cin debido a que el voltaje corresponde al voltaje de salida del bus DC, así el capacitor queda dimensionado en la Ecuación 2.74 con un rizado de 0.3%.

$$C2 = \frac{0.508 \cdot 28.42[A]}{0.3\% \cdot 360[V] \cdot 27[kHz]} = 495.1[uF] \quad (2.74)$$

Se tiene en cuenta que los valores de capacitancias sirven para bajar el rizado tanto del voltaje generado por el panel fotovoltaico, así como del voltaje de bus DC, de esta manera se tienen las especificaciones para los capacitores en la Tabla 2.4. Cabe mencionar que los capacitores se deben especificar para la frecuencia de conmutación del conversor, la cual es de 27 [kHz], de esta manera podrán almacenar la carga de manera correcta. Los valores escogidos son mayores a los obtenidos con relación a un valor estándar de capacitancia.

Los siguientes elementos que se deben especificar son semiconductores S1 y D que corresponden al interruptor controlado y al diodo del convertidor SEPIC. A estos elementos se les debe especificar corriente y voltaje RMS para que su funcionamiento sea óptimo.

La corriente que atraviesa por el transistor S1 es la suma de las corrientes de los inductores L1 y L2, de esta manera se debe describir la función por partes, y aplicar la definición de valor RMS, quedando la Ecuación 2.75.

$$I_{S1rms} = \sqrt{\delta \left[ \left( \frac{V_{pv}}{L1} + \frac{V_{pv}}{L2} \right)^2 \left( \frac{\delta^2}{12 \cdot f^2} \right) + \left( \frac{I_o}{1 - \delta} \right)^2 \right]} \quad (2.75)$$

Reemplazando los valores de cada parámetro, se obtiene el resultado de la corriente RMS a través del transistor S1.

$$I_{S1rms} = 45.48 [A] \quad (2.76)$$

El siguiente paso es determinar el voltaje RMS al que se someterá el transistor S1, para esto se utiliza la forma de onda de voltaje del elemento en cuestión y se aplica la definición, obteniéndose lo expresado en la siguiente ecuación.

$$V_{S1rms} = (V_{pv} + V_o) \sqrt{1 - \delta} \quad (2.77)$$

Por último, se reemplazan los parámetros de la Ecuación 2.77 dando como resultado el voltaje RMS del transistor S1.

$$V_{S1rms} = (348[V] + 360[V]) \sqrt{1 - 0.508} = 496.61[V] \quad (2.78)$$

Tanto a la corriente como al voltaje RMS se les multiplica por un factor de seguridad para garantizar la operación continua del sistema, de esta manera se tiene los valores de corriente y voltaje del interruptor controlador en las Ecuaciones 2.79 y 2.80. De esta manera la Tabla 2.4 especifica los parámetros del transistor S1.

$$I_{S1} = 3(I_{S1rms}) = 3(45.48[A]) = 136.44 [A] \quad (2.79)$$

$$V_{S1} = 2(V_{S1rms}) = 2(496.61[V]) = 993.22 [V] \quad (2.80)$$

Para el diodo D, se utiliza el mismo procedimiento para obtener la corriente RMS, se usa la forma de onda de corriente y se define la función por partes, de donde se obtienen las constantes de las ecuaciones 2.81 y 2.82 para definir el valor de la corriente.

$$B = \left( \frac{V_o}{L1} + \frac{V_o}{L2} \right) \quad (2.81)$$

$$C = \frac{3}{2} B \delta T + \frac{I_o}{1 - \delta} - \left( \frac{T}{2} \cdot B \right) \quad (2.82)$$

Planteando la integral se obtiene la corrientes RMS que atraviesa al diodo D.

$$I_{Drms}^2 = \left( \frac{B^2(1 - \delta^3)}{3 \cdot f^2} \right) - \frac{B \cdot C(1 - \delta^2)}{f} + C^2(1 - \delta) \quad (2. 83)$$

Reemplazando cada uno de los parámetros de la Ecuación 2.83 se tiene el valor de corriente RMS que atraviesa el diodo D.

$$I_{Drms} = 31.88[A] \quad (2. 84)$$

El siguiente paso es determinar el voltaje RMS al que se someterá el diodo D, para esto se utiliza la forma de onda de voltaje del elemento en cuestión de la Figura 2.7. Así, el valor queda definido en la Ecuación 2.85.

$$V_{Drms} = (V_{pv} + V_o)\sqrt{\delta} \quad (2. 85)$$

Por último, se reemplazan los parámetros de la Ecuación 2.85 dando como resultado el voltaje RMS del diodo D.

$$V_{Drms} = (348[V] + 360[V])\sqrt{0.508} = 504.62[V] \quad (2. 86)$$

De igual manera se aplican los mismos factores de seguridad tanto para la corriente como para el voltaje del diodo.

$$I_D = 3(I_{Drms}) = 3(31.88[A]) = 95.66 [A] \quad (2. 87)$$

$$V_D = 2(V_{Drms}) = 2(504.62[V]) = 1009.24 [V] \quad (2. 88)$$

De esta manera los elementos del convertidor SEPIC se indican en la Tabla 2.4, donde se detallan las capacitancias escogidas bajo valores estándar junto con los valores de diseño de los inductores, así como la frecuencia de conmutación.

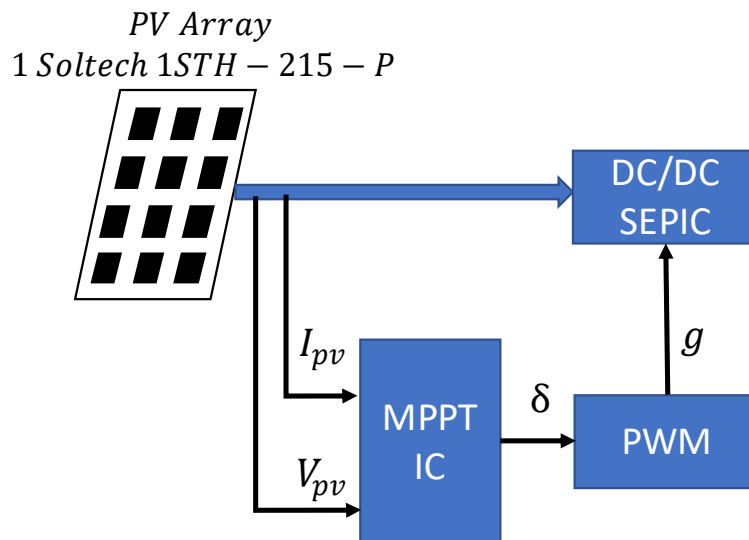
**Tabla 2.4.** Detalle del convertidor SEPIC.

Elemento	Significado	Parámetro	Valor	Unidades
Cin	Capacitor de Entrada	Capacitancia	330	[uF]
		Voltaje	348	[V]
C1	Capacitor C1	Capacitancia	220	[uF]
		Voltaje	348	[V]
C2	Capacitor C2	Capacitancia	560	[uF]
		Voltaje	360	[V]

Elemento	Significado	Parámetro	Valor	Unidades
L1	Inductor L1	Inductancia	150	[uH]
		Voltaje RMS	353.95	[V]
		Corriente RMS	95.76	[A]
L2	Inductor L2	Inductancia	130	[uH]
		Voltaje RMS	353.95	[V]
		Corriente RMS	95.73	[A]
D	Diodo D	Voltaje RMS	1009.24	[V]
		Corriente RMS	95.66	[A]
S1	Transistor	Voltaje RMS	993.22	[V]
		Corriente RMS	136.44	[A]
f	Frecuencia de conmutación	-	27	[kHz]

## 2.5 ALGORITMO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR SEPIC

Como el objetivo del convertidor es rastrear el punto de máxima potencia del panel fotovoltaico, lo que se realiza es definir el algoritmo de control. Para este caso se utiliza el algoritmo de Conductancia Incremental mejorado como rastreador del punto de máxima potencia MPPT (Maximum Power Point Tracking) por sus siglas en inglés, cuyo esquema se visualiza en la Figura 2.9.

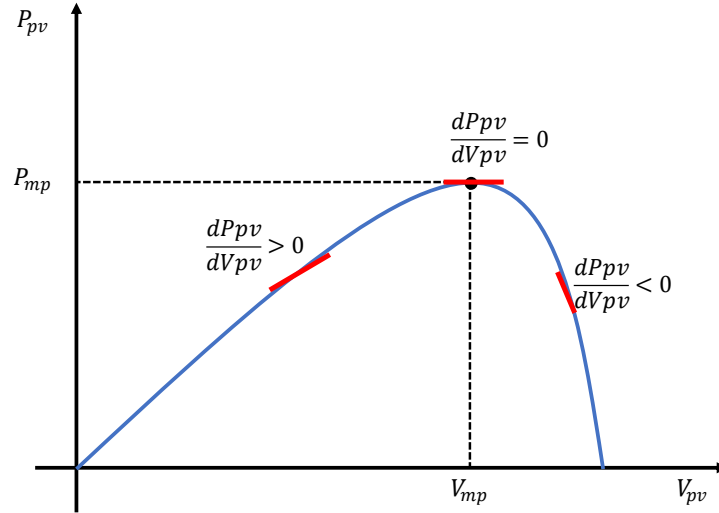


**Figura 2.9.** Esquema de control para rastrear el punto de máxima potencia.

Se puede observar que el esquema de control para rastrear el punto de máxima potencia adquiere las señales de corriente y voltaje del panel fotovoltaico para calcular la relación de trabajo  $\delta$  de la señal PWM  $g$  con la cual trabaja el convertidor SEPIC.

### 2.5.1 ALGORITMO IC (CONDUCTANCIA INCREMENTAL)

Este algoritmo denota que en el punto de máxima potencia de la curva de potencia-voltaje la pendiente es cero, como se indica en la Figura 2.10 [26].



**Figura 2.10.** Curva de Potencia-Voltaje de salida de un panel fotovoltaico. Pendiente en color rojo.

De la Figura 2.10, a la izquierda del punto de máxima potencia la pendiente es positiva, mientras que a la derecha la pendiente es negativa. Esto se puede expresar mediante las siguientes ecuaciones [27].

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0 \quad (2.89)$$

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} > 0 \quad (2.90)$$

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} < 0 \quad (2.91)$$

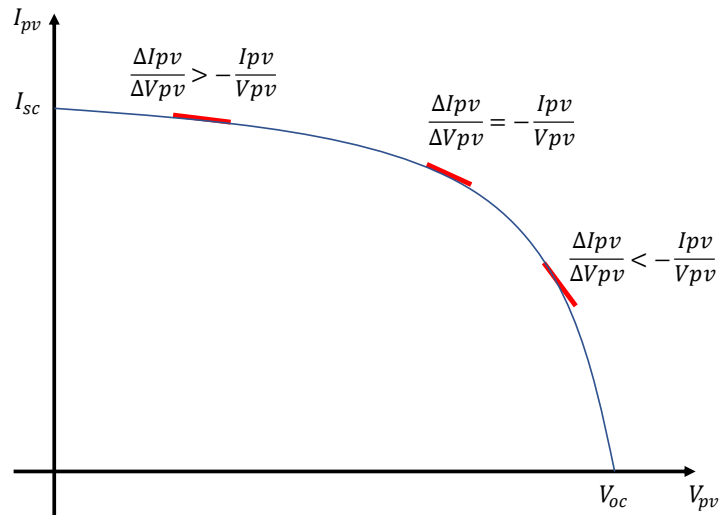
De esta manera si el diferencial de potencia respecto al diferencial de voltaje es igual a cero, se garantiza que el punto evaluado corresponde al punto de máxima potencia. Si la derivada resulta con un valor mayor a cero el punto evaluado se encuentra a la izquierda del punto de interés mientras que si el resultado es menos a cero, el punto se encuentra a la derecha del punto de interés.

Entonces, se puede reemplazar la potencia del panel fotovoltaico por su equivalencia expresada en función del voltaje y corriente del este.



$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = \frac{d(V_{pv} \cdot I_{pv})}{dV_{pv}} \quad (2.92)$$

Si se aplica la regla de la cadena a la Ecuación 2.92 y se aproxima las derivadas a un diferencial se puede expresar el punto de máxima potencia en base a la curva I-V del panel fotovoltaico como lo indica la Figura 2.11.



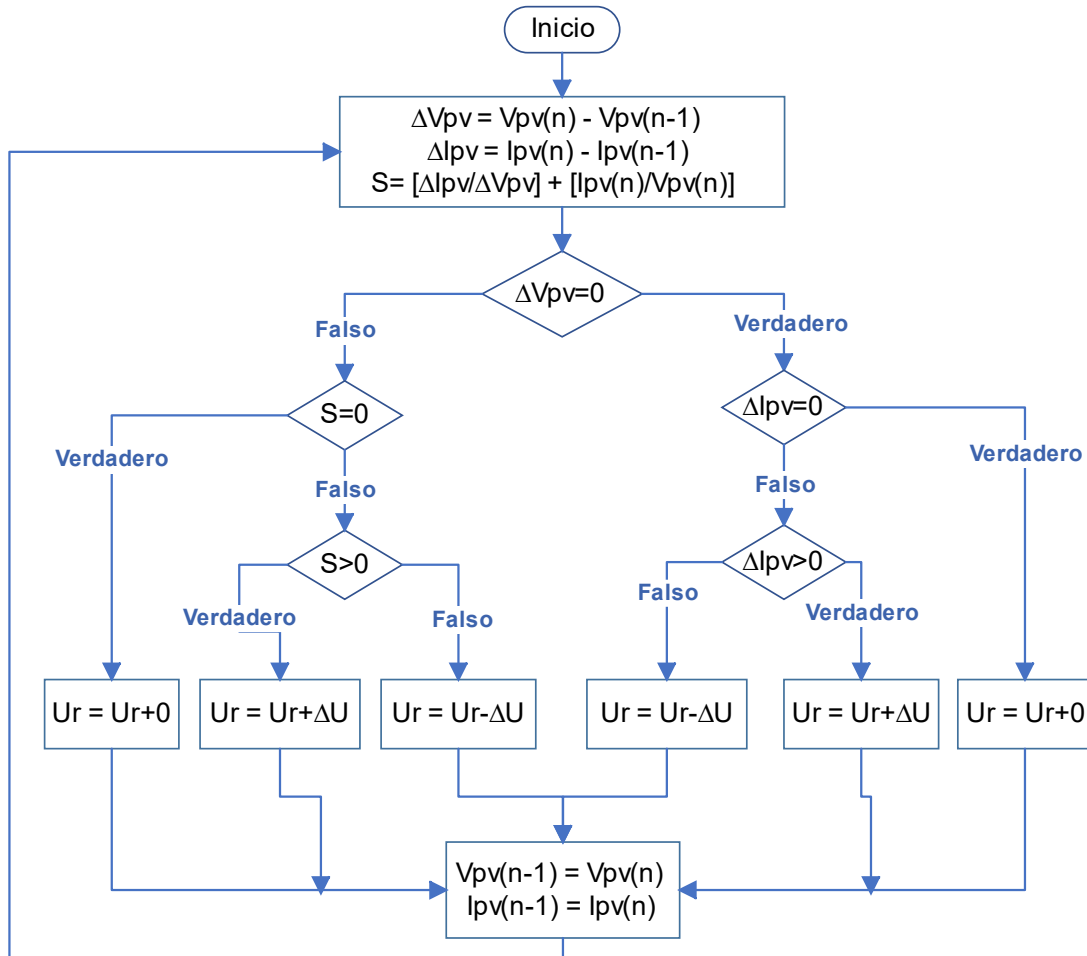
**Figura 2.11.** Curva característica corriente-voltaje de un panel fotovoltaico. Las pendientes se encuentran en rojo.

Por tanto, el algoritmo tiene que medir corriente y voltaje que genera el panel fotovoltaico en el instante de tiempo  $n$ , también se deben tener las medidas de corriente y voltaje en el instante de tiempo  $n - 1$  así se pueden calcular los diferenciales. Al mismo tiempo el algoritmo calcula la suma de la conductancia incremental ( $\Delta I_{pv} / \Delta V_{pv}$ ) con la conductancia instantánea ( $I_{pv} / V_{pv}$ ) [28].

La primera parte del algoritmo determina si existe algún cambio en las diferencias de voltaje y corriente,  $\Delta V_{pv}$  y  $\Delta I_{pv}$ . Si no existe cambio, quiere decir que sus valores son cero, por tanto, el algoritmo encontró el punto de máxima potencia, de esta manera no se suma ningún valor a la salida  $U_r$  del algoritmo. Lo cual se describe mediante el diagrama de flujo de la Figura 2.12.

Posteriormente se revisa la suma  $S$ , si este valor es cero, tampoco se cambia el valor de la salida  $U_r$  del algoritmo, debido a que tanto la conductancia incremental como la instantánea no han cambiado y por tanto se mantiene al panel en el punto de máxima potencia. Si el resultado de  $S$  no es igual a cero se debe cambiar el valor de la salida del algoritmo ya sea sumando o restando la variable  $\Delta U$ . La parte final del algoritmo evalúa si

ha existido un cambio en la corriente del panel, de tal manera que se ajuste el valor de la salida  $U_r$  a pesar de los cambios en las condiciones atmosféricas a las que el panel fotovoltaico se vea afectado [27].



**Figura 2.12.** Diagrama de flujo del algoritmo de Conductancia Incremental original.

## 2.5.2 ALGORITMO IC MEJORADO

Con lo antes expuesto, se tiene claro que dependiendo del valor elegido en la variable  $\Delta U$ , el algoritmo creará oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia dependiendo del tamaño del paso. Por tanto, muchos autores proponen algoritmos con un paso variable y así lograr eliminar algunos inconvenientes. Estos algoritmos son llamados “mejorados” y existen algunas variantes, algunos de estos determinan el valor del paso en base a la curva de potencia-voltaje del panel fotovoltaico [28].

Entonces, el algoritmo IC que se usará, utiliza las características de la curva característica de potencia del panel fotovoltaico. La idea principal del algoritmo es ajustar automáticamente el valor del paso acorde al punto de operación.

Entonces, si el punto de operación está lejos del punto de máxima potencia, el algoritmo actúa para que la salida del algoritmo aumente y el seguimiento sea más rápido. Cuando el punto de operación se vaya acercando al punto de máxima potencia, el algoritmo reduce el tamaño del paso y de esta manera el seguimiento sea más lento y con menos oscilaciones. De esta manera, el paso se determina mediante la Ecuación 2.93.

$$Paso = N \cdot abs\left(\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}}\right) \quad (2.93)$$

Donde  $N$  es el factor de escalamiento y tendrá un valor menor o igual a la milésima parte de unidad dado que el valor del paso debe ser acorde con la salida del algoritmo, la cual ya se especificó anteriormente.

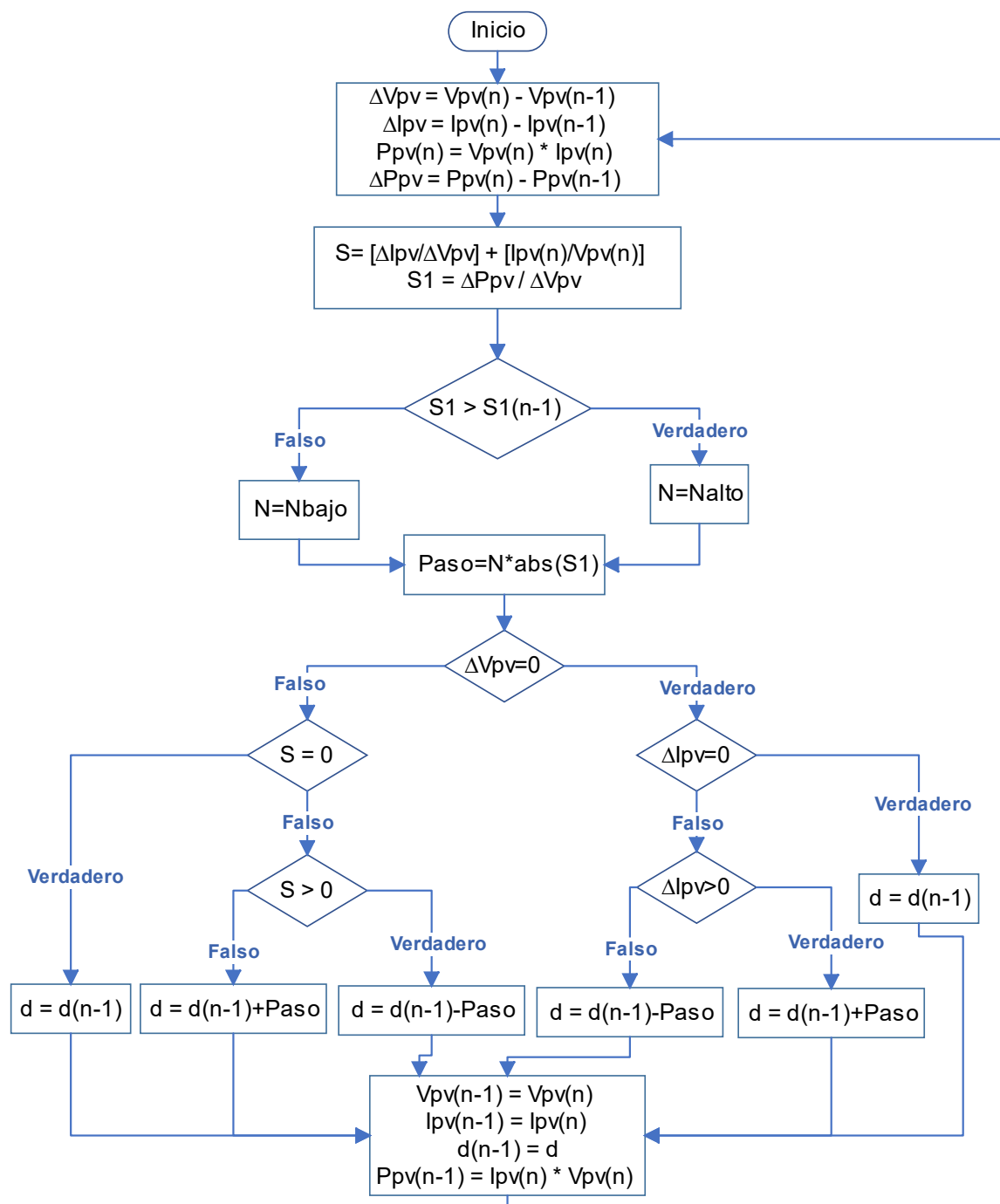
Para que el algoritmo sea mejor, el factor  $N$  debe ser tratado y no tiene que ser constante durante la operación del sistema debido a que afecta la forma de seguimiento del punto de interés, es decir, mientras más alto es el valor de  $N$ , la velocidad de seguimiento es más rápida y las oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia. Por otro lado, mientras más bajo sea el valor de  $N$ , la velocidad de seguimiento es más lenta y las oscilaciones alrededor del punto de interés serán más lentas y suaves. Para solucionar este problema el algoritmo implementa una selección para el valor de  $N$ .

Para escoger el valor de  $N$ , se evalúa el valor de la pendiente de la curva potencia-voltaje ( $dP_{pv}/dV_{pv}$ ). De esta manera, si el valor de la pendiente, tomada en un tiempo  $n$ , es más grande con respecto al valor de la pendiente, tomada en un tiempo  $n - 1$ , el algoritmo entiende que el punto de operación está lejos del punto de máxima potencia, por ende,  $N$  debe tomar un valor alto para llegar lo más rápido posible al punto de máxima potencia. El valor es llamado *Nalto* [29].

Por otro lado, si el valor de la pendiente, tomada en un tiempo  $n$ , es menor con respecto al valor de la pendiente, tomada en un tiempo  $n - 1$ , el algoritmo entiende que el punto de operación se encuentra más cerca del punto de máxima potencia, por ende,  $N$  toma un valor bajo para ir acercándose más lento al punto de interés. El valor es llamado *Nbajo*.

Con estos cambios, el algoritmo IC original toma otro rumbo antes de incrementar o decrementar la relación de trabajo con la que el convertidor SEPIC trabajará como se detalla en la Figura 2.13.

En la Tabla 2.5 se especifican algunas de las variables usadas en el desarrollo del algoritmo de la Figura 2.13.



**Figura 2.13.** Algoritmo IC mejorado con paso variable.

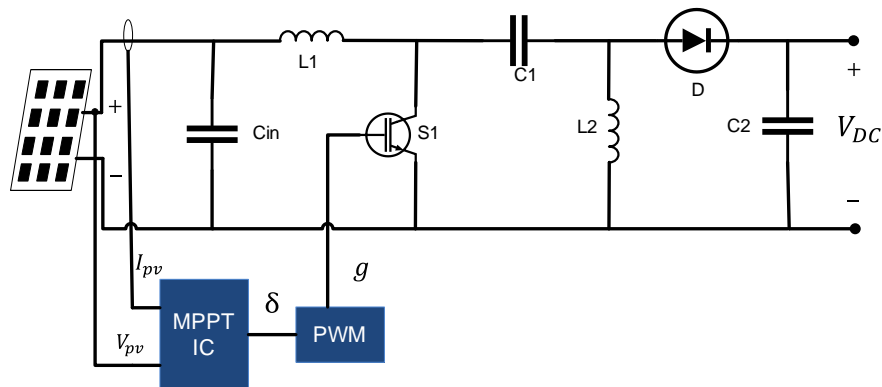
La diferencia con el algoritmo original es notoria solamente en el comienzo de este, en vista de que el algoritmo no solo se basa en la lectura de corriente y voltaje sino también en el cálculo de la potencia que se produce para calcular la tangente de la pendiente de la curva de potencia-voltaje del panel fotovoltaico. Posteriormente se realizan las operaciones para hallar los diferenciales entre los valores actuales y anteriores.

**Tabla 2.5.** Parámetros del algoritmo IC mejorado.

Tipo	Parámetro	Significado
Entrada	$V_{pv}(n)$	Medida de voltaje actual
	$V_{pv}(n-1)$	Medida de voltaje anterior
	$I_{pv}(n)$	Medida de corriente actual
	$I_{pv}(n-1)$	Medida de corriente anterior
	Nalto	Valor alto para N
	Nbajo	Valor bajo para N
Operación	$\Delta V_{pv}$	Diferencia entre $V_{pv}(n)$ y $V_{pv}(n-1)$
	$\Delta I_{pv}$	Diferencia entre $I_{pv}(n)$ y $I_{pv}(n-1)$
	S	Ecuación 2.128
	S1	Valor de la pendiente tangente a la curva potencia-voltaje
	$P_{pv}(n)$	Medida de potencia actual
	$P_{pv}(n-1)$	Medida de potencia anterior
	Paso	Cálculo del paso de acuerdo con los factores "Nalto" y "Nbajo"
Salida	d	Salida del algoritmo

Con esos valores se procede a elegir el factor  $N$  que se utilizará para calcular el *Paso* para que finalmente y dependiendo del cambio de la corriente, voltaje y conductancia se incrementa o decrementa la salida del algoritmo. Los valores *Nalto* y *Nbajo* son valores que se encontrarán en milésimas de unidad o menores debido al valor del *Paso*, el cual también debe tener esa dimensión. Estos valores se buscarán mientras se vaya probando el sistema hasta que la salida sea la adecuada.

En base al diseño del convertor y del algoritmo MPPT para rastrear el punto de máxima potencia, el diagrama de la primera etapa se presenta en la Figura 2.14, donde el algoritmo recibe las medidas de corriente y voltaje del panel fotovoltaico y calcula una relación de trabajo equivalente para generar una señal PWM que controla al transistor S1.



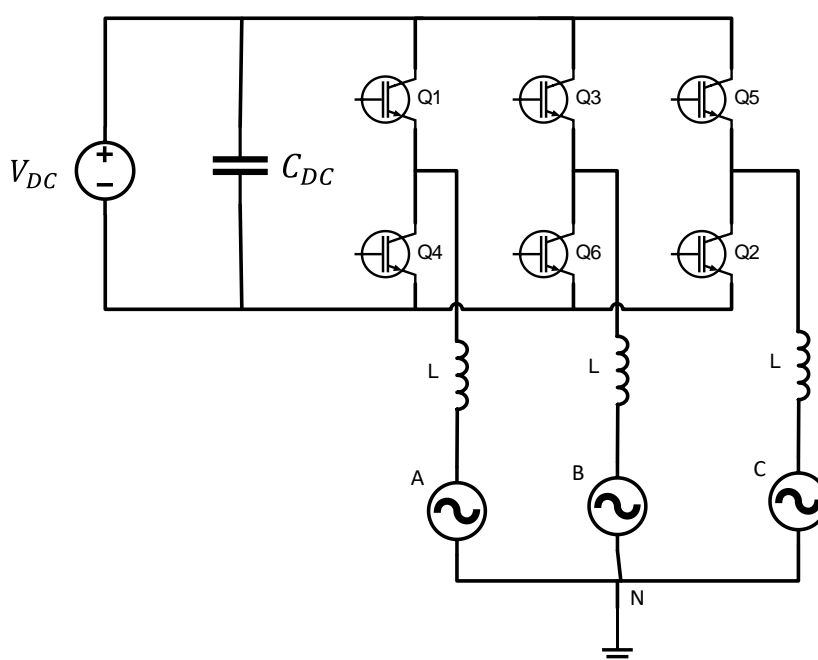
**Figura 2.14.** Esquema de control de la primera etapa del sistema.

## 2.6 ANÁLISIS DE LA ETAPA INVERSORA CONECTADA A LA RED ELECTRICA

Esta etapa del sistema consta de un convertidor DC-AC conectado a la red trifásica por medio de un filtro inductivo. Esta etapa se encarga de la inyección de potencia activa a la red con factor de potencia cercano a la unidad.

### 2.6.1 INVERSOR TRIFÁSICO DE DOS NIVELES

Como se detalló anteriormente, existen algunas topologías de convertidores DC-AC, que comúnmente son llamados inversores. La topología que se va a utilizar es la del inversor de puente completo de dos niveles, la más común para sistemas trifásicos. La cual se indica en la Figura 2.15.



**Figura 2.15.** Topología del convertidor trifásico DC-AC de dos niveles.

El convertidor DC-AC de dos niveles pertenece a la categoría de los inversores VSI (Voltage Source Inverter, por sus siglas en inglés, Inversor de fuente de Voltaje). La topología consta de seis transistores que pueden ser IGBT's o Mosfet's. El par de cada rama consiste en un inversor de medio puente junto con un capacitor que sirve como unión entre la fuente de voltaje continua y el inversor. Cada transistor tiene un diodo en antiparalelo que proporciona un camino de corriente para las cargas inductivas.

La fuente de voltaje corresponde al convertidor DC-DC SEPIC puesto que es el encargado de entregar el voltaje al bus DC, por tanto, la fuente de voltaje representa a este intermedio entre ambas etapas.

El inversor tiene tres salidas representadas por las líneas A, B y C de tal forma que el inversor produce una salida de voltaje en cada fase que se conecta al lado positivo o negativo del bus DC, de ahí su nombre de inversor de dos niveles [30].

El par de transistores (Q1; Q4) se abren y cierran de forma opuesta, esto mismo sucede con los pares (Q2; Q5) y (Q3; Q6). Los pares de transistores deben estar coordinados de tal manera que no se activen al mismo tiempo, caso contrario se produciría un cortocircuito en la fuente del inversor, que para este caso es el bus DC producido por el convertidor SEPIC [3].

La carga conectada a la salida del inversor trifásico se puede conectar en delta o estrella. Para este sistema, la salida se conectará en estrella a la red eléctrica trifásica a causa de que es la conexión más común, donde el voltaje de cada fase de la carga es el voltaje línea-neutro. La ventaja de este convertidor es que se pueden generar corrientes por cada fase de igual amplitud, con lo cual se habla de un sistema trifásico balanceado donde la suma de las tres corrientes es cero.

Para manejar los transistores se emplean técnicas de modulación que permitan obtener una señal de salida sinusoidal tanto de voltajes como de corriente. Una de ellas y la más básica es la modulación cuadrada que permite entender los estados de conmutación de los transistores, pero para lograr una salida de voltaje sinusoidal con bajo porcentaje de THD se emplean técnicas de modulación más elaboradas como la técnica SPWM o SVPWM.

### **2.6.2 MODULACIÓN SPWM**

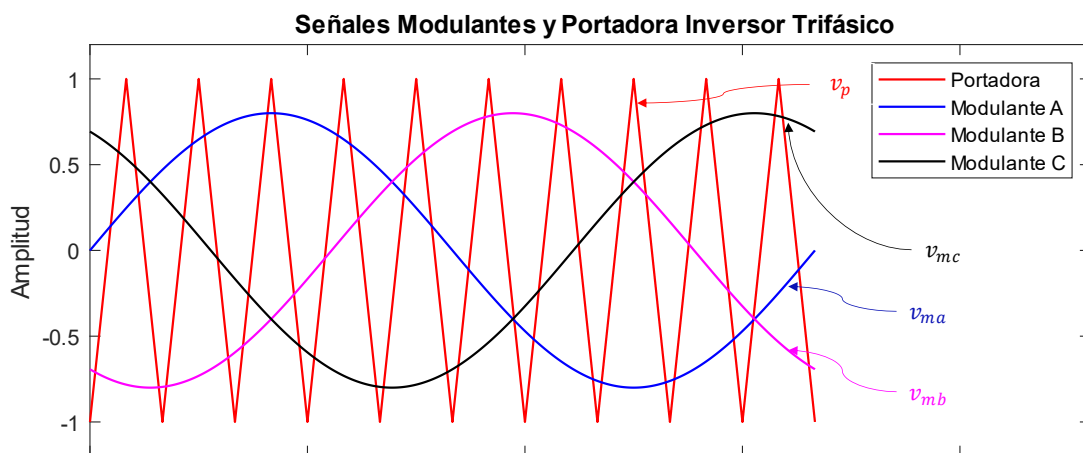
La técnica SPWM proporciona una manera para decrementar el porcentaje de THD en la corriente y voltaje de carga. Otra de las ventajas de esta técnica es que, agregando un filtro a la salida del convertidor, los requerimientos de THD son más fáciles de cumplir [3]. La salida, sin ningún tipo de filtrado de este tipo de modulación, tiene distorsión armónica en frecuencias altas. Por esta razón la técnica SPWM facilita el filtrado de la salida del convertidor.

En esta técnica de modulación se emplean dos ondas para dar la señal de control de los transistores. Una de ellas es una onda de baja frecuencia, que comúnmente es una senoidal, la cual es nombrada señal moduladora o modulante. La otra es una onda de alta frecuencia, que puede ser una señal diente de sierra o triangular, la cual es nombrada señal portadora.

El inversor trifásico de dos niveles presenta seis transistores configurados en tres ramas, cada rama presenta un par de transistores. Estos pares ya han sido especificados anteriormente y son (Q1; Q4), (Q2; Q5) y (Q3; Q6).

Cada par de transistores requiere de una señal modulante independiente, las cuales son ondas senoidales con 120 grados de desfase entre ellas, con lo cual se produce una salida trifásica balanceada al igual que la red eléctrica trifásica.

En la Figura 2.16, se puede observar las señales modulantes y portadoras. Las señales modulantes tienen la misma frecuencia mientras que la señal portadora tiene una frecuencia superior a las señales modulantes, como se mencionó anteriormente esta frecuencia es múltiplo de la frecuencia de las ondas modulantes.



**Figura 2.16.** Señal portadora y señales modulantes para el inversor trifásico.

La condición necesaria para una modulación lineal es que las amplitudes de las señales modulantes deben permanecer por debajo del pico de la señal portadora. El valor pico-pico de la señal portadora es dado por el voltaje del bus DC, de esta forma, para cumplir la linealidad se debe cumplir lo expresado en la Ecuación 2.94, el límite corresponde al voltaje máximo que puede alcanzar cada rama del inversor trifásico medido respecto al punto medio del bus DC.

$$V_{ma} \leq \frac{V_{DC}}{2} \quad (2.94)$$

Otra condición para esta técnica es que la relación de modulación de frecuencia ( $m_f$ ) sea de un valor más alto que 21. Este factor se define como la relación entre la frecuencia de la señal portadora con la señal modulante. Si esta condición se cumple, la componente fundamental del voltaje de salida varía linealmente con la amplitud de la señal modulante para un voltaje constante del bus DC.



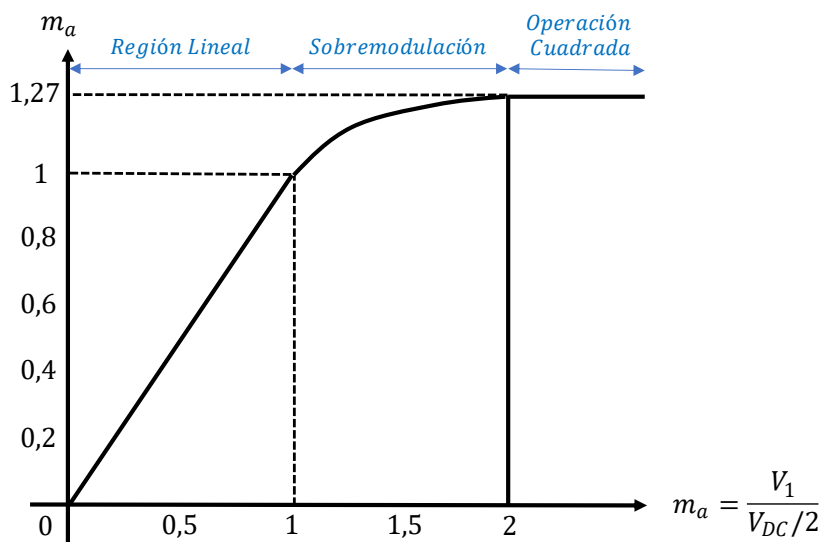
En adición, la frecuencia fundamental de la salida de voltaje es la misma que la frecuencia de la señal modulante, lo cual se expresa en la siguiente ecuación [13].

$$V_1 \leq V_{ma} \cdot \sin (wt) \quad (2. 95)$$

La anterior ecuación se puede escribir en términos del índice de modulación, el cual relaciona la amplitud de la señal modulante con respecto a la amplitud de la señal portadora. De esta manera la amplitud de la frecuencia fundamental en función del índice de modulación se expresa en la siguiente ecuación.

$$V_1 = m_a \cdot \frac{V_{DC}}{2} \quad (2. 96)$$

La amplitud de la frecuencia fundamental no debe ser mayor que la amplitud de la señal modulante, por tanto, el índice de modulación no puede superar el valor de 1. Si  $m_a \leq 1$ , la amplitud  $V_1$  de la frecuencia fundamental de la salida de voltaje del convertidor es linealmente proporcional al índice de modulación, en este caso el convertidor se lo considera como un simple amplificador de voltaje con ganancia unitaria. Si  $m_a \geq 1$ , la amplitud de la salida puede incrementar, pero no será de forma lineal y la modulación será cuadrada, lo cual se puede observar en la Figura 2.17.



**Figura 2.17.** Regiones de operación del inversor trifásico.

El valor máximo del índice de modulación es 1.27 que corresponde a la región de operación cuadrada. Para obtener este valor se debe obtener el valor de la amplitud de la frecuencia fundamental, este valor se obtiene del análisis de Fourier del voltaje línea-neutro del inversor en operación cuadrada y corresponde a  $\frac{2V_{DC}}{\pi}$  [13].

$$m_{a\_max} = \frac{\frac{2V_{DC}}{\pi}}{\frac{V_{DC}}{2}} = 1.27 \quad (2.97)$$

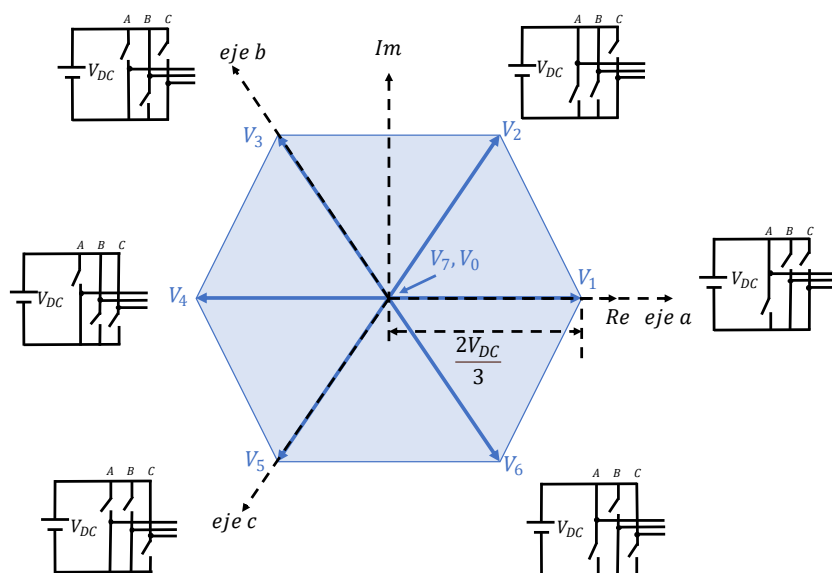
El máximo voltaje de salida lineal es de  $V_{DC}/2$ , lo cual corresponde al 78.54% del valor máximo que se tiene en operación cuadrada que es  $2V_{DC}/\pi$ . Por tanto, en operación lineal no se logra llegar al voltaje máximo por fase que se puede obtener con la técnica SPWM.

### 2.6.3 MODULACIÓN SVPWM

Mediante la técnica SPWM se tienen tres señales modulantes individuales, pero SVM es una variación que usa un enfoque diferente basado en el concepto de vector espacial, por esta razón la técnica es nombrada Modulación por Ancho de Pulso por Vectores Espaciales, SVPWM, por sus siglas en inglés.

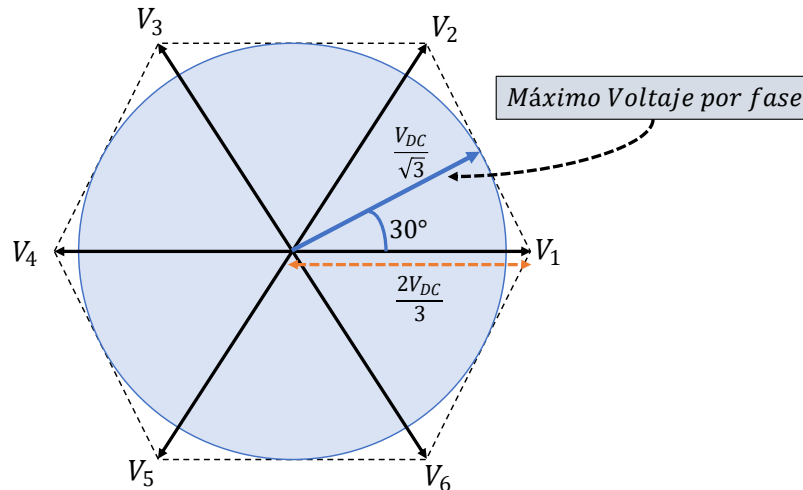
En esta técnica, las tres señales modulantes de referencia se representan como un espacio vectorial llamado  $v_{abc}$  en el plano complejo, este vector de voltaje de referencia es modulado por vectores de voltaje de salida disponibles en un inversor. La técnica SVPWM es muy usada en aplicaciones con inversores trifásicos puesto que una de las ventajas es que produce una salida de corriente con menos distorsión armónica y menos pérdidas por conmutación.

Según [3] se tienen seis estados de conmutación del inversor trifásico, adicionalmente se tienen dos estados que producen un voltaje nulo en la salida, por tanto, se obtendrán ocho vectores correspondientes a cada uno de los estados de los transistores [13], lo cual se indica en la Figura 2.18.



**Figura 2.18.** Vectores espaciales de voltaje en el plano complejo [13].

La magnitud de los vectores activos es el 66.67% del voltaje del bus DC y se encuentran en un intervalo de 60 grados entre ellos. La técnica de modulación produce un vector de referencia que gira en sentido antihorario en el plano complejo. El vector de referencia completa una vuelta por cada periodo de las ondas de referencia. El vector de referencia  $v_{ref}$  es generado según lo indicado en [13] y como se puede ver en la Figura 2.19.



**Figura 2.19.** Máximo voltaje por fase al unir dos vectores activos [13].

El rango máximo que puede alcanzar el voltaje de referencia dentro del hexágono al unir dos extremidades de los seis vectores activos se indica en la siguiente ecuación.

$$V_{DC} \geq \sqrt{3}v_{refmax} \quad (2.98)$$

El máximo voltaje línea-neutro que esta técnica puede alcanzar corresponde a un 15.47% más alto con respecto al valor que se alcanza con la técnica SPWM, el cual era  $V_{DC}/2$ . Por tanto, con la técnica SVPWM se puede alcanzar un 90.7% del voltaje que se alcanza en operación cuadrada,  $2V_{DC}/\pi$ . El máximo índice de modulación con la técnica SVPWM se calcula como se lo hizo con la técnica SPWM.

$$m_{a\_max\_svpwm} = \frac{\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}}{\frac{V_{DC}}{2}} = 1.15 \quad (2.99)$$

La técnica SVPWM permite un valor de hasta 1.15 en el índice de modulación de la región lineal y al tener una modulación simétrica permite que los voltajes efectivos se ubiquen de forma simétrica, con lo cual la distorsión armónica será menor a comparación de la técnica SPWM y por esta razón esta es la técnica elegida para controlar la salida de voltaje del convertidor trifásico de dos niveles [13].

## 2.7 DIMENSIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR DC/AC

Para dimensionar el convertidor se toma en cuenta un voltaje de bus DC constante donde las capacitancias son de valor alto para suavizar el voltaje de entrada. Otra consideración importante es que los transistores que se utilicen en la simulación del sistema serán ideales, con lo cual no se necesita programar un tiempo muerto en las señales de control para los transistores Q1, Q2, Q3, Q4, Q5 y Q6.

Antes de comenzar el diseño de los transistores, se debe fijar la frecuencia de conmutación y el voltaje del bus DC. La frecuencia de conmutación se elige en base a la relación entre la frecuencia de la señal portadora y la señal modulante, la cual debe ser múltiplo de tres y mayor a 21. Por tanto, la frecuencia de conmutación,  $f_{sw}$ , elegida es de 27 [kHz], la misma frecuencia usada para el convertidor SEPIC, mientras que la frecuencia de salida esperada es de 60 [Hz].

$$m_f = \frac{27[\text{kHz}]}{60[\text{Hz}]} = 450 \quad (2. 100)$$

En el diseño de la primera etapa se determinó que el voltaje de salida del conversor SEPIC,  $V_o$ , es de 360 [V] lo cual corresponde al valor del voltaje  $V_{DC}$  del bus DC. Con el análisis de Fourier del voltaje línea-línea la amplitud de la frecuencia fundamental es de  $2\sqrt{3}V_{DC}/\pi$ , es decir, un 78% del voltaje  $V_{DC}$ . Reemplazando el voltaje deseado entre líneas a la salida del inversor se tiene el voltaje mínimo requerido en el bus DC [13].

$$V_{DC} = \frac{V_{ABrms}}{0.78} = \frac{220 [V]}{0.78} = 282.05[V] \quad (2. 101)$$

Los parámetro del inversor se detallan en la Tabla 2.6, si bien se utiliza una modulación SVPWM que tiene como máximo un voltaje de referencia del 57.7% del bus DC. Los transistores se deben dimensionar para las peores condiciones de trabajo.

**Tabla 2.6.** Parámetros del inversor trifásico de dos niveles.

Parámetro	Valor	Unidad
Potencia	10.23	[kW]
Bus DC	360	[V]
Frecuencia	60	[Hz]
Frecuencia de conmutación	27	[kHz]
Voltaje línea-línea RMS	220	[V]
Voltaje línea-neutro RMS	127.01	[V]

Las formas de onda de voltaje de cada rama del inversor trifásico con respecto al punto medio del bus DC, varían entre  $V_{DC}/2$  y  $-V_{DC}/2$ , pero el voltaje respecto a tierra del bus DC varían entre  $+V_{DC}$  y 0, con lo cual cada transistor se somete a 360 [V] cuando no se encuentra activado. Este valor de voltaje se debe multiplicar por un factor de seguridad para garantizar operación continua y segura del sistema.

$$V_{QN} = 2V_{DC} = 2(360[V]) = 720[V] \quad (2. 102)$$

La corriente a la que se someten cada uno de los transistores es la corriente RMS por línea que se produce en la salida del convertidor para la potencia especificada de 10.23 [kW]. La potencia trifásica a la salida del convertidor se obtiene al analizar a la red como una carga balanceada por fase conectada en estrella. Al inyectar potencia activa, la potencia reactiva se toma como nula, por tanto, el factor de potencia es unitario, con lo cual la corriente por fase se utiliza para dimensionar los transistores del convertidor.

$$I_{Arms} = \frac{S_{3PH}}{\sqrt{3} \cdot V_{ABrms} \cdot \cos(\theta)} = \frac{10.23[kW]}{\sqrt{3} \cdot 220[V]} = 26.85[A] \quad (2. 103)$$

A esta corriente obtenida se multiplica por tres como factor de seguridad para que los transistores puedan trabajar de manera óptima.

$$I_{QN} = 3I_{Arms} = 3(26.85[A]) = 80.55[A] \quad (2. 104)$$

Con estos valores los transistores deben tener las características indicadas en la siguiente tabla.

**Tabla 2.7.** Especificaciones para los transistores Q1, Q2, Q3, Q4, Q5 y Q6.

Parámetro	Valor
Tipo	IGBT
V [V]	720
f [kHz]	27
I[A]	80.55

Por último, se utilizan dos capacitores que se conectan al bus DC producido por el convertidor SEPIC. Los mismos se pueden deducir del capacitor C2 dimensionado para la primera etapa del sistema. Este capacitor tiene un valor de 560 [uF], con lo cual para tener un valor equivalente se tiene que poner dos capacitores del doble del valor de C2. Ambos capacitores almacenarán la mitad del voltaje del bus DC. Lo cual se indica en la Tabla 2.8.

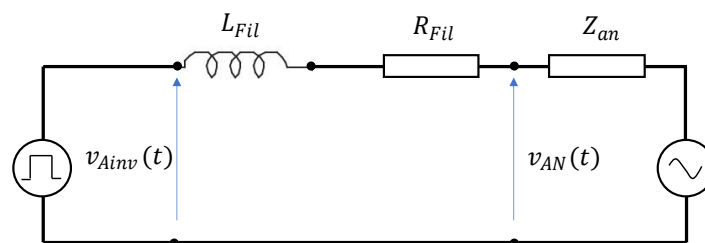
**Tabla 2.8.** Especificaciones de los capacitores  $C_{DC1}$  y  $C_{DC2}$ .

Parámetro	Valor
C [uF]	1000
V [V]	360
f [kHz]	27

La parte final del inversor corresponde al filtro, las componentes que se pretenden eliminar son aquellas de valor impar con respecto a la frecuencia fundamental que es de 60 [Hz]. Como indica la serie de Fourier de los voltajes línea-neutro, las componentes aparecen para  $n = 1,5,7,11 \dots$  es decir, que los armónicos aparecen alrededor de 300 [Hz], 420 [Hz], 660 [Hz]. Al tener un valor de 450 en el índice  $m_f$  aparecerán componentes alrededor de la frecuencia de conmutación, es decir, alrededor de 27 [kHz]. Por tanto, el filtro debe ser capaz de filtrar todas estas frecuencias para dejar solo la frecuencia fundamental.

Como se mencionó anteriormente, al utilizar la técnica de modulación SVPWM, el filtrado se hace sencillo en vista de que los armónicos aparecen en altas frecuencias y por tanto se puede implementar un filtro sencillo. El filtro para utilizar es un filtro tipo L, a razón de que con este será suficiente para filtrar aquellas componentes no deseadas [31].

El filtro consiste únicamente en una inductancia en serie junto con su valor de resistencia. Cada rama del inversor produce un voltaje que se conecta en paralelo con cada fase del sistema eléctrico trifásico, es así como se puede presentar un circuito equivalente por fase. En la Figura 2.20 se puede observar que la rama A del inversor se conecta mediante la inductancia y la resistencia a la fase A de la red eléctrica trifásica.



**Figura 2.20.** Circuito equivalente entre la rama del inversor A conectado a la fase A de la red.

El filtro permite que la corriente y voltaje que se conectan a la red sean senoidales con lo cual se tendría baja distorsión armónica en la salida. Con este circuito se puede obtener la función de transferencia del filtro.

$$v_{Ainv}(t) = v_{L_{Fil}}(t) + v_{R_{Fil}}(t) + v_{AN}(t) \quad (2.105)$$

El voltaje de fase de la red se lo considera como una fuente ideal de voltaje, por lo cual, al analizar la respuesta en frecuencia del filtro, el voltaje de la red será un cortocircuito, por lo que se elimina de la ecuación anterior. También se reemplazan la equivalencias de tensiones del inductor y de la resistencia. Para hallar la función de transferencia se aplica la transformada de Laplace, de esta manera la función de transferencia se expresa en la siguiente ecuación.

$$G_{Fil}(s) = \frac{I_A(s)}{V_{Ainv}(s)} = \frac{1}{L_{Fil} \cdot s + R_{Fil}} \quad (2. 106)$$

Esta función de transferencia representa al filtro tipo L, se puede observar que tiene un polo real y para observar su respuesta en frecuencia se debe graficar el diagrama de bode. Para esto se pasa al dominio de los números complejos.

$$G_{Fil}(j\omega) = \frac{1}{L_{Fil} \cdot j\omega + R_{Fil}} \quad (2. 107)$$

El eje de la ganancia se obtiene sacando el módulo de la función de transferencia, a la cual se la divide para  $R_{Fil}$ , para poder observar mejor el ángulo.

$$|G_{Fil}(j\omega)| = \frac{\left| \frac{1}{R_{Fil}} \right|}{\left| \frac{L_{Fil}}{R_{Fil}} j\omega + 1 \right|} = \frac{1}{R_{Fil}} \left[ 1 + \left( \frac{L_{Fil}}{R_{Fil}} \omega \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (2. 108)$$

Así la ganancia en decibelios se expresa en la siguiente ecuación.

$$FdB = 20 \log |G_{Fil}(j\omega)| = 20 \log \left| \frac{1}{R_{Fil}} \left[ 1 + \left( \frac{L_{Fil}}{R_{Fil}} \omega \right)^2 \right]^{-1/2} \right| \quad (2. 109)$$

Si la frecuencia es nula, la ganancia tiene un valor que depende de la resistencia, esta ganancia es negativa, con lo cual el filtro actúa como un atenuante desde el principio. Si la frecuencia toma el valor de  $R_{Fil}/L_{Fil}$ , la ganancia comenzará a decaer más y esta será la frecuencia de corte del filtro.

$$FdB = \begin{cases} -20 \log(R_{Fil}) & \text{si } \omega = 0 \\ -20 \log(R_{Fil} \cdot \sqrt{2}) & \end{cases} \quad (2. 110)$$

El siguiente paso es observar el comportamiento de la fase en función de la frecuencia. La fase se obtiene mediante la diferencia entre el numerador y denominador de la función de transferencia. Como la fase del numerador es nula, la fase de la función de transferencia es la fase del denominador.

$$\varphi_{G_{Fil}}(j\omega) = -\theta_{den} \quad (2.111)$$

Con esto se pueden observar tres puntos que describen el comportamiento de la fase del filtro. Cuando la frecuencia es cero, el ángulo de desfase es cero, si la frecuencia toma el valor de  $R_{Fil}/L_{Fil}$ , el ángulo de desfase es de -45 grados. Finalmente, si la frecuencia toma un valor muy alto, el ángulo de desfase es de -90 grados [32].

$$\varphi_{G_{Fil}}(j\omega) = \begin{cases} 0 & \text{si } \omega = 0 \\ -45^\circ & \text{si } \omega = \frac{R_{Fil}}{L_{Fil}} \\ -45^\circ & \text{si } \omega \gg \frac{R_{Fil}}{L_{Fil}} \end{cases} \quad (2.112)$$

Con estos valores se determina que existe una frecuencia de corte en la cual la ganancia comienza a descender. Al desear filtrar las frecuencias mayores a 60 [Hz], este valor se convierte en la frecuencia de corte del filtro, por tanto, la relación entre resistencia e inductancia debe cumplir con esta frecuencia.

$$\omega_L = 2\pi \cdot 60 = \frac{R_{Fil}}{L_{Fil}} \quad (2.113)$$

De esta manera se puede escoger un valor de inductancia y así obtener el valor de resistencia.

$$\begin{cases} L_{Fil} = 4 \text{ [mH]} \\ R_{Fil} = 1.5 \text{ [\Omega]} \end{cases} \quad (2.114)$$

Con esto la función de transferencia se puede definir completamente en la siguiente ecuación.

$$G_{Fil}(s) = \frac{1}{0.004s + 1.5} \quad (2.115)$$

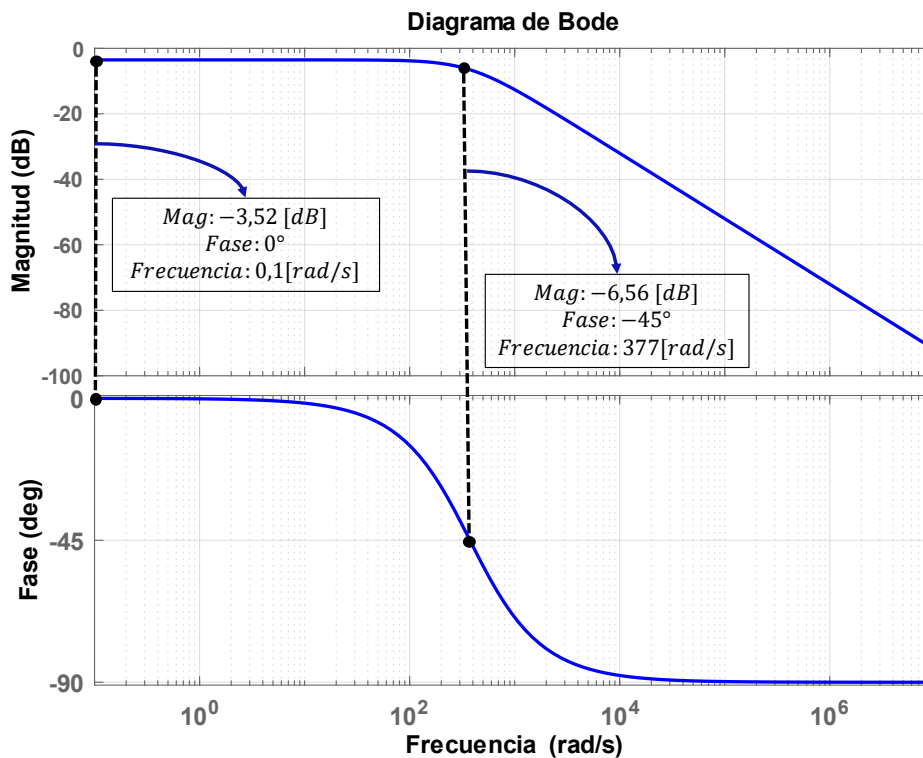
Al realizar el diagrama de bode de la función de transferencia, Figura 2.21, se puede observar que para valores cercanos a 0 [rad], la magnitud tiene un valor de -3.52 [dB].

La ganancia de -3.52 [dB] se mantiene hasta la frecuencia de corte donde la magnitud es de -6.56 [dB], a partir de ahí comienza a decaer 20 [dB/dec]. Al final se puede observar que la fase tiende a -90 grados para frecuencias altas donde la atenuación es alta.

Al tener una resistencia baja, se la puede suprimir en el circuito de simulación y dejar una inductancia de 4 [mH] por cada línea del sistema trifásico. Las inductancias deben soportar



la misma cantidad de voltaje y corriente que los transistores de cada rama del inversor, lo cual se indica en la tabla siguiente.



**Figura 2.21.** Respuesta en frecuencia del filtro L según la Ecuación 2.115.

Una vez listos los elementos que conforman al inversor se debe diseñar el sistema de control que ayudará al inversor sincronizarse con la red eléctrica trifásica. Como se mencionó anteriormente, se pretende usar un control PI para manejar la potencia activa que se inyecta a la red. El control PR (Proporcional Resonante) se presenta como una alternativa y ambos controles serán comparados.

## 2.8 SISTEMA DE CONTROL DEL CONVERTIDOR DC/AC

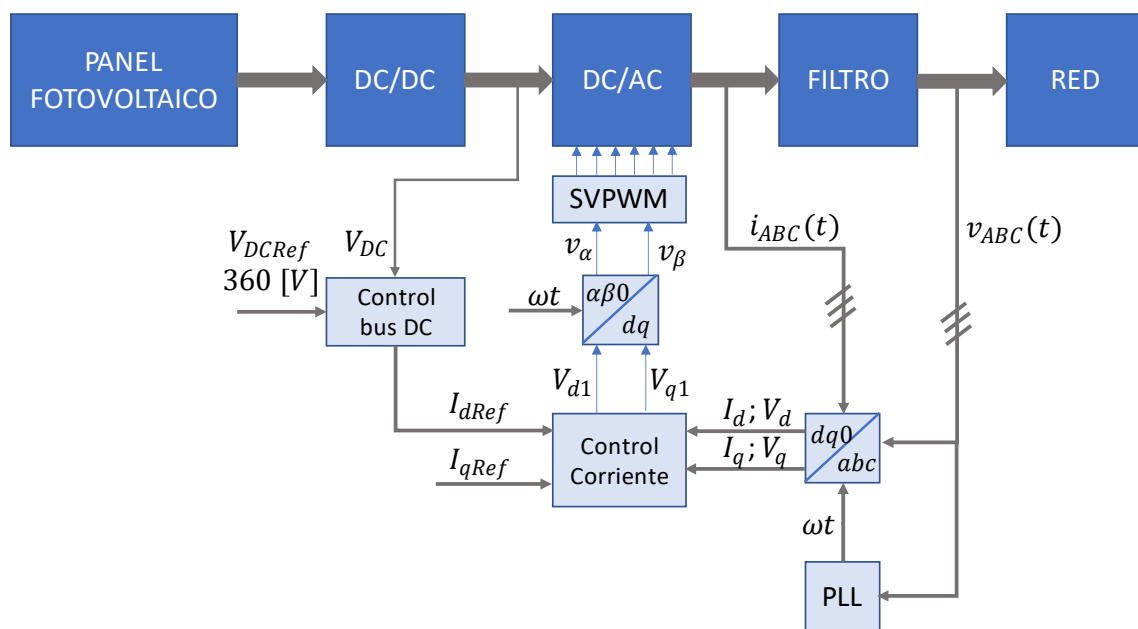
El objetivo del sistema es inyectar la potencia generada por el panel fotovoltaico a la red eléctrica trifásica, con lo cual es necesario entender que la salida del sistema es la potencia trifásica, la cual debe ser igual que la potencia generada por el panel fotovoltaico a una irradiancia y temperatura específicas.

Para alcanzar la potencia deseada a la salida, la corriente de cada línea debe estar en fase con el voltaje línea-neutro de la red eléctrica trifásica. Al conectar en paralelo el inversor con la red, el voltaje de cada rama del inversor se iguala con cada voltaje línea-neutro de la red, por lo que es necesario alcanzar la amplitud de corriente necesaria para que la potencia de salida sea similar a la potencia de entrada, por tanto, es necesario medir la

corriente de salida del inversor para compararla con una referencia y así aplicar el controlador para generar las señales de control de los transistores del inversor [33].

La corriente de salida del inversor son señales senoidales desfasadas 120 grados entre sí. Al tomar estas señales como medida se tendrían que usar tres controladores que deben estar sincronizados de tal manera que puedan generar las señales de control del inversor, lo cual se convierte en una tarea complicada para los controladores, que no solo deben tener una respuesta rápida, sino que deben seguir las referencias que tendrían que ser ondas senoidales de la amplitud adecuada generadas en función de la potencia de entrada.

Para simplificar este problema se utiliza la teoría de transformación de marcos de referencia, la cual pasa de un sistema no lineal a un sistema lineal y esto ayuda a implementar los controlades de manera más simple. El esquema de control se puede observar en la Figura 2.22.



**Figura 2.22.** Esquema general de control del inversor DC/AC.

El sistema de control adquiere las señales de corriente por cada línea y voltajes de línea-neutro de la red eléctrica trifásica en el punto PCC. Estas señales se encuentran en el marco de referencia trifásico  $abc$ , con lo cual se aplica una transformada para que se tenga una equivalencia en otro marco de referencia llamado  $dq0$ , por lo tanto, las señales de corriente y voltaje tienen sus equivalentes en las corrientes  $I_d$ ,  $I_q$ ,  $V_d$  y  $V_q$ . Para obtener estas medidas se debe hallar el ángulo  $\omega t$ , el cual permite sincronizar al inversor con la red eléctrica y obtener de manera correcta las señales medidas.

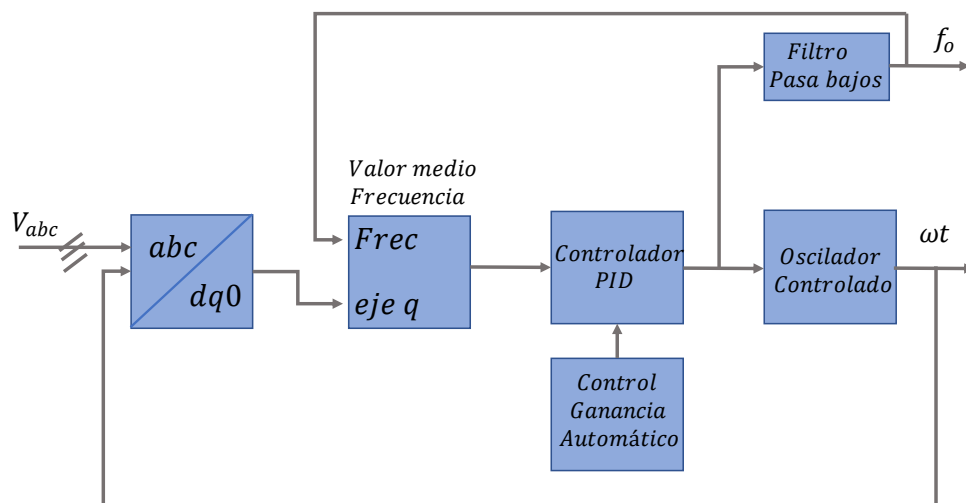
La otra parte del controlador de corriente consiste en ingresar las referencias de corriente. La corriente de referencia  $I_{dRef}$  se obtiene a partir del control del voltaje del bus DC, y es la encargada de la potencia activa del sistema, mientras que la corriente  $I_{qRef}$  se encarga de la potencia reactiva. Esto quiere decir que el control del inversor se hace en cascada, donde el lazo externo se compone del control del voltaje del bus DC mientras que el lazo interno controla las corrientes  $I_d$  e  $I_q$ .

El controlador de corriente genera dos voltajes de referencia en el marco de referencia  $dq0$ ,  $V_{d1}$  y  $V_{q1}$ , las cuales son llevadas a otro marco de referencia llamado  $\alpha\beta0$  con ayuda del ángulo de sincronización  $\omega t$ . Estas señales ingresan al bloque de modulación SVPWM como referencias para generar el vector de referencia que produce las señales de control de los transistores del inversor.

La transformación entre los marcos de referencia ya se presentó en la sección 1.3.9, y se utilizarán para entender el lazo de control que se tiene que sintonizar. La transformación entre estos marcos de referencia es posible con el PLL que se utilizará en la simulación.

### 2.8.1 SINCRONIZACIÓN CON LA RED

Para obtener el ángulo de sincronización que permita usar correctamente las transformadas se utiliza un mecanismo llamado PLL, el cual tiene como objetivo entregar una señal con la misma frecuencia de la señal de entrada, el diagrama de control se puede observar en la Figura 2.23.



**Figura 2.23.** Diagrama de bloques del PLL.

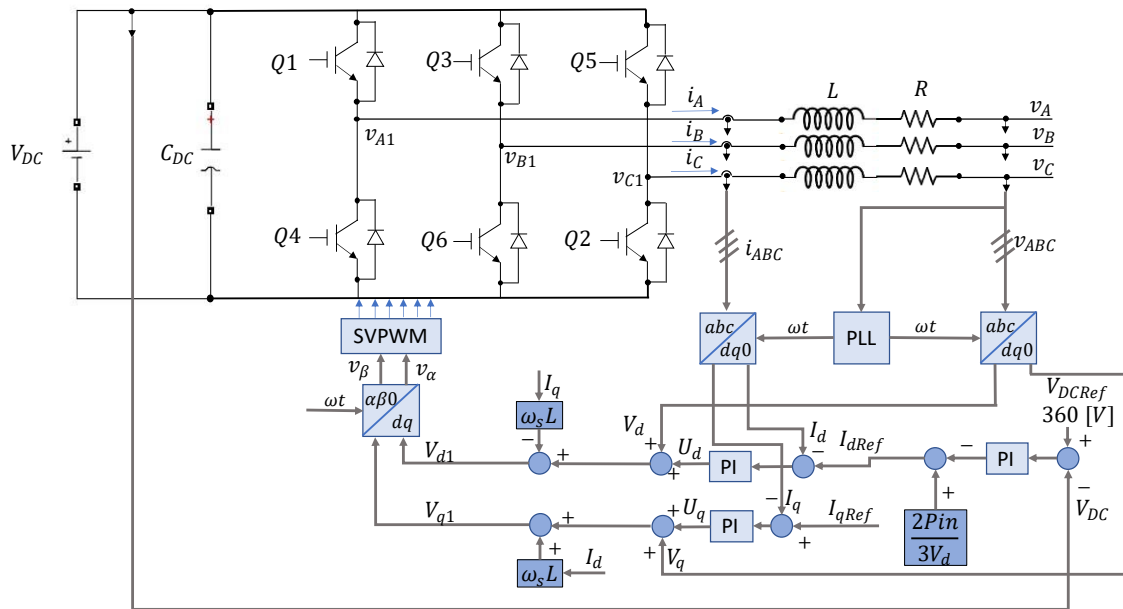
El PLL que se utilizará en la simulación es un bloque que viene incluido en el paquete de simulación Simulink, el cual consiste en un sistema de control a lazo cerrado que toma la

frecuencia y fase de tres señales en el marco de referencia  $abc$  y utiliza un oscilador de frecuencia interna. El sistema de control ajusta al oscilador de frecuencia para mantener la diferencia de fase entre la entrada y salida en cero. La salida  $\omega t$  del PLL es el ángulo en [rad] que varía de 0 a  $2\pi$  y se encuentra sincronizado con los cruces por cero por cada periodo de la señal de voltaje de cada fase.

## 2.8.2 SISTEMA DE CONTROL

En la Figura 2.22 se han descrito las transformadas de los marcos de referencia y el bloque PLL que permite sincronía entre el inversor y la red. Ahora se tiene que revisar el bloque que conforma el control de corriente del inversor. En la Figura 2.24 se puede observar el inversor trifásico, el filtro, la red y el sistema de control de forma detallada.

El lazo de control interno comprende el control de las corrientes  $I_d$  e  $I_q$  mientras que el lazo de control externo comprende el control del voltaje del bus DC que genera la referencia para el control de corriente  $I_d$ . La referencia para el control de corriente  $I_q$  es cero puesto que la principal idea del sistema es la inyección de potencia activa a la red eléctrica trifásica.



**Figura 2.24.** Lazo de control en cascada del inversor trifásico de dos niveles [2].

Del lazo interno de corriente se obtienen las señales de control  $u_q$  y  $u_d$ , las cuales son llevadas a los voltajes de referencia  $V_{d1}$  y  $V_{q1}$ . Estas señales se transforman al eje  $\alpha\beta 0$  para que ingresen al bloque de generación SVPWM, el cual admite estas señales para generar el vector de referencia.

El modelo de lazo interno de corriente ya se vio con la transformada del marco de referencia  $abc$  al marco de referencia  $dq0$  en la sección 1.3.9.4, donde se obtuvieron las ecuaciones que expresa la relación entre las corrientes  $i_d$  e  $i_q$  con los voltajes  $v_d$  y  $v_q$  en el marco de referencia  $dq0$ , las cuales se expresan nuevamente en las Ecuaciones 2.116 y 2.117. Sin embargo, las corrientes en el marco de referencia  $dq0$  se encuentran acopladas unas a otras mediante los términos  $L\omega_s i_d$  y  $L\omega_s i_q$ , con lo cual el sistema de control se complica. Adicionalmente los voltajes de la carga del inversor tienen influencia sobre las corrientes  $i_d$  e  $i_q$ .

$$L \frac{di_d}{dt} + Ri_d - L\omega_s i_q = (v_{d1} - v_d) \quad (2.116)$$

$$L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + L\omega_s i_d = (v_{q1} - v_q) \quad (2.117)$$

Para tener un control desacoplado los voltajes de salida de referencia del inversor  $v_{d1}$  y  $v_{q1}$  deben ser generados en base a los factores de desacople después de la señal de control generada por los controladores.

$$v_{d1} = u_d - L\omega_s i_q + v_d \quad (2.118)$$

$$v_{q1} = u_q + L\omega_s i_d + v_q \quad (2.119)$$

Se puede observar que a las señales de control  $u_d$  y  $u_q$  se les resta y suma los factores de desacople  $\pm L\omega_s i_{d,q}$  en cada corriente. De esta manera si se remplazan las equivalencias de  $v_{d1}$  y  $v_{q1}$  se pueden eliminar los factores de acoplamiento. Trasladando las ecuaciones al dominio de Laplace se encuentran las funciones de transferencia de cada corriente.

$$\frac{I_d(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (2.120)$$

$$\frac{I_q(s)}{U_q(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (2.121)$$

De manera general se puede graficar el diagrama de bloques de las ecuaciones ya indicadas, donde la acción de control resultante de los controladores PI actúan sobre la función de transferencia de cada corriente de forma directa [15]. Esto se puede observar en la Figura 2.25, donde la señal de control actuaría directamente sobre la función de transferencia de cada corriente siempre y cuando se añadan los factores de desacoplamiento en la señal de control, por esta razón los factores se ubican después de las señales de control resultantes de controladores PI.

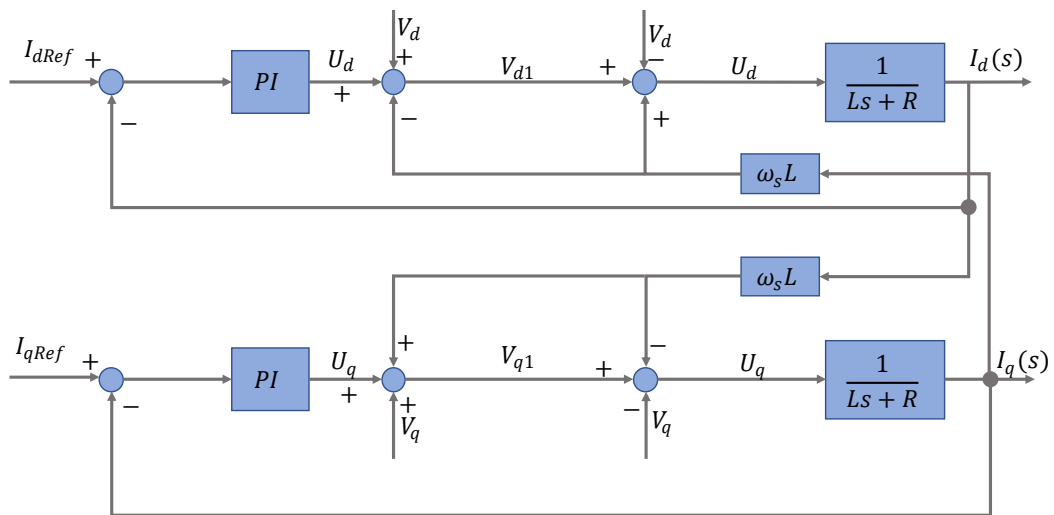


Figura 2.25. Diagrama de bloques en lazo interno de corriente.

### 2.8.3 DISEÑO DEL LAZO INTERNO DE CORRIENTE (CONTROL PI)

Este lazo de control interno debe tener una respuesta mucho más rápida que el lazo de control externo correspondiente al control del bus DC. Como las funciones de transferencia son de primer orden se pueden aplicar controladores PI, los cuales son igualmente simples y de primer orden. Los lazos de control para cada corriente se pueden observar de manera general en la Figura 2.26.

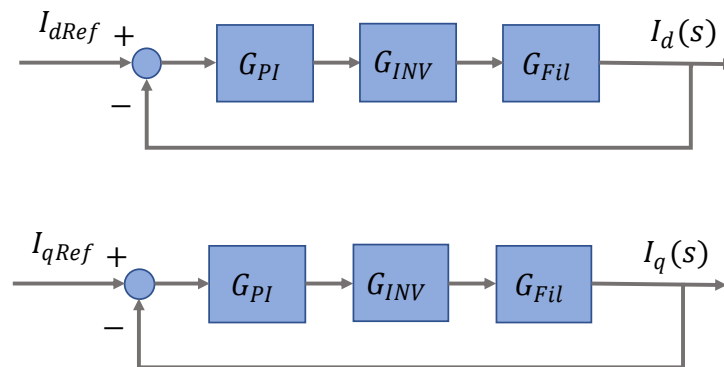


Figura 2.26. Lazos de control de las corrientes en el marco de referencia  $dq0$ .

Las funciones de transferencia de las corrientes  $i_d$  e  $i_q$  corresponden a la función de transferencia  $G_{Fil}$  de la Figura 2.26. A esta función de transferencia se le añade la función de transferencia del inversor trifásico de dos niveles la cual se modela como una función de primer orden con una ganancia que depende del valor de la fuente de alimentación al inversor y un retardo que depende del valor medio de la frecuencia de conmutación [34].

$$G_{INV}(s) = \frac{K_{in}}{1 + T_s \cdot s} \quad (2. 122)$$

Con lo visto en el ítem 2.6.3 el máximo voltaje de referencia que se puede alcanzar es  $V_{DC}/\sqrt{3}$ . La ganancia de 0.64 corresponde al voltaje máximo por fase que se alcanza en operación cuadrada, es decir, el valor de  $2V_{DC}/\pi$ .

$$K_{in} = 0.64 \frac{V_{DC}}{\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}} = 1.108 \quad (2. 123)$$

El tiempo de retardo es igual al inverso de dos veces la frecuencia de conmutación del inversor, la cual se eligió en 27 [kHz], donde  $T_s$  se define como la frecuencia de muestreo.

$$T_s = \frac{1}{2f_{sw}} \quad (2. 124)$$

La función de transferencia del controlador es un PI simple, por tanto, su función se expresa en base a la ganancia proporcional e integral. Se deben sintonizar dos controladores, pero al observar que la dinámica es la misma para ambas corrientes, se procede a usar las variables para el lazo de corriente  $I_d$ . Es decir, que las ganancias encontradas serán para ambos lazos de corriente. El controlador se puede expresar en función de  $T_{id}$  que se define como la relación entre la ganancia proporcional y la ganancia integral.  $T_{id}$  es conocido como la constante de tiempo integral.

$$G_{PI}(s) = \frac{K_{pd}(1 + T_{id} \cdot s)}{T_{id} \cdot s} \quad (2. 125)$$

La función de transferencia del filtro también se puede expresar en base a una relación entre el valor de la inductancia y resistencia del filtro, la cual se conoce como la constante de tiempo del filtro  $T_f$ .

$$G_{Fil}(s) = \frac{T_f}{L(1 + T_f \cdot s)} \quad (2. 126)$$

Con estas tres funciones se puede expresar la función en lazo abierto del sistema.

$$G_{ol}(s) = G_{PI}(s) \cdot G_{INV}(s) \cdot G_{Fil}(s) = \frac{T_f \cdot K_{pd} \cdot K_{in}(1 + T_{id} \cdot s)}{LT_{id} \cdot s \cdot (1 + T_s \cdot s)(1 + T_f \cdot s)} \quad (2. 127)$$

De esta manera se puede obtener la función en lazo cerrado del sistema.

$$G_{cl}(s) = \frac{G_{ol}(s)}{1 + G_{ol}(s)} = \frac{T_f K_{pd} K_{in} (1 + T_{id} \cdot s)}{LT_{id} \cdot s \cdot (1 + T_s \cdot s) (1 + T_f \cdot s) + T_f K_{pd} K_{in} (1 + T_{id} \cdot s)} \quad (2.128)$$

Para analizar de mejor manera la función de transferencia se puede aproximar e igualar las constantes de tiempo  $T_{id}$  con  $T_f$ , luego se divide el numerador y denominador de la función de transferencia por  $LT_s$  y se obtiene

$$G_{cl}(s) = \frac{\frac{K_{pd} K_{in}}{LT_s}}{s^2 + \frac{1}{T_s} s + \frac{K_{pd} K_{in}}{LT_s}} \quad (2.129)$$

Al ser un típico sistema de segundo orden la frecuencia natural y la relación de amortiguamiento tienen las siguientes igualdades.

$$\omega_n^2 = \frac{K_{pd} K_{in}}{LT_s} \quad (2.130)$$

$$2\xi\omega_n = \frac{1}{T_s} \quad (2.131)$$

Según [15], para obtener una respuesta óptimamente amortiguada con un sobre pico del 5% para una respuesta tipo escalón, el valor del índice de amortiguamiento  $\xi$  es  $1/\sqrt{2}$ . Despejando y reemplazando el valor del índice se obtiene la siguiente igualdad de la frecuencia natural.

$$\omega_n = \frac{\sqrt{2}}{4T_s} \quad (2.132)$$

Reemplazando la frecuencia natural en la Ecuación 2.130 se obtiene el valor de la constante proporcional de control PI para ambos lazos de corriente.

$$K_{pd} = \frac{L}{8K_{in}T_s} \quad (2.133)$$

Para obtener la ganancia integral, se reemplaza el valor de la ganancia proporcional en la ecuación de la constante de tiempo integral.

$$K_{id} = \frac{L}{8K_{in}T_s \cdot T_f} \quad (2.134)$$

En base a las ganancias calculadas con las Ecuaciones 2.133 y 2.134, se pueden obtener los parámetros del controlador para el sistema propuesto, los detalles de este se encuentran en siguiente tabla.



**Tabla 2.9.** Parámetros del circuito inversor.

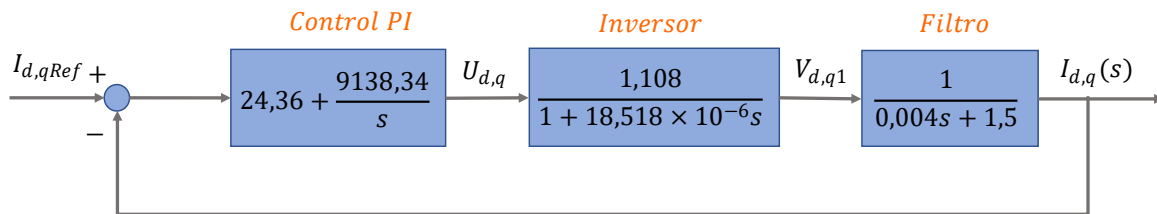
Parámetro	Significado	Valor	Unidades
L	Inductancia del filtro	4	[mH]
R	Resistencia del filtro	1.5	[Ω]
fsw	Frecuencia de conmutación del inversor	27	[kHz]
Ts	Tiempo de muestreo	18.518	[us]

De esta manera la ganancia proporcional e integral se obtienen de la siguiente manera:

$$K_{pd} = \frac{4 [mH]}{8(1.108)18.518[us]} = 24.36 \quad (2.135)$$

$$K_{id} = \frac{4[mH]}{8(1.108) \cdot 18.518[us] \cdot \frac{4 [mH]}{1.5 [\Omega]}} = 9138.34 \quad (2.136)$$

Con estos valores se puede expresar de manera completa el lazo de control con sus respectivos valores, como lo indica la Figura 2.27.



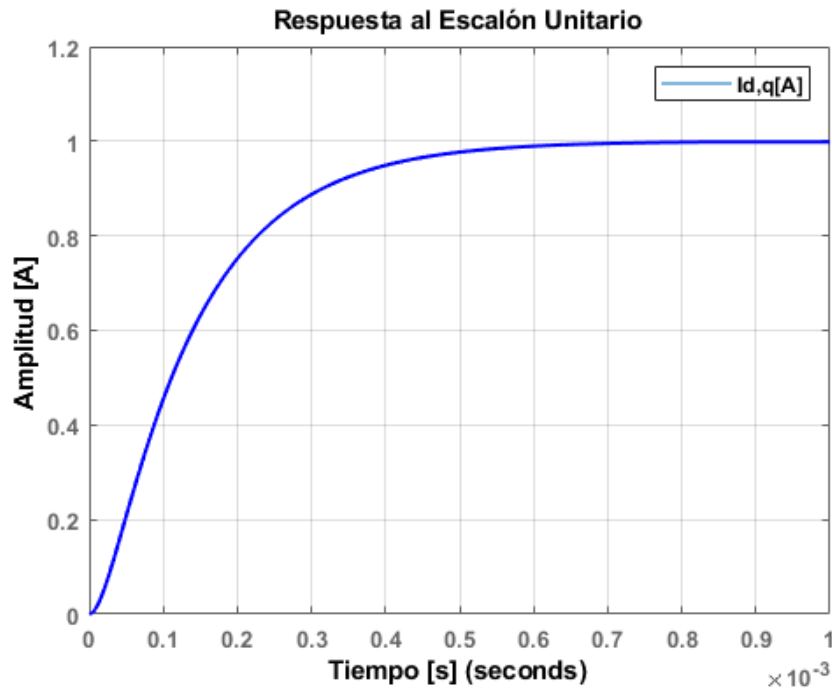
**Figura 2.27.** Lazo completo de control de corriente interno con un controlador PI.

Se puede analizar al controlador ingresando un señal escalón unitaria a la entrada, con lo cual el sistema debe establecer la salida en uno. Lo cual se muestra en la Figura 2.28.

En la figura anterior se puede corroborar que el controlador responde bien ante una entrada unitaria, se puede observar que el tiempo de establecimiento es de aproximadamente 700 [us], con lo cual se estabiliza muy rápido y sin sobre picos. Si se requiere de una respuesta más rápida, las constantes del controlador deberían subir. Estas constantes pueden cambiar al momento de la simulación si se requiere de una respuesta más rápida.

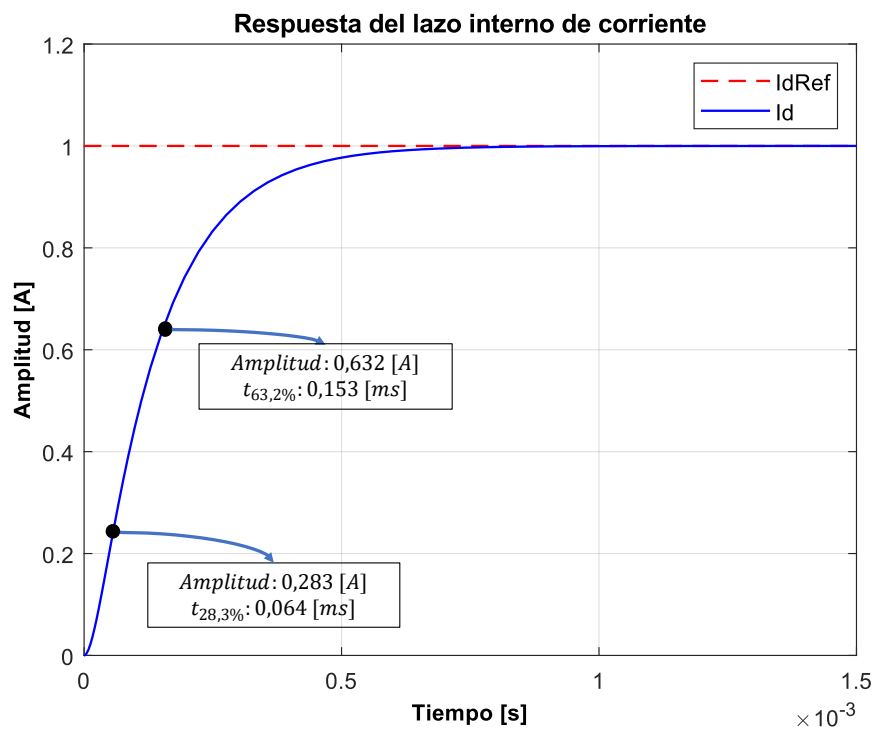
Como se puede observar en la Figura 2.28, la respuesta del lazo interno se puede aproximar a una función de transferencia de primer orden, esto simplifica la sintonización del lazo externo de voltaje.

$$G_{cl}(s) = \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \quad (2.137)$$



**Figura 2.28.** Respuesta ante una entrada escalón unitario.

Para obtener este tiempo se realiza el proceso según [35]. Se obtienen los tiempos cuando la salida presenta el 28.3% y 63.2% del valor final. En la Figura 2.29 se pueden obtener los tiempos requeridos, con lo cual la función de transferencia queda determinada en la Ecuación 2.138.



**Figura 2.29.** Tiempos de la respuesta del lazo cerrado de corriente.

La función de transferencia queda determinada de la siguiente manera:

$$G_{cl}(s) = \frac{1}{1 + 131.31 \times 10^{-6} \cdot s} \quad (2.138)$$

Al ser una función de primer orden se conoce que el ancho de banda de la respuesta en frecuencia es lo indicado en la Ecuación 2.139. El ancho de banda es la frecuencia donde la amplitud cae por un factor de 0.707 o -3 [dB] de la ganancia en cero. Es decir que el punto donde la ganancia es -3 [dB] corresponde a la frecuencia del ancho de banda y es un indicador de cuan rápida es la respuesta del sistema. Este valor es de gran utilidad en los siguientes pasos del diseño del control del inversor [15].

$$f_{bw} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 131.31 \times 10^{-6}} = 1212.05 [Hz] \quad (2.139)$$

#### 2.8.4 MODELO DEL LAZO EXTERNO DE VOLTAJE

En el marco de referencia  $dq0$  se pueden expresar las relaciones de potencia que el sistema inyecta a la red eléctrica trifásica. En base a [15] la potencia activa  $P$  y reactiva  $Q$  presentes en el punto PCC se pueden calcular mediante las siguientes ecuaciones.

$$P_{3PH} = \frac{3}{2}(v_d i_d) \quad (2.140)$$

$$Q_{3PH} = -\frac{3}{2}(v_d i_q) \quad (2.141)$$

Como el sistema se encarga solo de la inyección de potencia activa al sistema, el PLL se alinea con el voltaje de la red al eje  $d$  en el marco de referencia  $dq0$ . De esta manera el voltaje  $v_q$  se hace cero, por lo que las relaciones de potencia solo presentan el voltaje  $v_d$ .

Se puede corroborar que estas simples ecuaciones en lazo abierto son suficientes para manejar la potencia entregada por el inversor, pero se emplea un control en lazo cerrado para evitar problemas con interferencias, pérdidas o variaciones de voltaje en la red.

El control del voltaje que entrega el inversor se controla para que la técnica de modulación trabaje correctamente con lo cual se asegura que la potencia extraída del panel fotovoltaico pase a la red. A más de que se debe asegurar que el voltaje del bus DC sea más grande que el voltaje pico línea-línea y línea-neutro de la red eléctrica trifásica.

Para entender la planta, se asume que no hay pérdidas al pasar de corriente directa a corriente alterna, es decir, que la potencia del panel es igual que la potencia de salida. La potencia que se ingresa al inversor se calcula en base al voltaje del bus DC y a la corriente

en el capacitor. Para este caso se toma el valor del capacitor calculado en el diseño del convertidor SEPIC.

$$P_{DCinput} = P_{3PH} \quad (2.142)$$

La potencia que ingresa al inversor DC/AC se puede obtener por el producto entre el voltaje del bus DC y la corriente del capacitor [15].

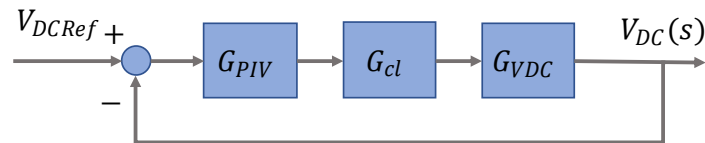
$$v_{DC}(t) \cdot C_{DC} \frac{dv_{DC}(t)}{dt} = \frac{3}{2} (v_d i_d) \quad (2.143)$$

Aplicando la transformada de Laplace a la anterior ecuación se puede obtener la función de transferencia que expresa el control de la corriente en el eje  $d$  a través de la regulación de voltaje.

$$G_{VDC}(s) = \frac{V_{DC}(s)}{I_d(s)} = \frac{3}{2} \frac{V_d(s)}{V_{DC} \cdot C_{DC} \cdot s} \quad (2.144)$$

El valor de  $V_d(s)$  es conocido, a causa de que es el valor pico del voltaje línea-neutro de la red eléctrica trifásica es de 179.62 [V]. El valor del voltaje del bus DC se lo considera estable en 360 [V], mientras que el valor de capacitancia es de 560 [uF].

El diagrama de bloques del control del voltaje del bus DC se presenta en la Figura 2.30, donde se tiene el controlador PI, la función de transferencia del lazo cerrado del lazo interno y la función de transferencia que obtiene el voltaje del bus DC.



**Figura 2.30.** Lazo de control del bus DC.

La función de transferencia del controlador PI se presenta en función de la constante de tiempo integral, lo cual se expresa en la Ecuación 2.145. La función de transferencia  $G_{cl}$  y  $G_{VDC}$  son las Ecuaciones 2.138 y 2.144 respectivamente.

$$G_{PIV}(s) = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} = \frac{K_{pv}(1 + T_{iv} \cdot s)}{T_{iv} \cdot s} \quad (2.145)$$

Se puede obtener la función de transferencia a controlar multiplicando la función  $G_{cl}(s)$  con  $G_{VDC}(s)$ . Las constantes ya se han mencionado anteriormente.

$$G_{olv}(s) = G_{cl}(s) \cdot G_{VDC}(s) = \frac{1336.46}{s(1 + 131.31 \times 10^{-6} \cdot s)} \quad (2.146)$$

Se puede sintonizar el controlador según [36], donde la forma de la planta permite sintonizar un controlador basándose en el valor  $\tau_c$ . Este valor se escoge dependiendo la respuesta requerida. Para valores altos se espera una respuesta estable y robusta con lo cual el controlador es conservador debido a que la ganancia proporcional disminuye mientras que la ganancia integral aumenta. Lo más importante para sintonizar el controlador, es que tenga una respuesta más lenta con respecto al lazo interior, por lo cual se espera un tiempo de establecimiento más alto. Según la forma de la Ecuación 2.147, se puede sintonizar un controlador PI.

$$G_s(s) = \frac{K}{s(1 + \tau s)} \quad (2.147)$$

El controlador tiene la forma de la siguiente expresión:

$$G_{PI}(s) = K_c \left( 1 + \frac{1}{\tau_i \cdot s} \right) \quad (2.148)$$

Las ganancias se determinan mediante las siguientes relaciones.

$$K_c \cdot K = \frac{2\tau_c + \tau}{\tau_c^2} \quad (2.149)$$

$$\tau_i = 2\tau_c + \tau \quad (2.150)$$

El valor de  $\tau_c$  se elige mayor con respecto al tiempo de respuesta del lazo interno, el cual era de aproximadamente 700 [us], con esto el valor escogido es de 6 [ms] para asegurar que el lazo externo sea más lento. Y de esta manera se cumple la condición de diseño de  $\tau_c$  según [36].

$$\tau_c > 0.1\tau \quad (2.151)$$

Conociendo las equivalencia de  $K$  en 1336.46,  $\tau$  en 131.31 [us] y  $\tau_c$  en 6 [ms]. Se tienen las equivalencias de las ganancias para la forma del controlador en la Ecuación 2.148.

$$K_c = \frac{2(6 \times 10^{-3}) + 131.31 \times 10^{-6}}{(6 \times 10^{-3})^2 \cdot 1336.46} = 0.25 \quad (2.152)$$

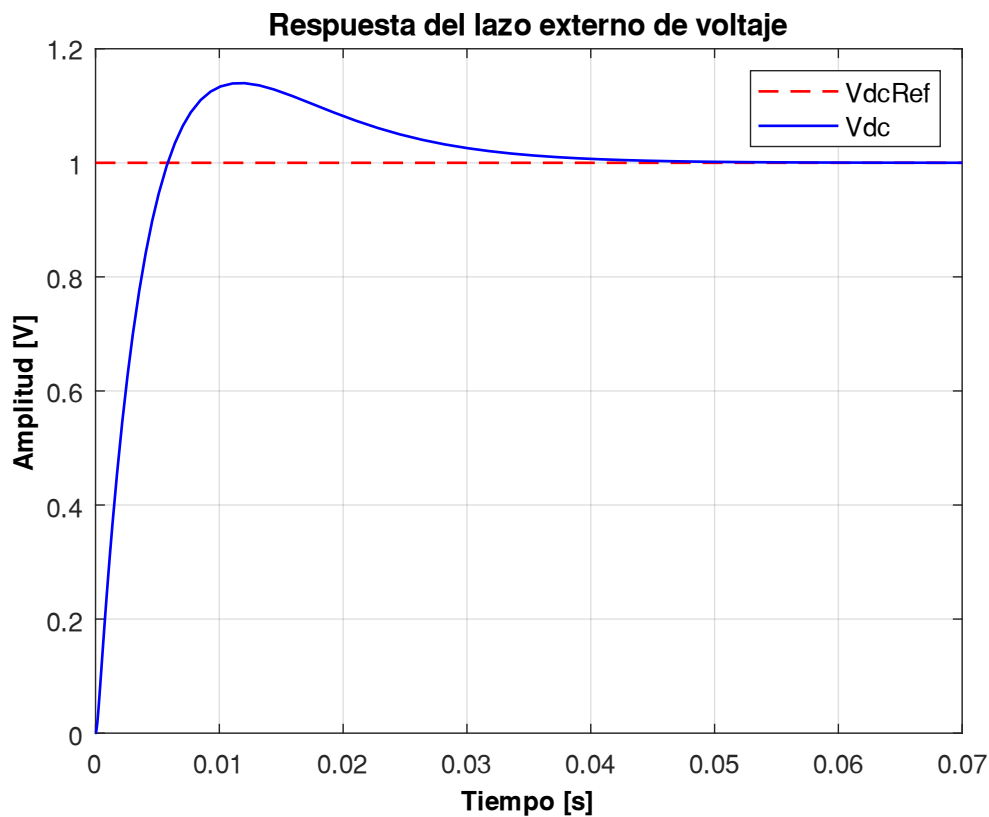
$$\tau_i = 2(6 \times 10^{-3}) + 131.31 \times 10^{-6} = 0.012 \quad (2.153)$$

Para llevar estas constantes a la forma del controlador original, Ecuación 2.145, simplemente basta con hallar la constante  $K_{iv}$ .

$$K_{iv} = \frac{K_c}{\tau_i} = \frac{0.25}{0.012} = 20.83 \quad (2.154)$$

$$K_{pv} = K_c = 0.25 \quad (2.155)$$

De esta manera se puede analizar el controlador ante una entrada escalón unitario. Se puede observar en la Figura 2.31 que el tiempo de establecimiento es más lento con respecto al lazo interno de corriente.



**Figura 2.31.** Respuesta del lazo externo de voltaje.

Un factor para tomar en cuenta en el lazo de control de corriente es que la señal de referencia  $I_{dRef}$  se puede generar en función de la teoría del equilibrio de potencia. Es decir, la potencia de entrada del panel es igual a la potencia que se presenta en el punto PCC.

$$P_{pv} = P_{3PH} = \frac{3}{2}(v_d i_d) \quad (2.156)$$

Como el valor de  $v_d$  es constante, la corriente de referencia se puede presentar como:

$$I_{dref} = \frac{2 \cdot P_{pv}}{3 \cdot V_d} \quad (2.157)$$

Con esta ecuación se puede expresar la corriente en función de la potencia generada por el panel fotovoltaico de esta manera el valor cambia en función de los cambios de irradiancia y temperatura. El valor de potencia del panel ya es fijado por el MPPT y por esta razón se puede utilizar esta expresión a lazo abierto, esto quiere decir que el valor generado es el valor pico de la corriente en cada línea del sistema eléctrico trifásico.

Tradicionalmente la corriente de referencia se produce mediante el controlador del voltaje del bus DC, pero al no existir un control de voltaje de salida en el convertidor SEPIC, la señal de control del bus DC se toma como una compensación ante la corriente de referencia generada por la Ecuación 2.157. Así se compensan las pérdidas que existen dentro del sistema de dos etapas y se puede fijar el valor de voltaje del bus DC y generar la corriente de referencia adecuada.

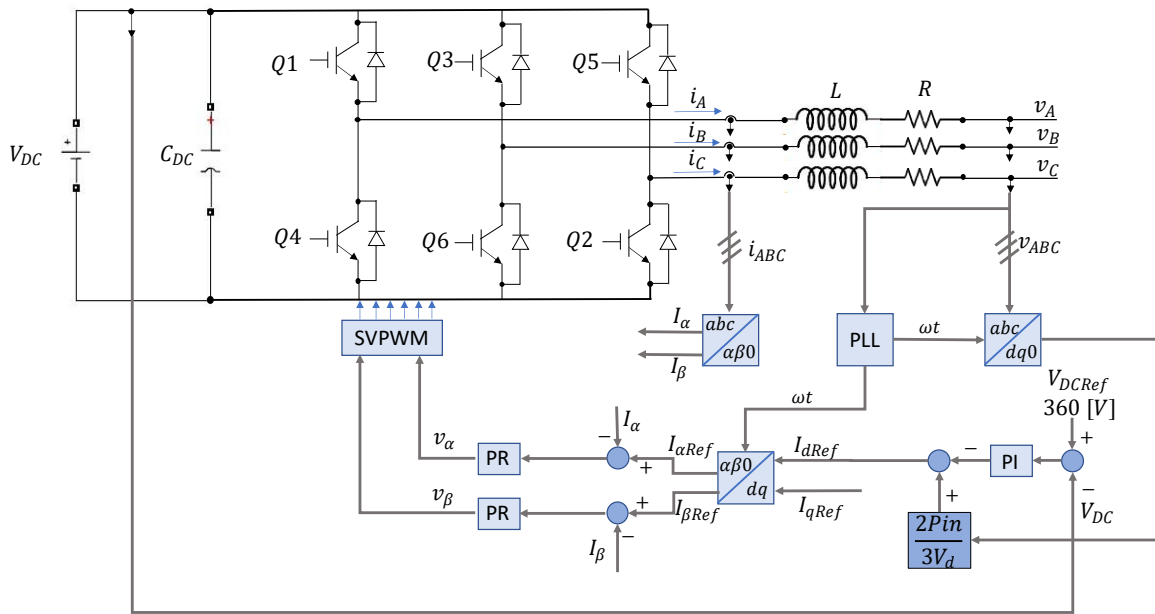
### 2.8.5 CONTROL PROPORCIONAL RESONANTE

Una forma alternativa para controlar la corriente AC que se inyecta a la red es utilizando el control Proporcional Resonante (PR), el cual se utiliza en el marco de referencia estacionario, es decir, en los ejes  $\alpha\beta 0$ , donde las señales de referencia son senoidales.

El objetivo de utilizar este controlador es indicar una forma alternativa de control que evita la complejidad de utilizar la transformación entre marcos de referencia ya que la función de transferencia de este controlador tiene una capacidad de control sobre una señal AC a una frecuencia específica. De esta manera se puede diseñar el controlador para la frecuencia de la red  $\omega_s$ .

El lazo de control del inversor no deja de ser un control en cascada puesto que se deben generar las corrientes de referencia, pero estas se generan en el marco de referencia  $dq0$  como anteriormente se mencionó. Estos valores se llevan al marco de referencia  $\alpha\beta 0$  para generar las corrientes de referencia senoidales las cuales son seguidas por el controlador PR.

El diagrama de control se puede observar en la Figura 2.32, donde el control se simplifica porque no se presentan los factores de desacoplamiento necesarios en el marco de referencia  $dq0$ . De igual manera que en el anterior esquema se generan dos señales de control que ingresan al bloque de generación SVPWM y como ya son señales en el marco de referencia  $\alpha\beta 0$  no necesitan ninguna transformación.



**Figura 2.32.** Control del lazo interno mediante el controlador Proporcional-Resonante.

La función de transferencia del controlador se presenta en la Ecuación 2.158. Donde las ganancias  $K_{pr}$  y  $K_{ir}$  son las ganancias proporcional e integral respectivamente, el cual implementa un filtro pasa bajos de alta ganancia para resolver problemas de ganancia infinita a la frecuencia de la red  $\omega_s$  del controlador ideal como lo indica [37].

$$G_{PR}(s) = K_{pr} + K_{ir} \frac{\omega_c \cdot s}{s^2 + 2\omega_c \cdot s + \omega_s^2} \quad (2.158)$$

El controlador presenta un ancho de banda  $\omega_c$  alrededor de la frecuencia  $\omega_s$  de la red. Con este controlador se permite que la ganancia a la frecuencia  $\omega_s$  sea finita, sin embargo, la ganancia es lo suficientemente grande como para proporcionar un error en estado estable.

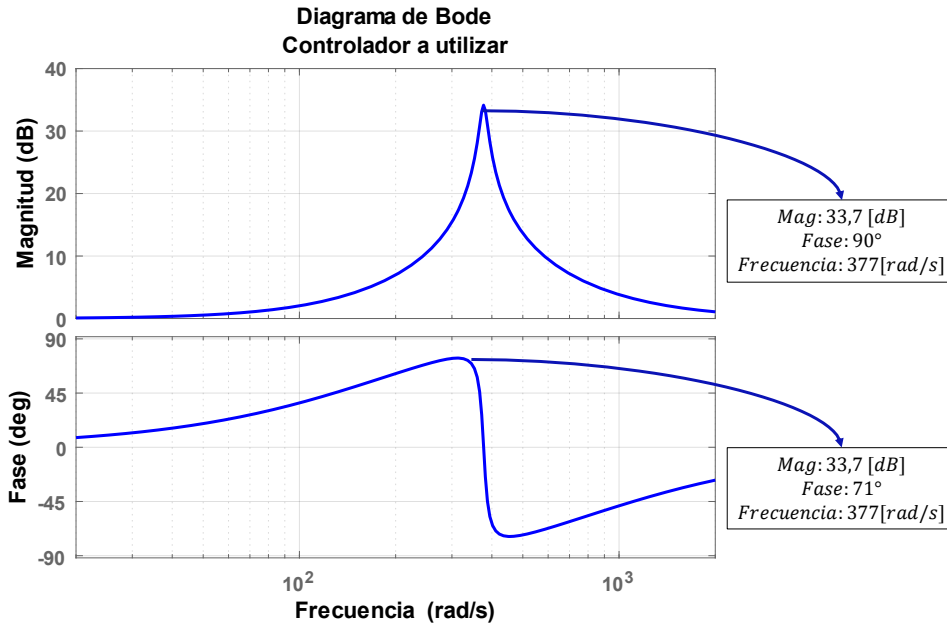
En la Figura 2.33 se puede observar que el controlador PR elegido con una frecuencia  $\omega_s$  respecto a la red de 60 [Hz] con ancho de banda  $\omega_c$  de 10 [rad/s], tiene una ganancia finita de 33.7 [dB], lo cual representa una ganancia aproximada de 44.6. Esta ganancia a la frecuencia de 377 [rad/s] se le llama pico resonante, con lo cual es valor lo suficientemente alto para eliminar el error y seguir la referencia de manera correcta [37].

Para sintonizar el controlador se recomienda por [38] que la frecuencia  $\omega_c$  sea de 5 [rad/s] a 15 [rad/s], con lo cual se reduce la sensibilidad hacia una ligera variación de la frecuencia de la red. La ganancia  $K_{pr}$  se toma de igual valor que la ganancia proporcional del controlador PI y básicamente determina la dinámica del sistema en los términos del ancho de banda y margen de ganancia.



$$\omega_c \ll 2\pi f_{bw} \quad (2.159)$$

$$K_{pr} = K_{pd} = 24.36 \quad (2.160)$$



**Figura 2.33.** Diagrama de bode del control PR a utilizar. Donde  $\omega_s = 2\pi 60$  [rad/s],  $K_{pr} = 1$ ,  $K_{ir} = 100$ ,  $\omega_c = 10$  [rad/s].

Como se puede observar en la Ecuación 2.159, el valor de  $\omega_c$  debe ser mucho más pequeño que el ancho de banda del lazo de control interno que se determinó en un valor de 1212.05 [Hz]. Por tanto, el valor 10 [rad] es el correcto.

Según [38], la ganancia  $K_{ir}$  se puede ajustar para que la magnitud de la ganancia baje o suba, pero no cambia mucho el ancho de banda  $\omega_c$ . El valor de la ganancia integral se determina mediante la siguiente igualdad.

$$K_{ir} = 2\omega_c K_{pr} = 2 \left( 10 \left[ \frac{rad}{s} \right] \right) 24.36 = 487.2 \quad (2.161)$$

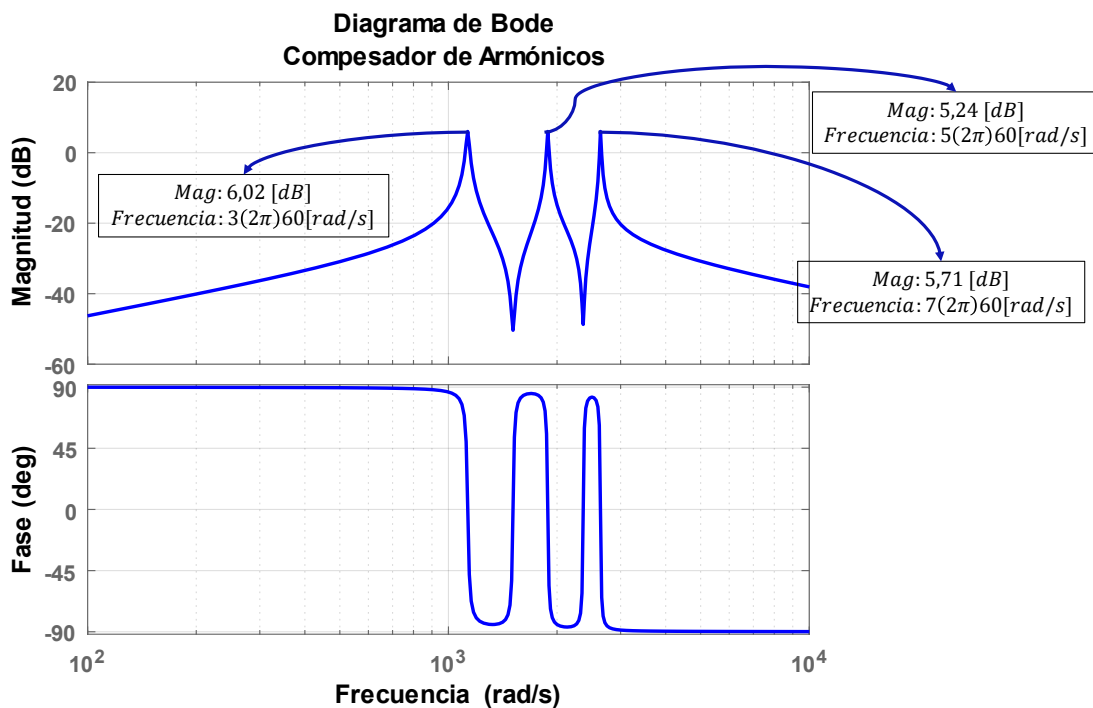
El controlador PR tiene una característica extra y es que se puede implementar con compensadores de armónicos. Según [38], se pueden compensar los armónicos deseados o que predominen en la red eléctrica trifásica. Las funciones de transferencia de estos compensadores son:

$$G_h(s) = \sum_{h=3,5,7,9}^{\infty} \frac{2K_{ih}\omega_c \cdot s}{s^2 + 2\omega_c \cdot s + (h \cdot \omega_s)^2} \quad (2.162)$$

Por el análisis armónico, los armónicos presenten son impares y por esta razón se utiliza una compensación para los armónicos 3, 5, 7 y 9. En la Ecuación 2.162 el factor  $h$  representa el orden del armónico a usar, mientras que  $K_{ih}$  es la ganancia individual resonante, al cual debe ser relativamente grande pero no tanto como para generar una ganancia infinita en la respuesta de frecuencia y lo suficiente como para eliminar el error en estado estable. Lo interesante de estas funciones de compensación es que no afectan la dinámica del controlador PR porque se compensan solo las frecuencias que están muy cerca de la resonancia seleccionada. Si el valor de  $K_{ih}$  toma un valor unitario se puede observar la respuesta en frecuencia del compensador de armónicos descrito en la siguiente ecuación.

$$G_h(s) = \sum_{h=3,5,7,9}^{\infty} \frac{20 \cdot s}{s^2 + 20 \cdot s + (h \cdot \omega_s)^2} \quad (2.163)$$

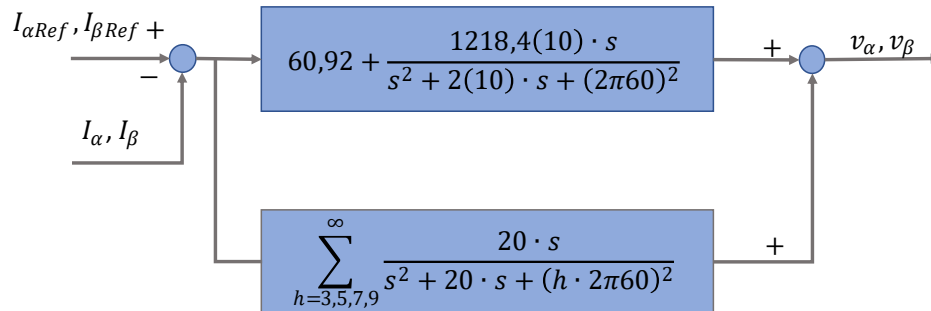
En la Figura 2.34, se puede observar que para las tres frecuencias múltiplos de tres de la frecuencia fundamental, se tienen ganancias bajas, con lo cual se baja la amplitud y efecto de estos armónicos en la corriente de salida.



**Figura 2.34.** Respuesta en frecuencia del compensador de armónicos.

Las constantes calculadas pertenecen a ambos lazos de corriente debido a que ambos sistemas presentan la misma dinámica. El compensador de armónicos de emplea en la obtención de las corrientes en los ejes  $\alpha\beta 0$  y se suma a la acción de control producida por

el controlador PR, de esta manera se obtienen los voltajes en el marco de referencia  $\alpha\beta 0$  para que se ingrese al bloque de generación SVPWM. Eso se puede observar en la Figura 2.35 [39].



**Figura 2.35.** Controlador PR para el lazo de control de la Figura 2.32 [39].

Como última consideración, tanto en el marco de referencia  $dq0$  como en el marco de referencia  $\alpha\beta 0$ . Las señales de referencia de voltaje generadas por cada controlador no están normalizadas. Por ejemplo, en el marco de referencia  $dq0$ , las referencias de voltaje son las variables  $V_{d1}$  y  $V_{q1}$ , estas tendrán el valor de voltaje que se requiera en el inversor, pero el bloque SVPWM admitirá señales en el marco de referencia  $\alpha\beta 0$  normalizadas entre 0 y 1, es decir, que las señales senoidales no deben ser señales senoidales con un pico mayor a 1.

Por tanto, aquí se vuelve importante el concepto de índice de modulación. Donde el voltaje de referencia debe tomar un valor proporcional al voltaje del bus DC, como el valor máximo que puede tomar bajo la modulación SVPWM, el índice de modulación se calcula de la siguiente manera.

$$m_a = \frac{\sqrt{3}}{V_{DC}} V_{ref} \quad (2.164)$$

El voltaje  $V_{ref}$ , se multiplica por la ganancia  $\sqrt{3}/V_{DC}$  para obtener el voltaje de referencia normalizado bajo el voltaje del bus DC. Esta expresión aplica para los voltajes de referencia  $V_{d1}$  y  $V_{q1}$  en el marco de referencia  $dq0$  tanto como para los voltajes de referencia  $v_\alpha$  y  $v_\beta$  para el marco de referencia  $\alpha\beta 0$ .

### 3 RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Para evaluar los resultados del sistema diseñado se utiliza el software de Simulink de Matlab, donde se utilizan los elementos de la librería "Simscape/Electrical/Specialized Power Systems/Fundamental Blocks". Con el mismo software se realiza una interfaz gráfica

para poder configurar las irradiancias y temperaturas de referencia, así como para observar los resultados de las pruebas. Las gráficas de los resultados no se presentan en torno a la interfaz gráfica ya que los resultados no se podrán visualizar de manera adecuada. El uso de la interfaz se detalla en el Anexo A.

El sistema funciona mediante las entradas de irradiancia y temperatura del panel fotovoltaico, de esta manera los sistemas se probarán para varias irradiancias a una temperatura constante y viceversa.

La primera prueba consiste en dar pasos de irradiancia cada 200 [ms] empezando por un valor bajo e irlo incrementando, donde la temperatura se considera constante a 25 [°C]. Los valores de irradiancia son de 400 [W/m<sup>2</sup>], 600 [W/m<sup>2</sup>], 800 [W/m<sup>2</sup>], 1000 [W/m<sup>2</sup>], 700 [W/m<sup>2</sup>], 600 [W/m<sup>2</sup>], 500 [W/m<sup>2</sup>], 400 [W/m<sup>2</sup>]. Las curvas características del panel tienen un punto *MPP* para cada una de estas irradiancias, con lo cual se tiene que poner al panel fotovoltaico en los valores de voltaje  $V_{mp}$  e  $I_{mp}$  que indica la Tabla 3.1.

**Tabla 3.1.** Puntos de máxima potencia a distintas irradiancias a temperatura constante.

<b>1Soltech 1STH-215-P</b>			
<b>Irradiancia [W/m<sup>2</sup>]</b> <b>25 [°C]</b>	<b><math>V_{mp}</math> [V]</b>	<b><math>I_{mp}</math> [A]</b>	<b><i>MPP</i> [kW]</b>
400	351.1	11.79	4.141
500	352	14.72	5.183
600	352	17.66	6.216
700	351.1	20.61	7.237
800	350.3	23.54	8.246
900	347.6	26.57	9.239
1000	348	29.4	10.23

Para la segunda prueba de los controladores se realizan cambios de temperatura cada 200 [ms] a una irradiancia de 1000 [W/m<sup>2</sup>], de igual manera que para el caso anterior las curvas características del panel se mueven y el MPPT debe calcular el valor de  $\delta$  para que el panel trabaje a su máxima potencia, lo cual se observa en la Tabla 3.2. Las curvas características del panel se pueden obtener del mismo bloque "PV Array" de Simulink.

Cabe mencionar que al cambiar la temperatura, cambian los valores a máxima potencia y por esta razón se realizan estas dos pruebas para comprobar el funcionamiento del sistema en ambas condiciones de trabajo.

**Tabla 3.2.** Puntos de máxima potencia a distintas temperaturas a irradiancia constante.

<b>1Soltech 1STH-215-P</b>			
<b>Temperatura [°C]</b> <b>1000 [W/m<sup>2</sup>]</b>	<b><i>V<sub>mp</sub></i> [V]</b>	<b><i>I<sub>mp</sub></i> [A]</b>	<b><i>MPP</i> [kW]</b>
10	372.2	29.09	10.83
15	364	29.20	10.63
18	359.4	29.24	10.51
25	348	29.4	10.23
30	339.8	29.46	10.01
45	316	29.67	9.378

Con estas tablas se pueden realizar las pruebas al sistema e ir comprobando el correcto funcionamiento en cada etapa del sistema.

### **3.1 CONTROL PI (MARCO DE REFERENCIA dq0)**

#### **3.1.1 IRRADIANCIA VARIABLE CON TEMPERATURA CONSTANTE**

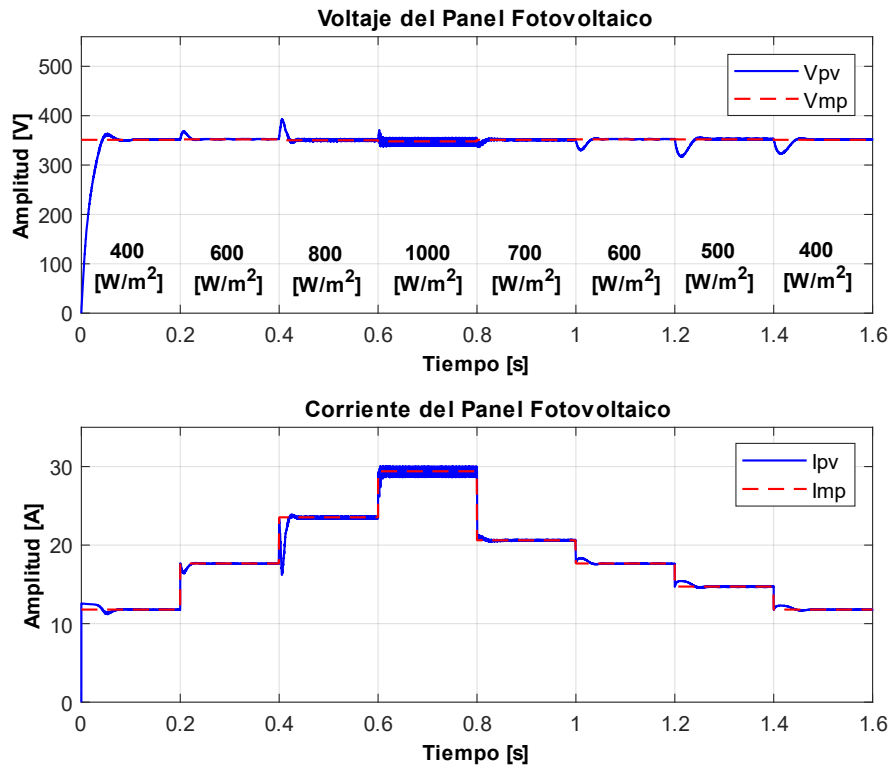
Para esta prueba se debe verificar como es el seguimiento del punto *MPP* midiendo el voltaje y corriente del panel fotovoltaico para comparar con los valores ideales de la Tabla 3.1.

Posteriormente se revisa el control del bus DC y los controles de corriente  $I_d$  e  $I_q$ . Con esto se deben verificar los voltajes y corrientes que se presentan en el punto PCC para comprobar la eficiencia del sistema comparando la potencia de salida con respecto a la potencia de entrada y sus referencias.

También se debe comprobar el factor de potencia en el punto PCC, el cual debe ser cercano a uno para comprobar que la corriente se encuentra en fase con el voltaje y medir el porcentaje de THD de la corriente.

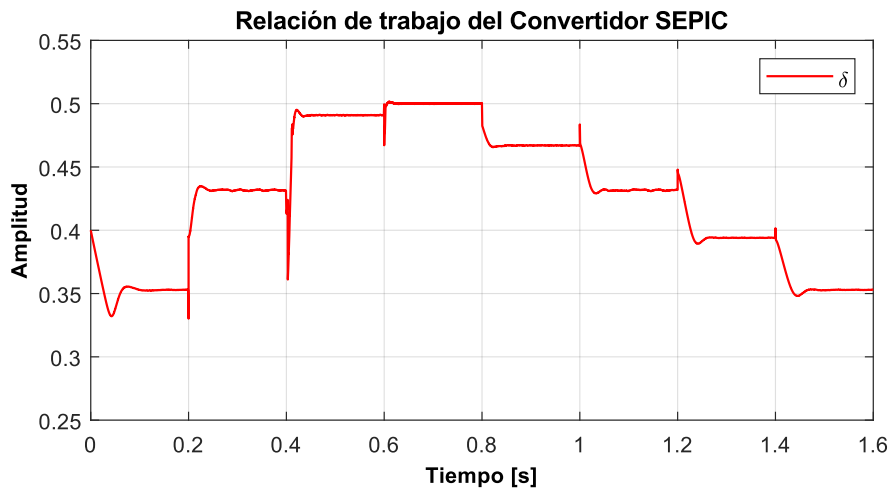
En la Figura 3.1 se puede observar como el panel solar se encuentra en su punto de operación a máxima potencia a la irradiancia especificada. Se puede observar que el tiempo transitorio a cada cambio de irradiancia es de 20 [ms] a 60 [ms] aproximadamente cumpliendo con el objetivo de alcanzar los valores de  $V_{mp}$  e  $I_{mp}$ .

En la Figura 3.1 se pueden observar los valores de irradiancia a los que se somete el panel fotovoltaico, aquí la corriente varía conforme la relación de trabajo cambia puesto que la potencia máxima depende solo del cambio en la corriente debido a que la temperatura se mantiene constante y solo cambia la irradiancia sobre el panel fotovoltaico.



**Figura 3.1.** Seguimiento de corriente y voltaje del panel fotovoltaico ante cambios de irradiancia.

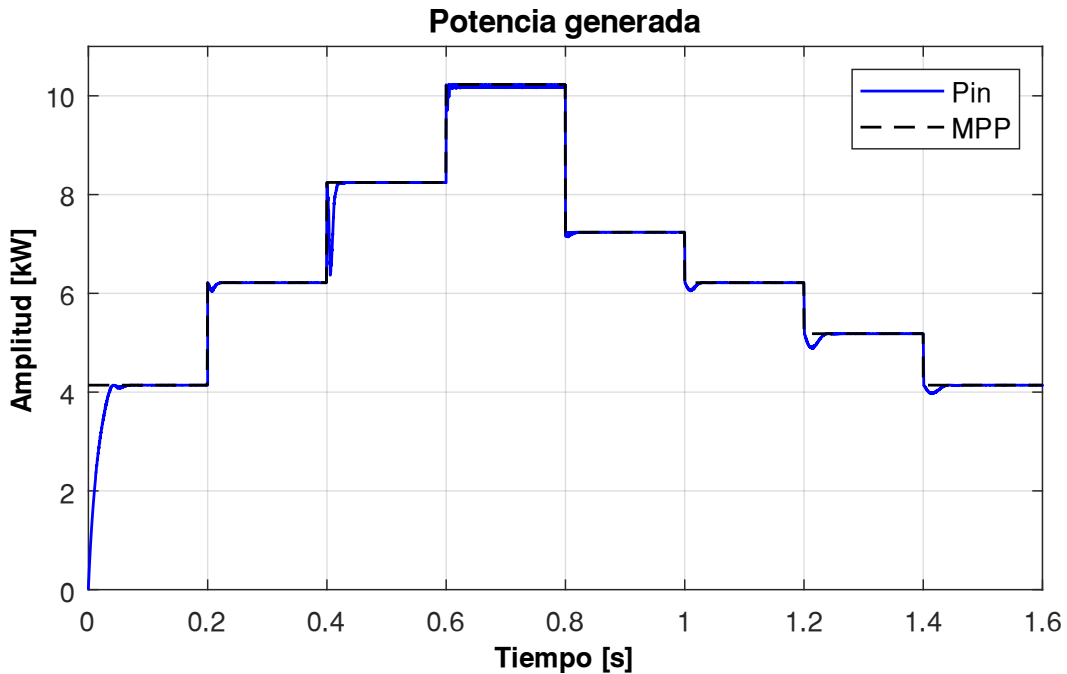
A cada paso de irradiancia le corresponde el cálculo de la relación de trabajo con la cual opera el convertidor SEPIC. Como se puede observar en la Figura 3.2, el algoritmo reacciona ante un cambio de irradiancia y mantiene el valor hasta un nuevo cambio.



**Figura 3.2.** Respuesta de la relación de trabajo  $d$  por el MPPT.

Al mantener la temperatura constante se puede observar que el voltaje de máxima potencia se mantiene prácticamente igual mientras la corriente cambia puesto que depende de la irradiancia que cae sobre el panel.

El algoritmo MPPT hace el cálculo de la relación de trabajo a la cual debe funcionar el panel fotovoltaico, ya que la corriente y voltaje del panel siguen los valores ideales, el panel trabaja en el punto MPP para cada irradiancia como se puede observar en la Figura 3.3.



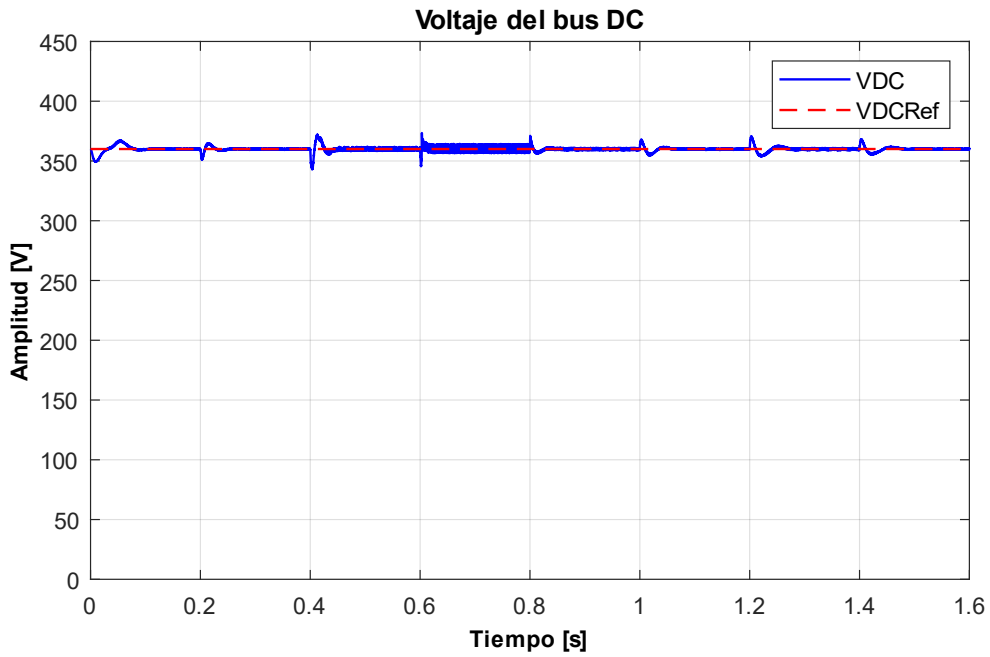
**Figura 3.3.** Seguimiento del punto MPP del panel fotovoltaico ante cambios de irradiancia.

La respuesta de potencia del panel fotovoltaico para cada paso de irradiancia tiene un tiempo transitorio de 20 a 30 [ms], lo cual es un tiempo aceptable ya que no tiene un alto error en estado estable y no existen sobre impulsos muy grandes.

Ya que la primera etapa del sistema funciona acorde a las necesidades se debe observar los resultados en la segunda etapa donde se debe mantener un voltaje de 360 [V] en la alimentación del inversor ante cualquier cambio de irradiancia lo cual se observa en la Figura 3.4. En las transiciones por el cambio de irradiancia el tiempo para lograr estabilidad en la señal es de 20 a 40 [ms] aproximadamente, lo cual se considera un tiempo adecuado en el control del bus DC.

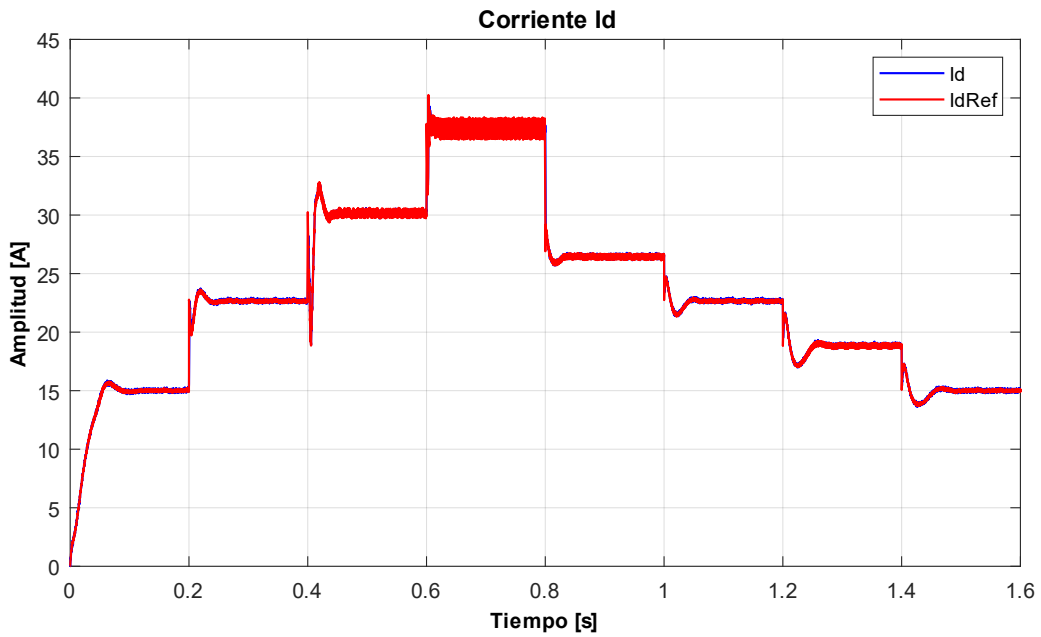
La señal de control generada por el control PI del bus DC se toma como una compensación a la corriente de referencia, esta se debe comparar con la corriente  $I_d$  medida asegurando

que la corriente inyectada a la red este sincronizada y se garantice el traspaso de potencia activa. El resultado se observa en la Figura 3.5.



**Figura 3.4.** Respuesta del voltaje del bus DC.

El valor de referencia generado de la corriente  $I_d$  debe ser el pico de la onda de corriente en cada fase de la red eléctrica trifásica, esto se verá posteriormente en el punto PCC.

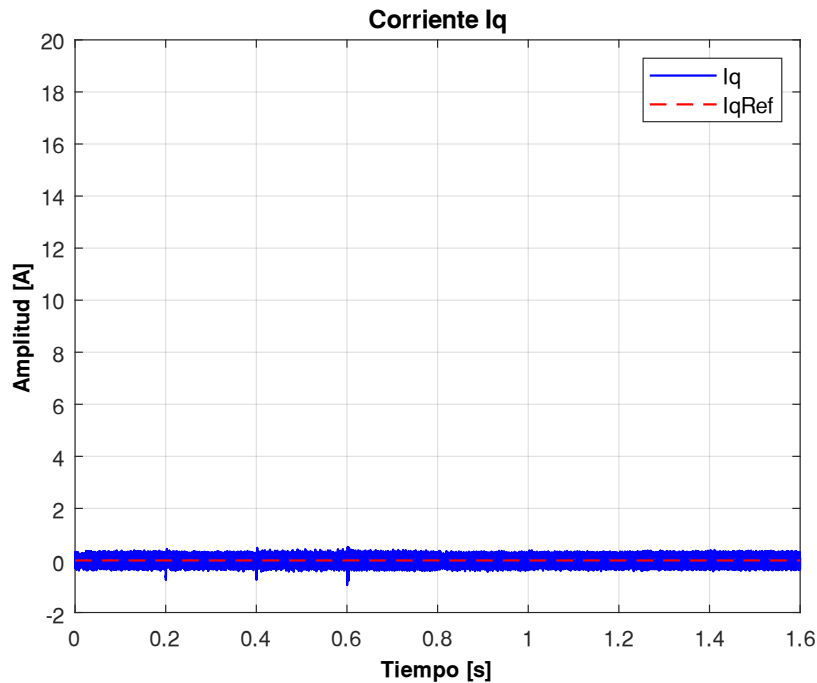


**Figura 3.5.** Respuesta de la corriente  $I_d$  ante cambios de irradiancia.



El tiempo transitorio ante cada cambio de irradiancia es de máximo 60 [ms], el cual sucede cuando hay un cambio de una alta irradiancia a una baja irradiancia como en el tramo de 1.4 [s] a 1.6 [s] de la Figura 3.5.

La siguiente respuesta que se debe analizar es la corriente  $I_q$ , la cual debe mantener su valor en cero con respecto a la referencia ya que esta variable indica la potencia reactiva que se inyecta al sistema. Lo cual se puede observar en la Figura 3.6.



**Figura 3.6.** Respuesta de la corriente  $I_q$  ante cambios de irradiancia.

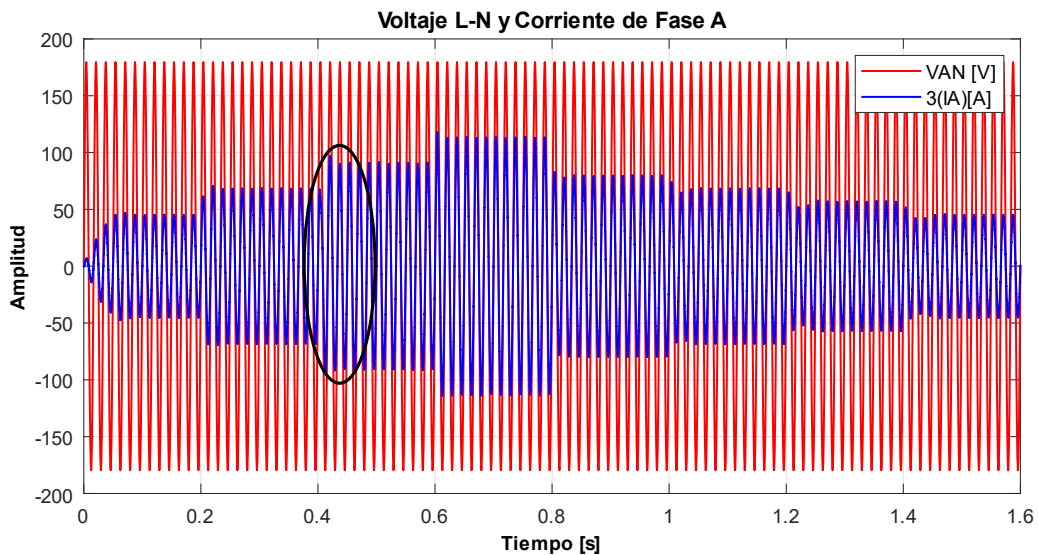
La respuesta del controlador no mantiene el valor en un cero absoluto debido a la dinámica del sistema y a la presencia de armónicos en la corriente del punto PCC, pero el error es bien bajo ya que el valor se mantiene bajo 0.5. Inclusive en las transiciones de puede observar que no hay sobre salto mayor a 1 en la señal. Con las señales de control se pueden generar los voltajes de referencia luego de las expresiones para desacoplar la dinámica de las corriente  $I_d$  e  $I_q$ .

Los valores generados de las señales de voltaje de referencia deben estar entre 0 y 1 con lo cual se calcula el índice de modulación para obtener las dos señales de referencia y transformarlas al marco de referencia rotacional. Las señales transformadas son senoidales desfasadas 90 grados entre sí, con lo cual se obtienen las señales de control en base al octágono de la técnica de control SVPWM.

De esta manera y dependiendo del valor del voltaje del bus DC, se obtiene un voltaje de referencia que se calcula en función del índice de modulación. Si el voltaje de referencia sube, el índice tiene que subir si el voltaje del bus se mantiene, pero si el voltaje del bus sube, el índice deberá bajar un poco su valor para obtener el mismo valor del voltaje de referencia que es producto del controlador. Sin este factor al cual se le multiplica al voltaje de referencia, el controlador trabajaría siempre en sobre modulación y las referencias en el marco de referencia estacionario no serían senoidales.

Se deben verificar que las señales de referencia para el bloque SVPWM sean correctas, también se debe observar que el voltaje línea-neutro en la salida del inversor conmute entre los niveles 120 [V], 240 [V], -120 [V] y -240 [V].

En este punto se puede observar que la corriente en el punto PCC varía conforme la irradiancia, es decir, que el valor pico de la corriente sube o baja si aumenta o disminuye la irradiancia sobre el panel fotovoltaico. El valor esta multiplicado por un factor de tres para que se pueda observar de mejor manera la amplitud de la corriente. Lo cual se puede observar en la Figura 3.7.



**Figura 3.7.** Formas de onda en el punto PCC ante los cambios de irradiancia.

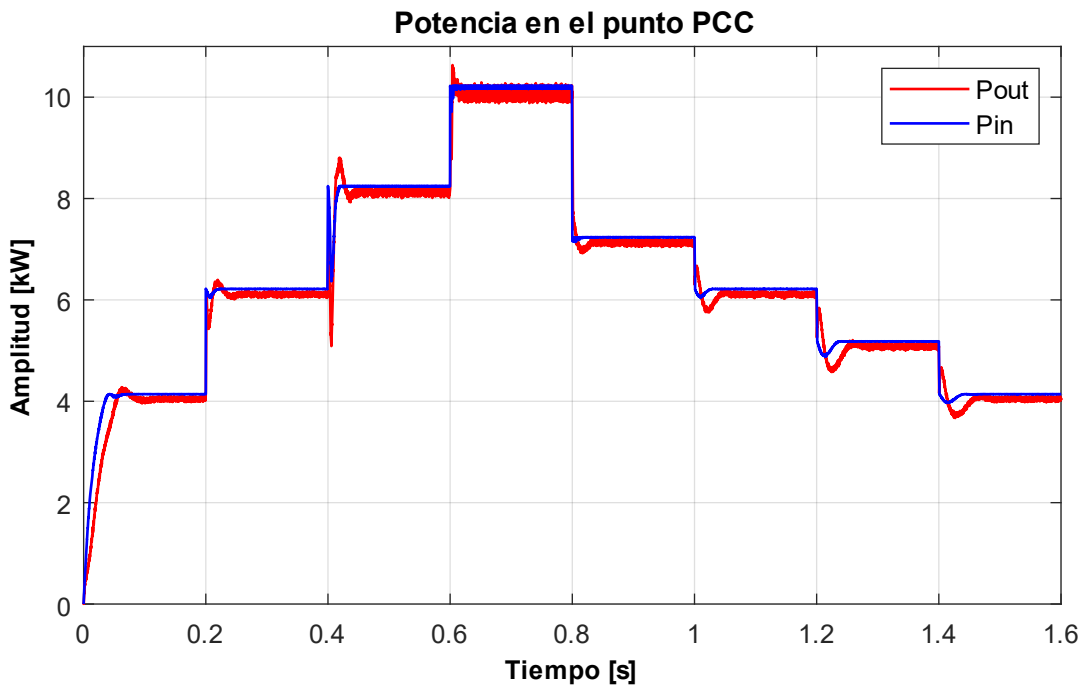
La corriente se encuentra en fase con la señal de voltaje, por tanto, la etapa de filtrado hace que disminuya la distorsión de la corriente y deja pasar la frecuencia fundamental del voltaje.

Realizando un acercamiento en la zona indicada de la Figura 3.7 se puede observar de mejor manera que el voltaje de fase se encuentra en fase con la corriente de la línea correspondiente, con lo cual es importante observar el factor de potencia y corroborar que

la potencia inyectada a la red sea activa por lo que el factor de potencia debe ser lo más cercano a uno. La diferencia de tiempo obtenido se tiene que pasar a radianes, por tanto, se realiza una regla de tres sabiendo que  $2\pi$  [rad] representan 60 [Hz]. El factor de potencia se calcula al aplicar la función  $\cos$  al ángulo de desfase entre corriente y voltaje.

$$Fp = \cos(\theta) = \cos(0.00508) = 0.99 \quad (3. 1)$$

Al tener un factor de potencia cercano a la unidad en el punto PCC se asegura la inyección de potencia activa a la red a razón de que el ángulo de desfase entre corriente y voltaje es casi nulo. Por tanto, la potencia que se logra inyectar a la red tiene alta eficiencia, como se puede observar en la Figura 3.8.



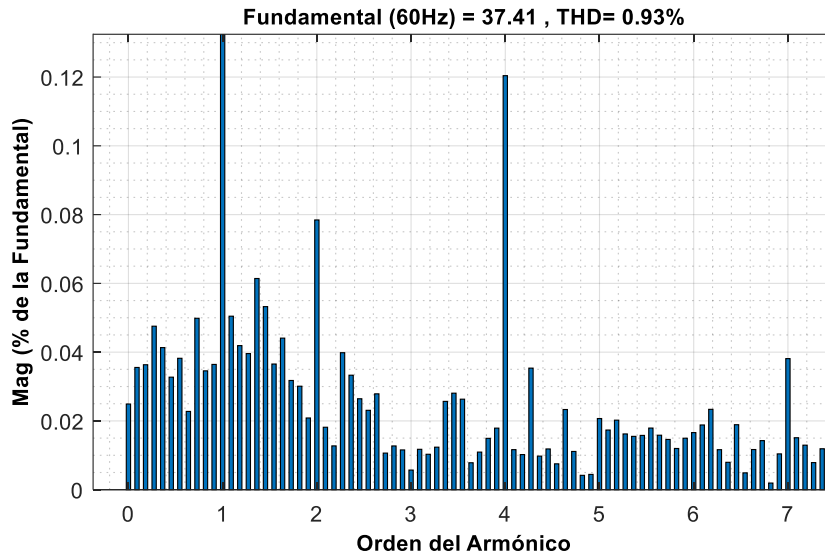
**Figura 3.8.** Potencia inyectada a la red eléctrica ante cambios de irradiancia.

Se puede obtener la eficiencia del sistema midiendo la potencia de salida (línea roja) con respecto a la potencia de entrada (línea azul) que entrega el panel fotovoltaico, lo cual se realiza para todas las irradiancias y se observan los resultados en la Tabla 3.3.

En la Figura 3.8 el tiempo transitorio que se observa ante cada cambio de irradiancia tiene un tiempo máximo de 60 [ms] lo cual se considera un tiempo aceptable para el sistema de control.

Como último paso se debe verificar la calidad de energía entregada mediante la medición del porcentaje de THD, esto se lo puede realizar con la herramienta "FFT Analysis" de Simulink. Al aplicar la FFT (Transformada rápida de Fourier) a los ciclos seleccionados,

teniendo en cuenta la frecuencia fundamental debe ser de 60 [Hz], se obtiene el porcentaje de THD indicado en la Figura 3.9.



**Figura 3.9.** THD en la corriente inyectada a 1000 [W/m<sup>2</sup>], se seleccionan 11 ciclos.

Como se puede observar en la Figura 3.9, el porcentaje de THD corresponde a un 0.93%, lo cual cumple con la condición de ser menor que el 5%. La onda de la frecuencia fundamental tiene una amplitud de 37.41 [A] con lo cual se tiene un valor RMS de 26.45 [A], respecto a esta amplitud se grafican las magnitudes de cada armónico. De esta manera el 100% corresponde a la frecuencia fundamental de 60 [Hz], el 0.08% corresponde al segundo armónico de 120 [Hz] y a partir de ahí las frecuencias presentan valores más bajos como es el caso de los armónicos pares e impares. En la Tabla 3.3 se pueden observar todos los resultados para las demás irradiancias.

**Tabla 3.3.** Resultados de la primera y segunda etapa para el control en el marco de referencia estacionario ante cambios de irradiancia.

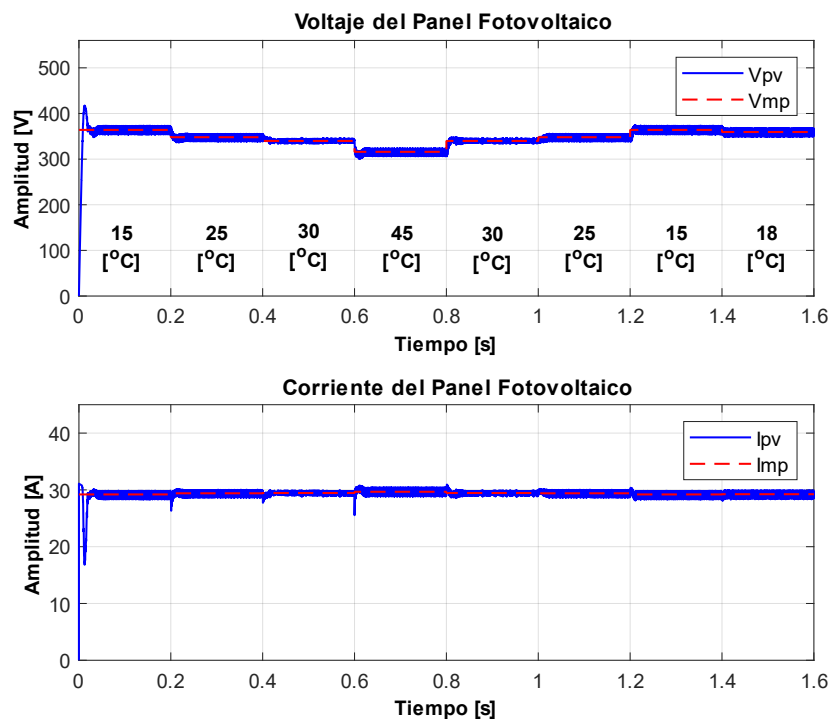
Resultados del sistema								
Irradiancia [W/m <sup>2</sup> ]	$V_{pv}$ [V]	$I_{pv}$ [A]	$P_{in}$ [kW]	$P_{out}$ [kW]	$I_d$ [A]	$I_{Arms}$ [A]	THD [%]	Eficiencia [%]
400	351.7	11.76	4.14	4.013	15.01	10.61	1.39	96.9
600	352.7	17.66	6.22	6.14	22.66	16.02	0.89	98.7
800	351.7	23.52	8.24	8.10	30.15	21.32	1.53	98.3
1000	348.9	28.83	10.17	9.946	36.88	26.08	0.93	97.8
700	351.4	20.66	7.24	7.14	26.38	18.65	0.65	98.6
600	353	17.65	6.22	6.11	22.74	16.08	1.12	98.23
500	351.5	14.71	5.18	5.083	19.01	13.44	2.08	98.12
400	351.7	11.79	4.14	4.02	15.07	10.65	2.05	97.1

### 3.1.2 TEMPERATURA VARIABLE CON IRRADIANCIA CONSTANTE

De igual manera que para la anterior prueba, se verificará el comportamiento de la primera y segunda etapa a una irradiancia constante de  $1000 \text{ [W/m}^2\text{]}$  con cambios de temperatura cada  $200 \text{ [ms]}$ . Simulando el comportamiento en un día, se inicia con una temperatura de  $15 \text{ [}^\circ\text{C]}$ , luego se sube hasta los  $45 \text{ [}^\circ\text{C]}$  y posteriormente se vuelve a bajar la temperatura.

Se verifica que el voltaje y corriente del panel fotovoltaico sean los valores correspondientes al punto *MPP* de la curva P-V para cada temperatura. Los valores de referencia para comparar los resultados se pueden observar en la Tabla 3.2.

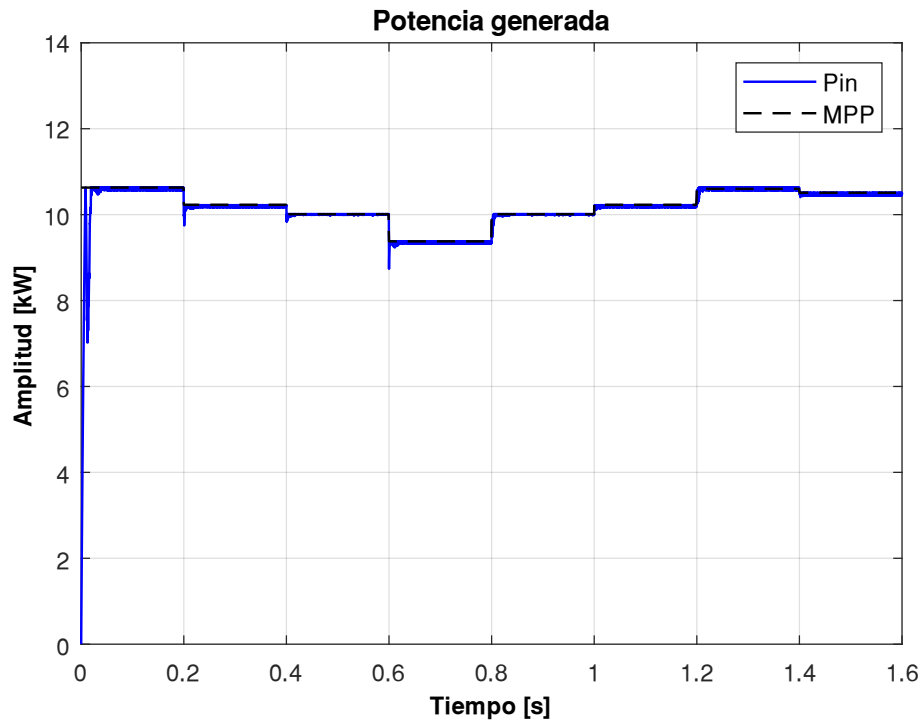
Al tener una irradiancia constante, la corriente del panel no cambia de manera considerable y se mantiene alrededor de  $29 \text{ [A]}$ . El voltaje del panel, por su parte, baja al experimentar un aumento en la temperatura y aumenta al notar una disminución de la temperatura. Lo cual se puede observar en la Figura 3.10.



**Figura 3.10.** Respuesta del panel fotovoltaico ante cambios de temperatura e irradiancia constante.

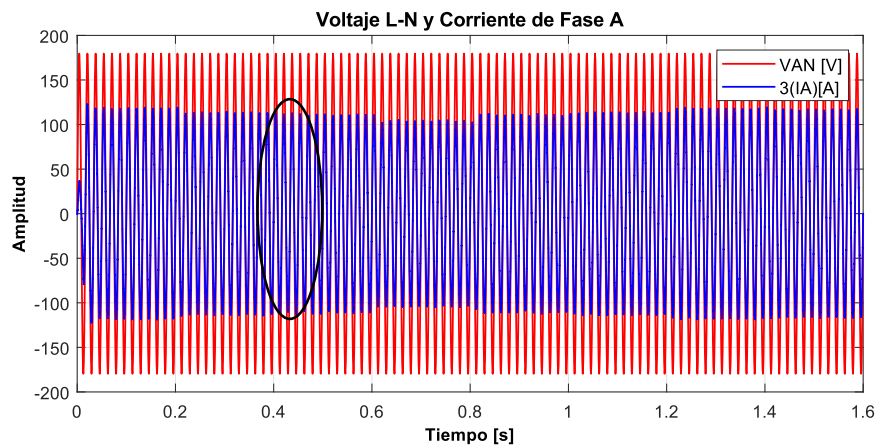
Al mantener la irradiancia constante, la relación de trabajo del convertidor no cambia mucho y se mantiene alrededor de 0.5 y 0.55. Si el voltaje disminuye al aumentar la temperatura, la relación de trabajo aumenta para compensar la caída de voltaje y por ende la corriente aumenta una pequeña proporción. De esta manera la potencia del panel fotovoltaico se mantiene alrededor del punto MPP de  $10.23 \text{ [kW]}$ , cuyo valor varía de manera proporcional

al voltaje e inversamente proporcional a la temperatura. Lo cual se puede observar en la Figura 3.11.



**Figura 3.11.** Potencia generada ante cambios de temperatura e irradiancia constante.

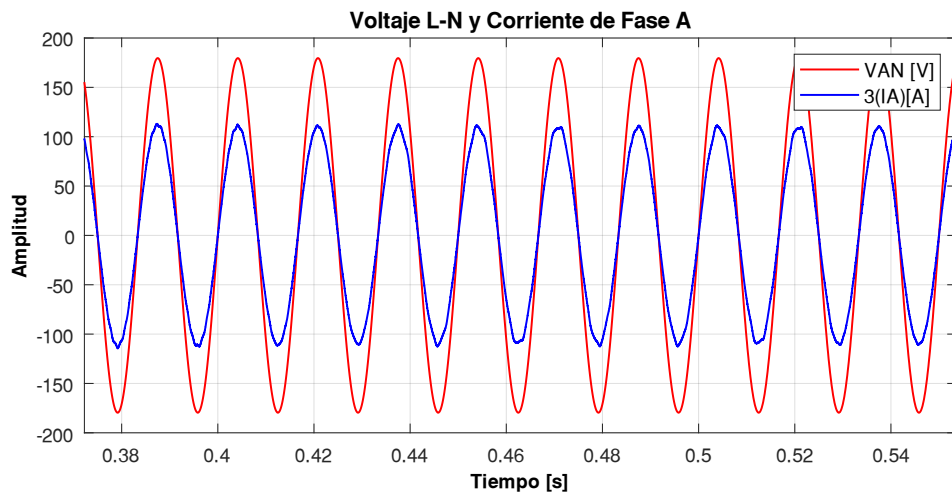
En la segunda etapa tanto el control del bus DC como el control de la corrientes  $I_d$  e  $I_q$  cumplen sus características antes mencionadas con la diferencia de que la corriente  $I_d$  se mantiene en un rango de 35 [A] a 40 [A], esto se observa en la Figura 3.12.



**Figura 3.12.** Respuesta de corriente y voltaje en el punto PCC de la fase A para cambios de temperatura.

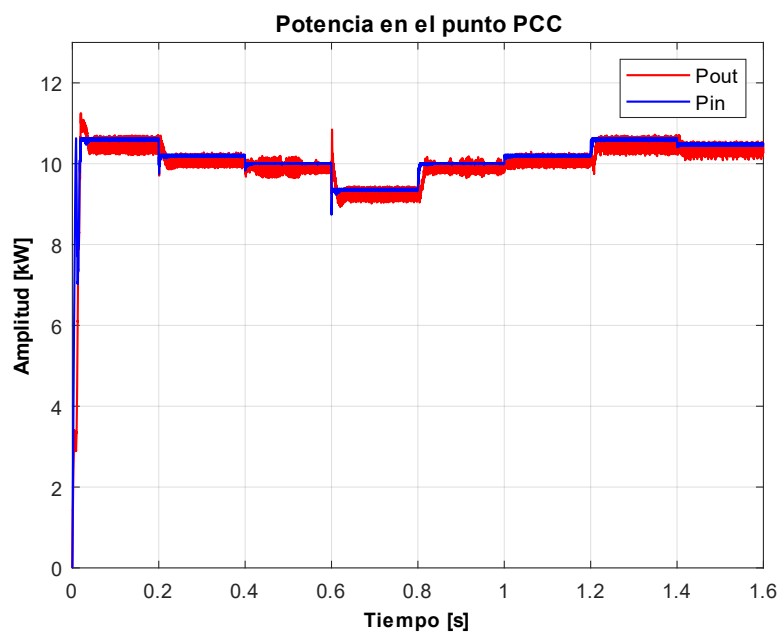
Al realizar un acercamiento de la Figura 3.12, Figura 3.13, se puede observar que la amplitud pico de la corriente no cambia mucho al subir la temperatura, mientras que al

experimentar un incremento en la temperatura la amplitud de la corriente en el punto PCC baja mientras que si la temperatura disminuye la amplitud de la corriente sube.



**Figura 3.13.** Acercamiento de la Figura 3.12.

Con la Figura 3.13 se puede medir el desfase de la misma manera que en el anterior caso. Con observar la imagen se puede concluir que el factor de potencia si es cercano a la unidad ya que la corriente se encuentra en fase con el voltaje, que para este caso es la fase A del sistema eléctrico trifásico. El tiempo de desfase medido debe convertirse a un ángulo en radianes para aplicar la definición del factor de potencia. Lo cual se expresa en la Ecuación 3.2. Al tener un factor de potencia cercano a la unidad la inyección de potencia al sistema trifásico es activa, lo cual se puede observar en la Figura 3.14.

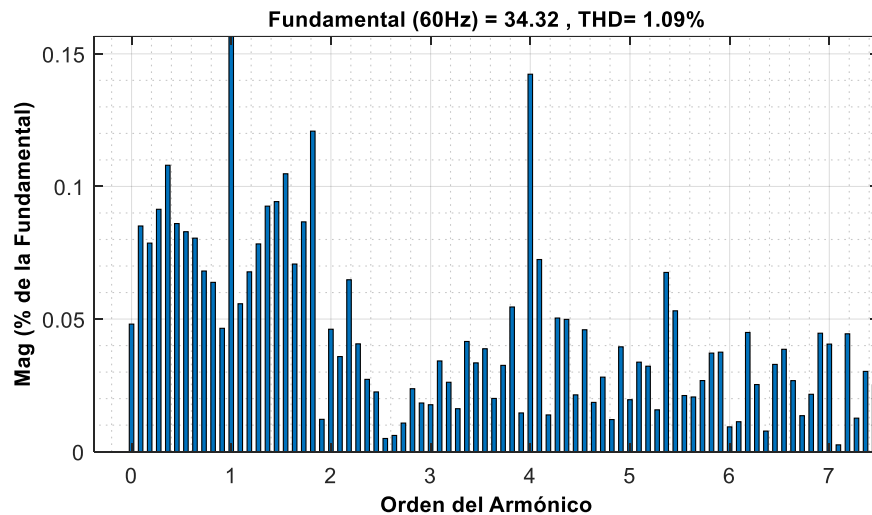


**Figura 3.14.** Respuesta de potencia en el punto PCC ante cambio de temperatura.

$$Fp = \cos(\theta) = \cos(0.0045) = 0.99 \quad (3.2)$$

En la Figura 3.14 se puede notar que la potencia en el punto PCC es de alta eficiencia y se observa que al incrementar la temperatura la potencia disminuye mientras que si la temperatura disminuye la potencia de generación aumenta.

Como último paso se verifica el porcentaje de distorsión armónica en el punto PCC, se puede observar en la Figura 3.15, que para 45 [°C] y 11 ciclos seleccionados se tiene un porcentaje de THD de 1.09%, lo cual cumple con ser menor al 5%. De la Figura 3.15, se puede notar que existen armónicos con una amplitud de 0.14% a 240 [Hz] y armónicos a partir de 300 [Hz] pero son valores que no afectan significativamente.



**Figura 3.15.** Porcentaje de THD para 11 ciclos a 45 [°C] y 1000 [W/m<sup>2</sup>].

Para las demás temperaturas, se muestran los resultados en la Tabla 3.4.

**Tabla 3.4.** Resultados para cambios de temperatura a 1000 [W/m<sup>2</sup>].

Resultados del sistema								
Temperatura [°C]	$V_{pv}$ [V]	$I_{pv}$ [A]	$P_{in}$ [kW]	$P_{out}$ [kW]	$I_d$ [A]	$I_{Arms}$ [A]	THD [%]	Eficiencia [%]
15	362.8	29.75	10.79	10.45	38.95	27.54	1.08	96.84
25	353.5	29.40	10.39	10.10	37.89	26.79	0.95	97.2
30	340	29.54	10.04	9.923	37.44	26.47	1.16	98.8
45	321.7	29.09	9.36	9.29	34.67	24.51	1.09	99.25
30	345.5	29.11	10.06	9.85	36.49	25.81	0.99	97.91
25	351.9	29	10.2	10.14	37.73	26.67	0.92	99.41
15	355.6	28.42	10.62	10.15	39.14	26.68	1.11	95.57
18	366.5	28.86	10.56	10.26	37.92	28.09	1.05	97.16

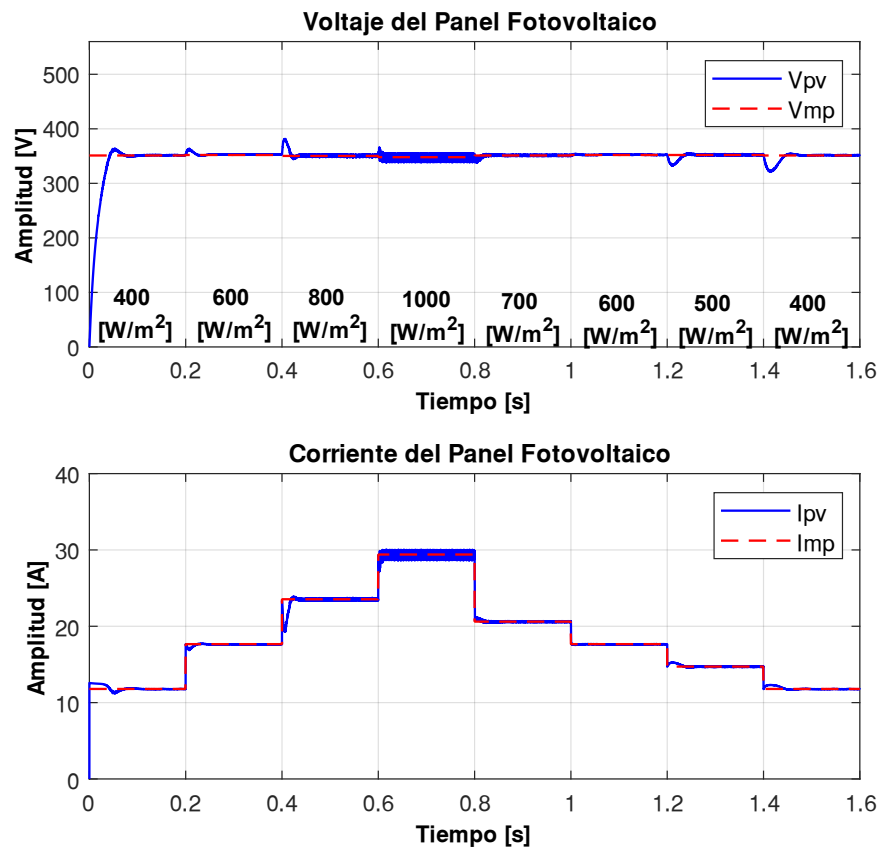


## 3.2 CONTROL PR (MARCO DE REFERENCIA $\alpha\beta 0$ )

El control en el marco de referencia estacionario se aplica al mismo sistema, donde se busca inyectar potencia activa al sistema en el punto PCC. Las pruebas para este control son las mismas que para el control en el marco de referencia rotacional, es decir, primero se realiza una prueba a temperatura constante e irradiancia variable y una segunda prueba a irradiancia constante y temperatura variable.

### 3.2.1 IRRADIANCIA VARIABLE CON TEMPERATURA CONSTANTE

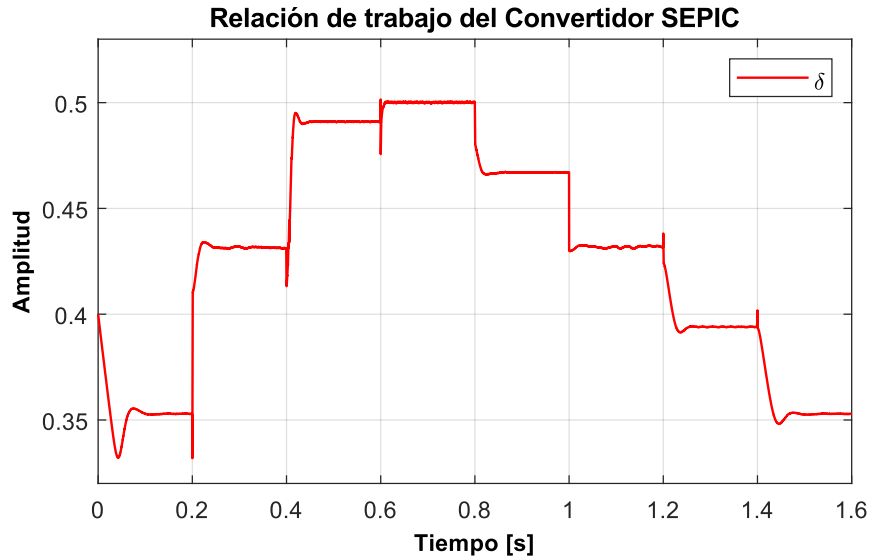
En la primera etapa del sistema se debe observar el voltaje y corriente del panel a las distintas irradiancias. En esta etapa el panel debe alcanzar los niveles de corriente y voltaje que se indican en la referencia de la Tabla 3.1 para garantizar que se alcance el punto *MPP*. En la Figura 3.16 se puede notar que el seguimiento de voltaje y corriente a los valores ideales es de buena calidad, por lo que se aprovecha de forma óptima la energía producida bajo distintas irradiancias.



**Figura 3.16.** Respuesta de corriente y voltaje del panel fotovoltaico ante cambios de irradiancia con el esquema de control PR.

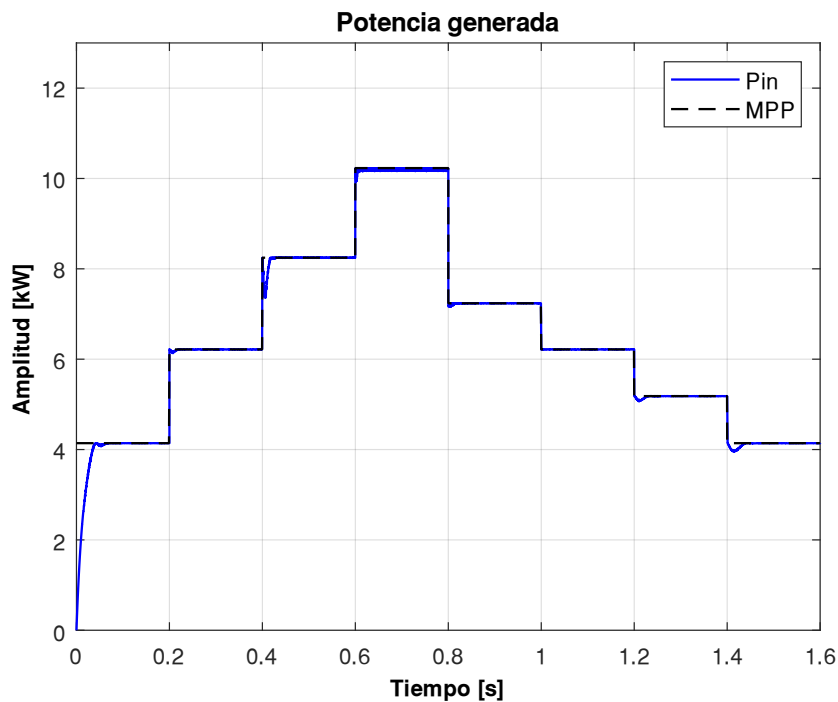
Realizando un acercamiento se puede observar que el tiempo transitorio es de aproximadamente 20 [ms], lo cual se considera una respuesta aceptable.

La respuesta del panel se controla mediante el algoritmo MPPT, el cual calcula la relación de trabajo con la que debe funcionar el convertidor SEPIC, la respuesta de la relación de trabajo indica el comportamiento del convertidor. Lo cual se indica en la Figura 3.17.



**Figura 3.17.** Respuesta del MPPT ante cambios de irradiancia.

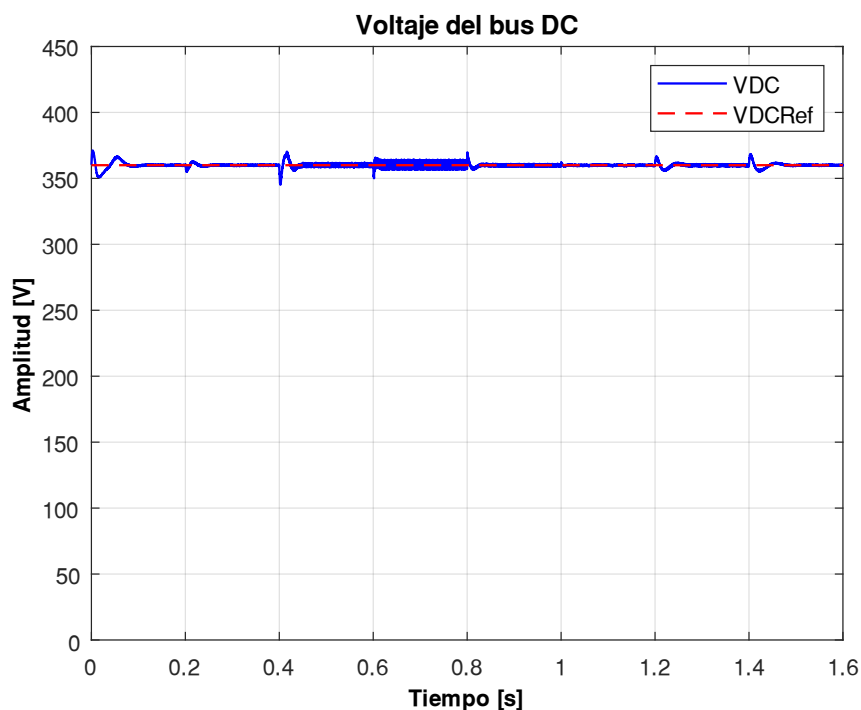
Esta etapa del sistema no presenta diferencia en cuanto a la estrategia de control con respecto al controlador PI de la sección 3.1, por tanto, la respuesta de potencia es de similares características como lo indica la Figura 3.18.



**Figura 3.18.** Seguimiento del punto MPP ante cambios de irradiancia con el control PR.

La segunda etapa de este control si presenta diferencia en la estrategia de control, ya que se cambia al marco de referencia rotacional. En esta etapa se necesita obtener la medida de voltaje  $V_d$  para obtener la referencia de potencia en base al control del bus DC. El valor de esa variable debe ser el valor pico del voltaje de fase-neutro de la red eléctrica trifásica que corresponde a 179.62 [V].

Este valor se utiliza para generar la corriente de referencia  $I_d$  en base la obtención de la potencia. Esta señal se debe compensar por la señal de control del bus DC al no existir un control en el voltaje de salida del convertidor SEPIC. Como se puede observar en la Figura 3.19, el control del bus DC permite mantener el voltaje de salida del convertidor SEPIC en 360 [V], de esta manera se asegura la transferencia de potencia a la segunda etapa del sistema. La respuesta ante cada cambio de irradiancia tiene un tiempo de 40 [ms] aproximadamente, lo cual se considera una respuesta aceptable para la dinámica del sistema.



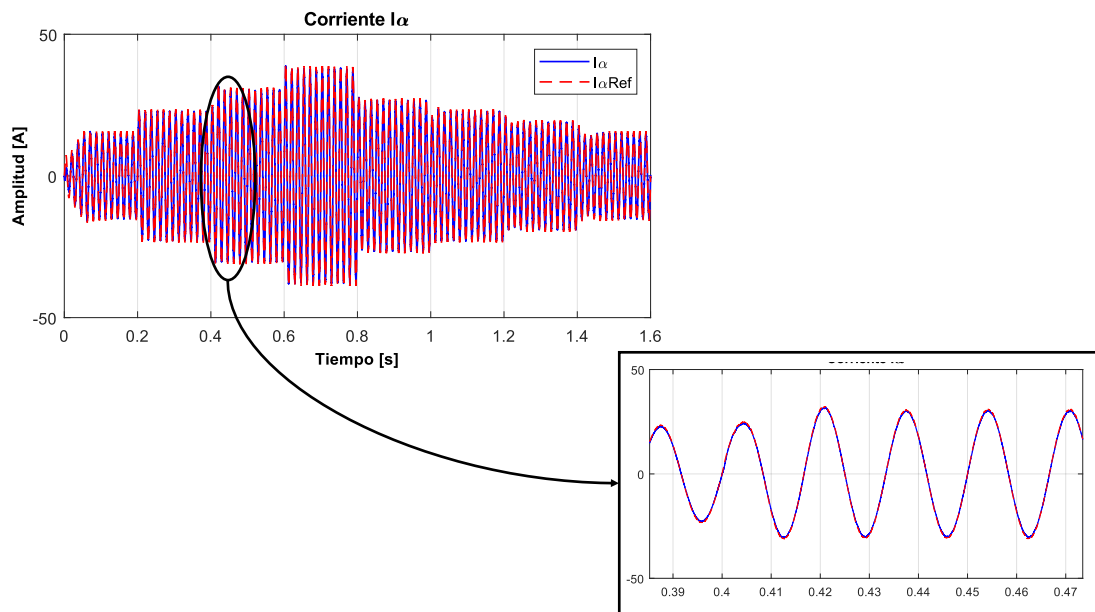
**Figura 3.19.** Respuesta del bus DC ante cambios de irradiancia del control PR.

Al obtener la referencia de corriente  $I_d$  mediante la compensación de la señal de control del bus DC, se debe trasladar este valor al sistema de referencia rotacional junto con la referencia de corriente  $I_q$  cuyo valor es cero. Para esto la medición que se obtiene del PLL.

Una vez llevadas estas variables al sistema de referencia rotacional, se obtienen las corrientes de referencia para controlar al sistema en este marco de referencia mediante el

controlador PR. Las corrientes  $I_{\alpha ref}$  e  $I_{\beta ref}$  obtenidas de la transformadas deben ser dos señales sinusoidales desfasadas 90 grados de igual amplitud. Adicional a esto el compensador de armónicos y la estructura de control generan los voltajes de referencia para el bloque de generación SVPWM.

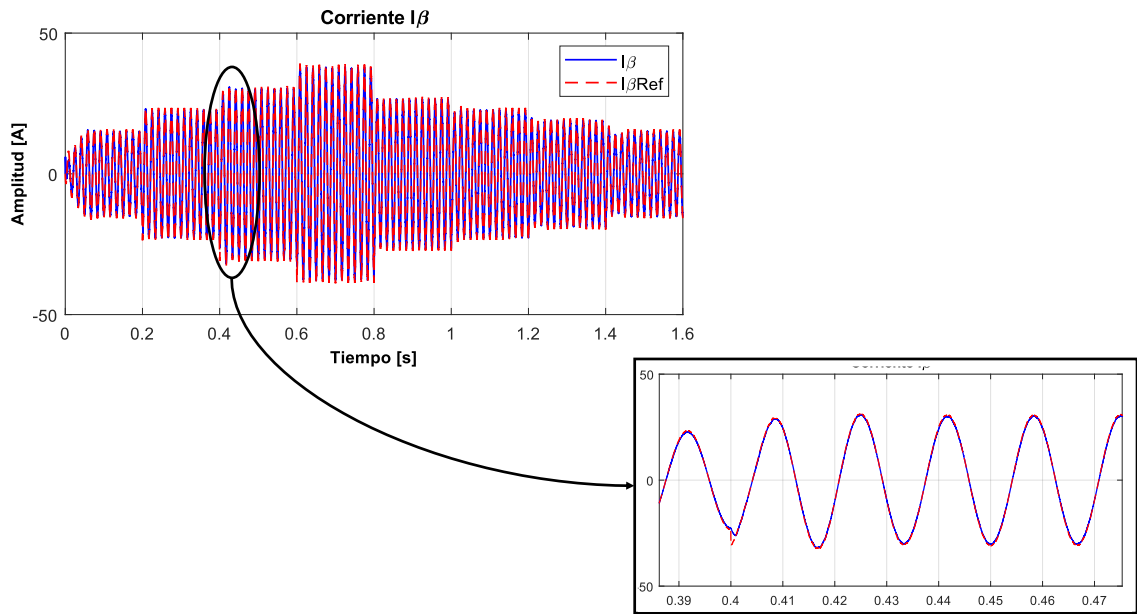
En la Figura 3.20, se puede observar el control sobre la corriente  $I_{\alpha}$ , existe un pequeño error en estado estable pero el controlador sigue la frecuencia de referencia en 60 [Hz] de forma satisfactoria.



**Figura 3.20.** Respuesta de la corriente  $I_{\alpha}$  ante cambios de irradiancia.

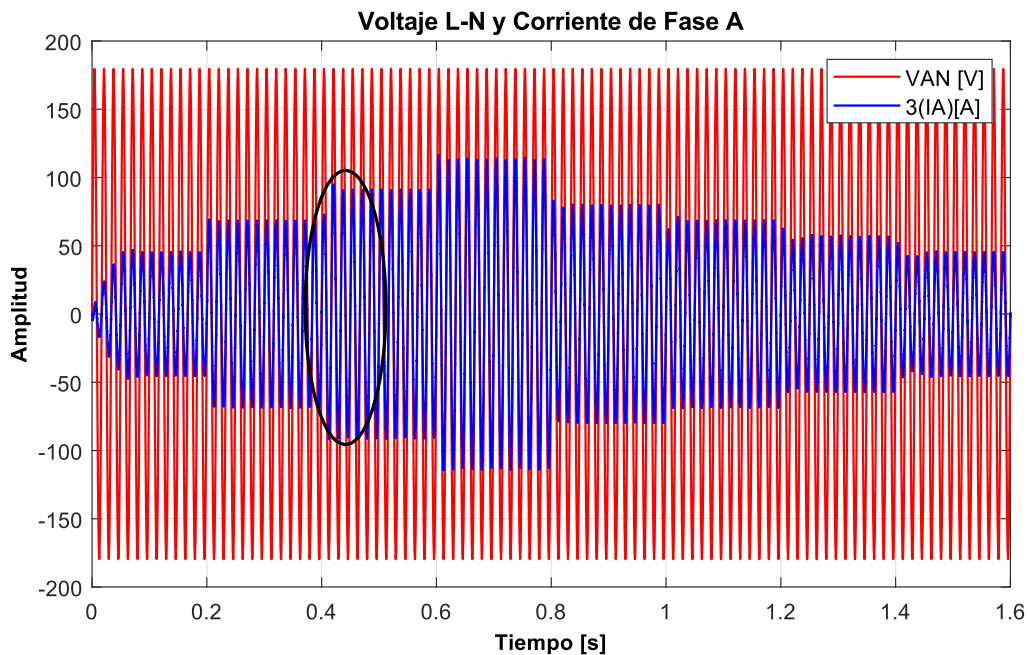
En la Figura 3.21 se puede observar un similar comportamiento en el control de la corriente  $I_{\beta}$  pero con desfase de 90 grados. Los voltajes de referencia que se generan por medio de este control, para cada una de las corrientes, se utilizan en el bloque de generación SVPWM. Estos voltajes se deben multiplicar dado por el índice de modulación que acepta el bloque de generación. La señales que se obtienen son dos senoidales desfasadas 90 grados entre si con una máxima amplitud de 1.

Como se mencionó anteriormente, el valor del voltaje de referencia no se puede ingresar directamente al bloque de generación SVPWM ya que se estaría trabajando en la zona de sobre modulación a todo momento y por esta razón se debe obtener el índice de modulación. Si el índice  $m_{\alpha}$  aumenta su valor si el voltaje de referencia sube a un voltaje constante del bus DC. Si el voltaje del bus sube, el índice de modulación debe bajar para mantener el mismo voltaje de referencia que calcula el controlador.



**Figura 3.21.** Respuesta de la corriente  $I_\beta$  ante cambios de irradiancia.

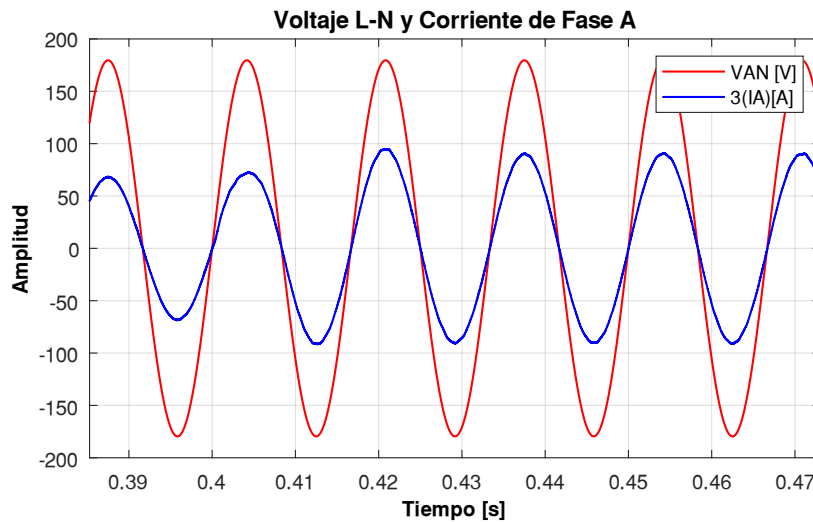
Un aspecto para tomar en cuenta es que el control en el marco de referencia rotacional no toma en cuenta las corrientes  $I_d$  e  $I_q$ , es decir, que no se tiene el control director sobre la potencia activa y reactiva que se inyecta al sistema porque solo se generan las referencias para ser llevadas al marco de referencia  $\alpha\beta 0$ . Sin bien no existe control sobre la corriente  $I_d$ , se debe aproximar al valor de referencia ya que así se asegura la inyección de potencia activa al sistema. Esto se corrobora con la Figura 3.22.



**Figura 3.22.** Respuesta de corriente y voltaje de la fase A ante cambios de irradiancia.

La corriente  $I_q$  debe seguir la referencia de 0 [A] ya que el objetivo es solo llevar potencia activa al sistema. Al igual que el anterior esquema de control, la amplitud de la corriente  $I_d$ , es la misma amplitud de la corriente en el punto PCC.

El acercamiento en la irradiancia de 800 [W/m<sup>2</sup>] de la Figura 3.22 indica que la corriente y voltaje de la fase A se encuentran sincronizadas como lo indica la Figura 3.23.



**Figura 3.23.** Acercamiento de la Figura 3.22.

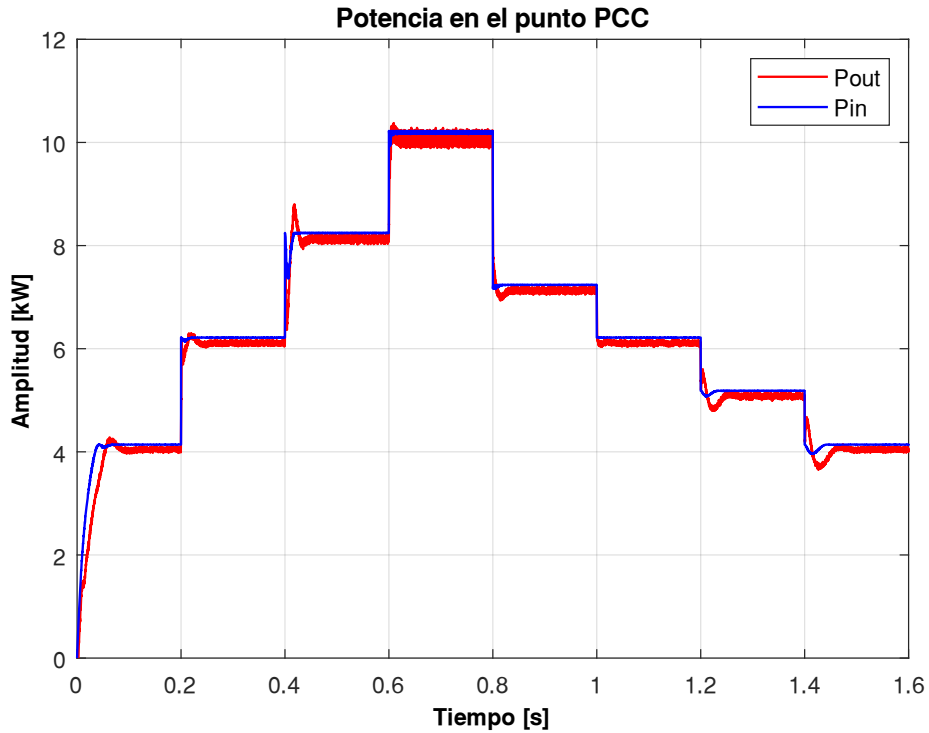
Al medir el desfase entre voltaje y corriente se puede asegurar que el factor de potencia es cercano a la unidad y por tanto se asegura la transferencia de potencia activa al sistema eléctrico trifásico. Al igual que en los anteriores puntos, el tiempo obtenido se convierte a radianes y se calcula el valor del factor de potencia.

$$Fp = \cos(\theta) = \cos(0.00452) = 0.99 \quad (3.3)$$

Como el factor de potencia es cercano a la unidad, el sistema está llevando toda la potencia generada por el panel al sistema trifásico, por esta razón se puede observar en la Figura 3.24 que la respuesta de potencia con respecto a la potencia de entrada y de referencia tiene alta eficiencia.

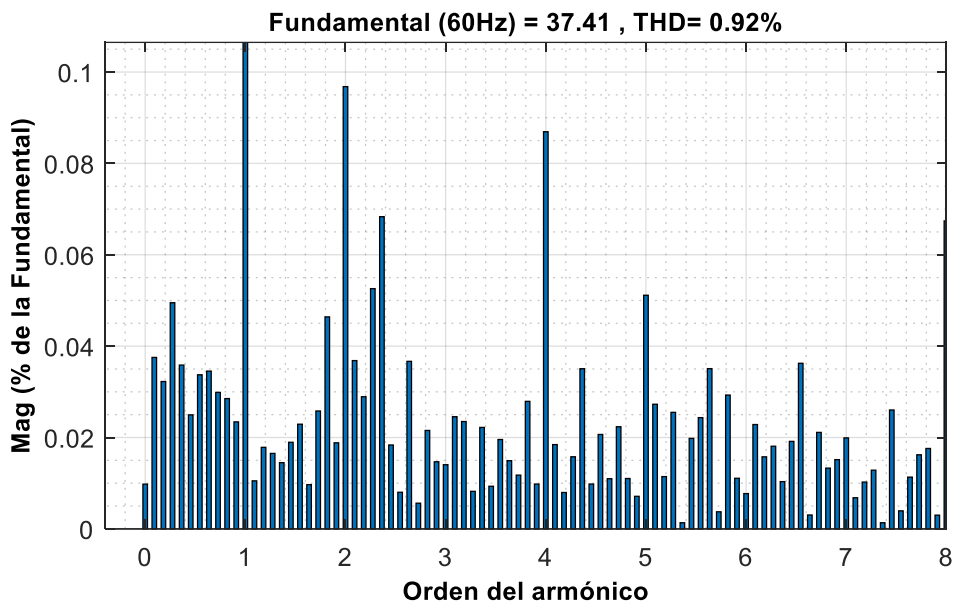
El cálculo de la eficiencia del sistema se lo hace con respecto a la potencia de entrada del sistema, es decir, la potencia medida en el panel fotovoltaico a la entrada del convertidor SEPIC.

Como se puede observar en las Figuras 3.23 y 3.24, el sistema con el controlador PR ha cumplido con la condición de factor de potencia y eficiencia. Esto implica un buen resultado en cuanto al porcentaje de THD en la onda de corriente del punto PCC.



**Figura 3.24.** Respuesta de potencia ante cambios de irradiancia.

En la Figura 3.25 para la irradiancia de  $1000 \text{ [W/m}^2\text{]}$  se puede observar que el porcentaje de THD corresponde a un 0.92%, lo cual cumple con la condición de ser menor que el 5%. La onda de la frecuencia fundamental tiene una amplitud de 37.41 [A] con lo cual se tiene un valor RMS de 26.45 [A], respecto a esta amplitud se grafican las magnitudes de cada armónico.



**Figura 3.25.** Porcentaje de THD a una irradiancia de  $1000 \text{ [W/m}^2\text{]}$  con el esquema de control PR.

De esta manera el 100% corresponde a la frecuencia fundamental de 60 [Hz], el 0.1% corresponde al segundo armónico de 120 [Hz] y a partir de ahí las frecuencias presentan valores más bajos como es el caso de los armónicos pares e impares. En Tabla 3.5 se pueden observar todos los resultados para las demás irradiancias.

**Tabla 3.5.** Resultados de la primera y segunda etapa para el control en el marco de referencia rotacional ante cambios de irradiancia.

Resultados del sistema								
Irradiancia [W/m <sup>2</sup> ]	$V_{pv}$ [V]	$I_{pv}$ [A]	$P_{in}$ [kW]	$P_{out}$ [kW]	$I_d$ [A]	$I_{Arms}$ [A]	THD [%]	Eficiencia [%]
400	351.6	11.78	4.14	4.05	14.97	13.77	1.44	97.83
600	352.9	17.61	6.21	6.11	22.71	16.06	0.75	98.34
800	348.4	23.66	8.24	8.14	30.16	21.33	1.18	98.79
1000	352.5	28.95	10.2	10.07	36.96	26.13	0.92	98.72
700	351.8	20.57	7.24	7.15	26.57	18.79	0.65	98.75
600	352.9	17.61	6.21	6.11	22.75	16.09	0.6	98.34
500	352.8	14.69	5.18	5.06	18.78	13.28	1.27	97.68
400	351.7	11.77	4.14	4.05	15.24	10.78	2.23	97.83

### 3.2.2 TEMPERATURA VARIABLE CON IRRADIANCIA CONSTANTE

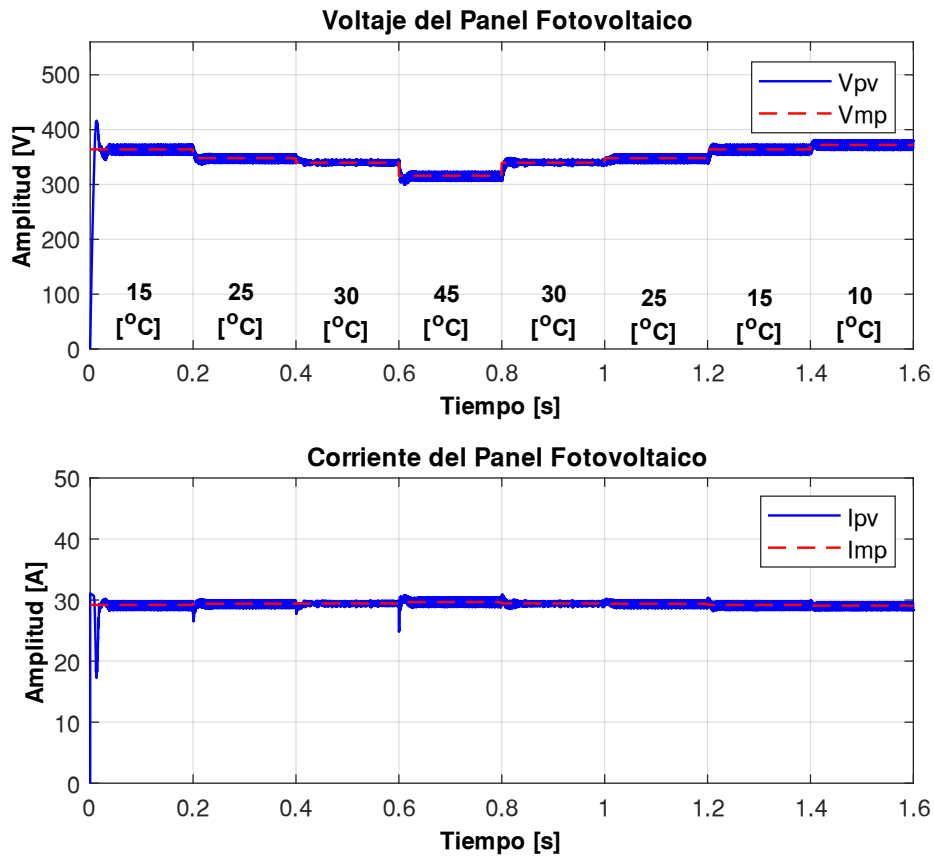
Para esta prueba se verifica el comportamiento de la primera y segunda etapa a una irradiancia constante de 1000 [W/m<sup>2</sup>] con cambios de temperatura cada 200 [ms]. Al igual que la sección 3.1.2 se inicia con una temperatura de 15 [°C], luego se sube hasta los 45 [°C] y posteriormente se vuelve a bajar la temperatura.

En la Figura 3.26 se puede observar que se cumple la condición de funcionamiento ante cambios de temperatura ya que el voltaje cambia ante una irradiancia constante mientras que la corriente se mantiene alrededor de 29 [A].

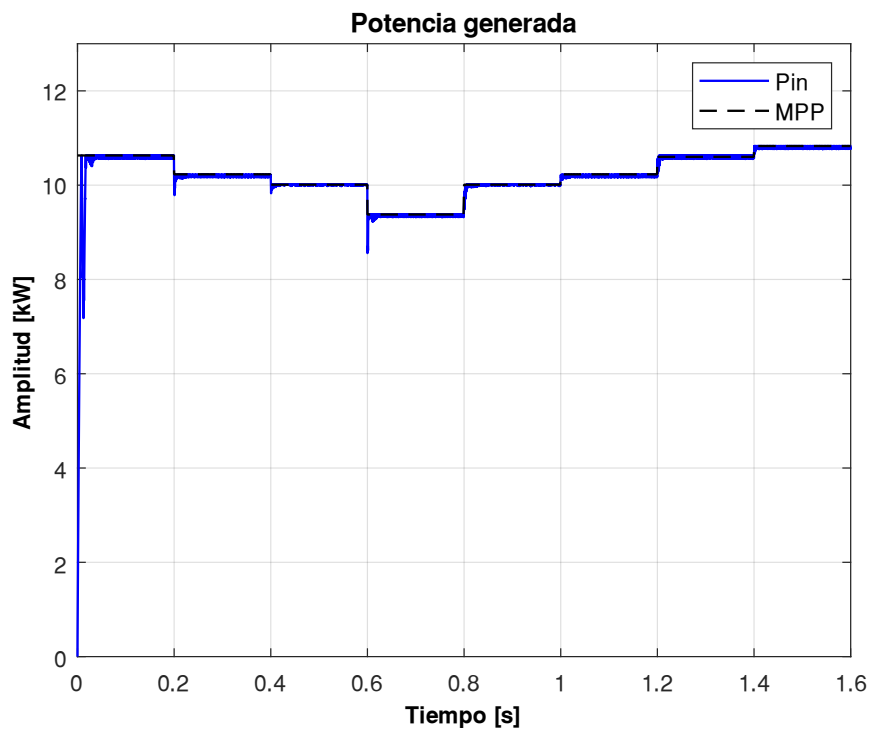
Al igual que para el caso del control PI en el marco de referencia rotacional, el voltaje del panel aumenta a medida que la temperatura disminuye mientras que el voltaje disminuye a medida que la temperatura aumenta.

Otra similitud es que la relación de trabajo calculada por el algoritmo MPPT esta alrededor de 0.5 a 0.55, esto sucede porque la irradiancia se mantiene constante. La relación de trabajo varia de forma proporcional a la temperatura, lo cual se puede observar en la Figura 3.27.





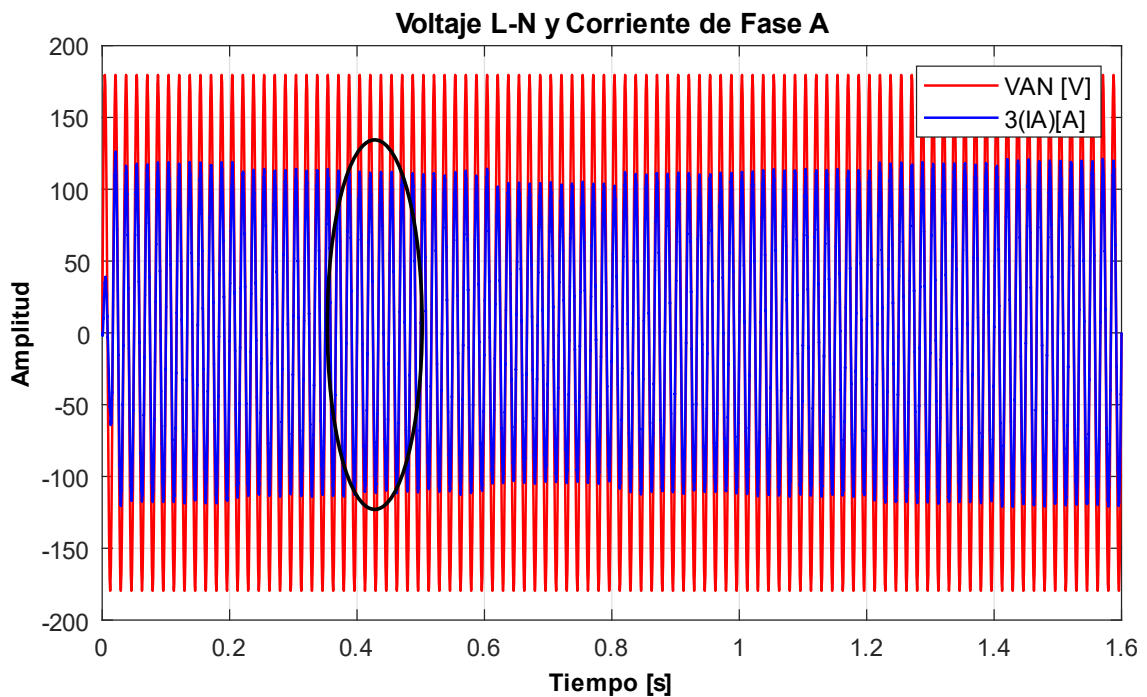
**Figura 3.26.** Respuesta de voltaje y corriente del panel fotovoltaico ante cambios de temperatura mediante el control PR.



**Figura 3.27.** Potencia generada ante cambios de temperatura con el control PR.

Al observar que el panel fotovoltaico sigue los valores ideales de voltaje y temperatura, la potencia del panel generada será alrededor del punto MPP de cada irradiancia. Se puede notar que la potencia generada disminuye conforme aumenta la temperatura y aumenta conforme baja la temperatura. La potencia se encuentra alrededor de los 10.23 [kW] ya que la irradiancia es de 1000 [W/m<sup>2</sup>].

Para la segunda etapa del sistema del sistema el comportamiento del bus DC y el control de las corrientes  $I_\alpha$  e  $I_\beta$  son similares con la diferencia de que la corrientes mantienen una amplitud más constante entre los cambios de temperatura ya que la irradiancia es constante y esto provoca que las corrientes tengan una amplitud entre 35 [A] a 40 [A] como lo indica la Figura 3.28.

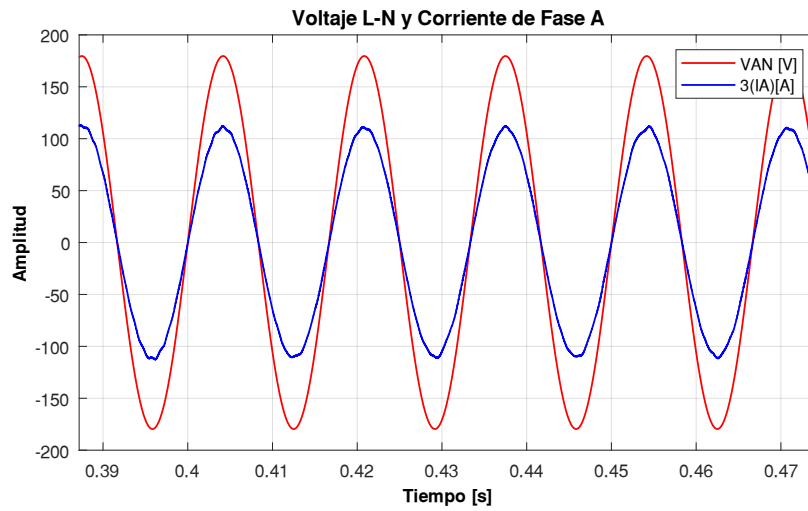


**Figura 3.28.** Respuesta de corriente y voltaje en el punto PCC de la fase A para cambios de temperatura con el control PR.

Al realizar un acercamiento de la Figura 3.28, se puede observar que la amplitud pico de la corriente no cambia mucho al subir la temperatura, pero se mantiene el comportamiento del sistema, es decir, que al experimentar un incremento en la temperatura la amplitud de a corriente en el punto PCC baja mientras que si la temperatura disminuye la amplitud de la corriente sube.

Con la Figura 3.29 se puede medir el desfase de la misma manera que en el anterior caso. Con observar la imagen se puede concluir que el factor de potencia si es cercano a la

unidad ya que la corriente se encuentra en fase con el voltaje, que para este caso es la fase A del sistema eléctrico trifásico.

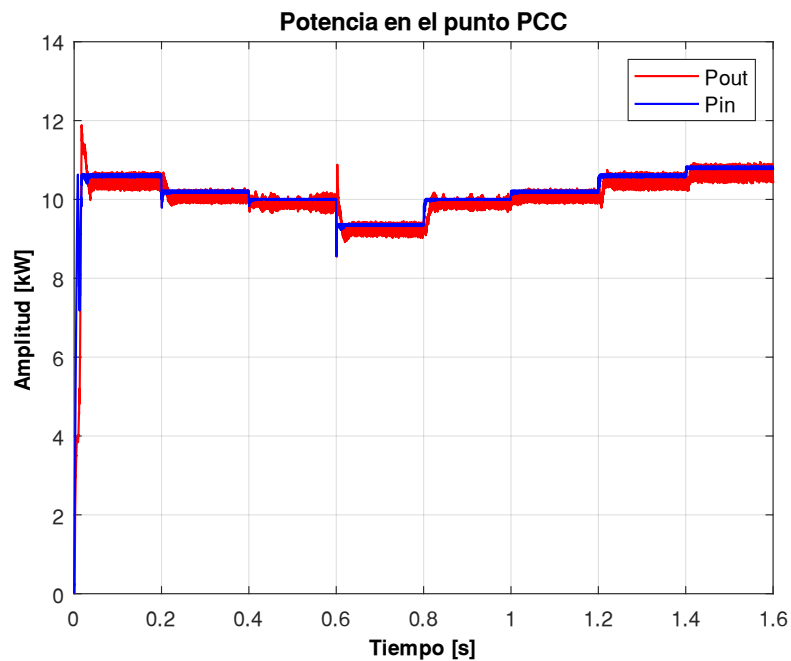


**Figura 3.29.** Acercamiento de la Figura 3.28.

El ángulo de desfase obtenido debe convertirse a un ángulo en radianes para aplicar la definición del factor de potencia.

$$Fp = \cos(\theta) = \cos(0.0075) = 0.99 \quad (3.4)$$

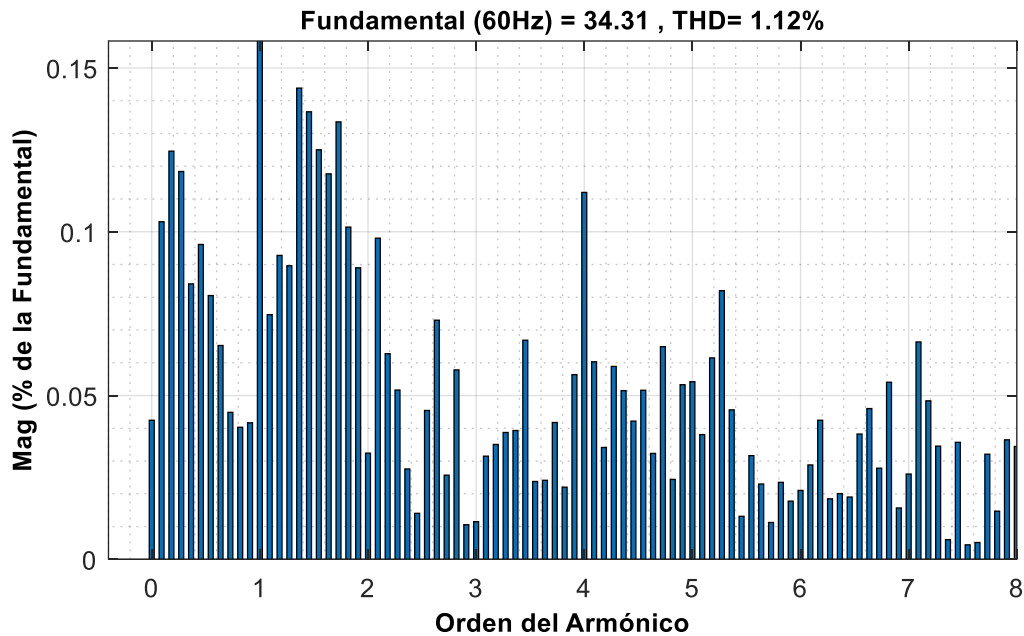
Al tener un factor de potencia cercano a la unidad la inyección de potencia al sistema trifásico es activa, lo cual se puede observar en la Figura 3.30.



**Figura 3.30.** Respuesta de potencia en el punto PCC ante cambio de temperatura.

En Figura 3.30 se puede notar que la potencia en el punto PCC es de alta eficiencia y se observa que al incrementar la temperatura la potencia disminuye mientras que si la temperatura disminuye la potencia de generación aumenta.

Como último paso se verifica el porcentaje de distorsión armónica en el punto PCC, como se puede observar en la Figura 3.31, para 45 [°C] y 11 ciclos seleccionados se tiene un porcentaje de THD de 1.12%, por tanto, el porcentaje de THD cumple con ser menor al 5%.



**Figura 3.31.** Porcentaje de THD para 11 ciclos a 45 [°C] y 1000 [W/m<sup>2</sup>] con el control PR.

La onda de la frecuencia fundamental tiene una amplitud de 34.31 [A] con lo cual se tiene un valor RMS de 24.26 [A], respecto a esta amplitud se grafican las magnitudes de cada armónico. De esta manera el 100% corresponde a la frecuencia fundamental de 60 [Hz], el 0.03% corresponde al segundo armónico de 120 [Hz], también se puede notar que existen armónicos alrededor de la fundamental con una máxima amplitud de 0.14% a los 27 [Hz], pero no se vuelven significativos para el resultado final. Para las demás temperaturas, se muestran los resultados en la Tabla 3.6.

**Tabla 3.6.** Resultados para cambios de temperatura a 1000 [W/m<sup>2</sup>] mediante el control PR.

Resultados del sistema								
Temperatura [°C]	$V_{pv}$ [V]	$I_{pv}$ [A]	$P_{in}$ [kW]	$P_{out}$ [kW]	$I_d$ [A]	$I_{Arms}$ [A]	THD [%]	Eficiencia [%]
15	361	29.2	10.54	10.42	38.88	27.49	1.05	98.86
25	340.3	29.72	10.11	9.99	37.41	26.45	0.95	98.81
30	335.8	29.47	9.89	9.79	36.7	25.95	1.03	98.98

45	310.4	29.78	9.24	9.18	34.39	24.32	1.12	99.35
30	343.4	29.47	10.11	9.79	36.66	25.92	0.89	96.83
25	341.6	29.72	10.15	9.99	37.39	26.44	0.92	98.42
15	357.7	29.2	10.45	10.42	38.87	27.48	1.08	99.7
10	378.5	28.53	10.79	10.66	39.62	28.01	1.03	98.79

## 4 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Las conclusiones y recomendaciones de este trabajo de titulación se realizan en base a los resultados obtenidos en las simulaciones.

### 4.1 CONCLUSIONES

- Mediante el análisis y diseño de un convertidor SEPIC se ha podido establecer la primera etapa del sistema para rastrear el punto de máxima potencia del panel fotovoltaico en base al algoritmo IC mejorado, con el cual se ha podido seguir los puntos de corriente y voltaje a máxima potencia para cada paso de irradiancia y temperatura de manera satisfactoria. Así la energía gestionada se puede trasladar a la segunda etapa.
- Mediante el control PI estructurado en el marco de referencia rotacional se ha podido gestionar la energía entregada por la primera etapa hacia la red eléctrica con el uso de un inversor trifásico de dos niveles. De la misma manera se lo ha podido realizar con el control PR diseñado en el marco de referencia estacionario, de esta forma se tiene una estructura de control alternativa. Ambos esquemas de control permiten generar las señales de disparo del inversor trifásico de dos niveles mediante la técnica SVPWM.
- Mediante el uso de ambos controladores en distintos marcos de referencia se puede inyectar potencia activa a la red cumpliendo con los requerimiento de eficiencia y porcentaje de distorsión armónica. Si bien ambos controladores presentan resultados similares, el control PR se presenta como una alternativa más fácil que el control PI, llegando a resultados similares con un menor análisis de la planta.
- Mediante el análisis del circuito entre la red eléctrica, inversor trifásico y filtro, se obtuvo el modelo de la planta en el marco de referencia rotacional con el cual se pudo sintonizar el controlador PI para las corrientes  $I_d$  e  $I_q$ . Ambos controladores deben sintonizarse con las mismas constantes para que el comportamiento dinámico de ambas corrientes sea el mismo.

- En los tiempos transitorios cuando existe una variación de irradiancia o temperatura, la corriente en el punto PCC se demora en estabilizar un máximo de 2 ciclos de la frecuencia de la red, con esto se asegura que el sistema responde rápido ante las perturbaciones ambientales y permite una rápida sincronización con la red eléctrica trifásica.
- Al comparar los resultados de distorsión armónica entre la prueba mediante el control PI en el marco de referencia rotacional y la prueba con el control PR en el marco de referencia estacionario, en la prueba de irradiancia variable se puede observar que, en las irradiancias de 500, 600, 700, 800 y 1000 [W/m<sup>2</sup>] el porcentaje de THD es menor o igual a comparación del control PI, a excepción de la irradiancia de 400 [W/m<sup>2</sup>] donde el porcentaje aumenta lo cual se puede comparar con las Tablas 3.3 y 3.5. Para la segunda prueba, donde la irradiancias es constante y la temperatura variable, de igual forma existe una mejora en el porcentaje de THD, lo cual se puede observar en las tablas 3.4 y 3.6. Por tanto, el control PR junto con el compensador de armónicos puede bajar la distorsión armónica y mejorar el factor de potencia en el punto PCC.

## 4.2 RECOMENDACIONES

- En futuros trabajos se puede aumentar un banco de baterías y en caso de que los paneles fotovoltaicos no generen energía por factores ambientales externos, las baterías sean las encargadas de suplir con la demanda energética de la red. De esta manera se puede simular un sistema de respaldo.
- Otra mejora que se puede adicionar es el control de inyección de potencia reactiva a la red eléctrica en caso de que esta lo requiera.
- Para un trabajo futuro se puede implementar el consumo energético de un hogar o industria y conectarse en paralelo con la red eléctrica, así se puede enviar el excedente de energía a la red eléctrica y simular una red inteligente.
- Para un trabajo futuro se puede realizar un análisis de los armónicos que afectan el porcentaje de THD de la corriente en el punto PCC e incluir el compensador correspondiente en el controlador PR y analizar que tanto se puede bajar la distorsión armónica o hasta qué punto se puede mejorar la respuesta del controlador.

## 5 REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] A. Harrouz, D. Belatrache, K. Boulal, I. Colak, and K. Kayisli, "Social Acceptance of Renewable Energy dedicated to Electric Production," *2020 9th International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*, Sep. 2020, doi: 10.1109/icrera49962.2020.9242904.
- [2] Frede Blaabjerg and D. M. Ionel, *Renewable energy devices and systems with simulations in MATLAB and ANSYS*. Boca Raton, FL: Crc Press, Taylor & Francis Group, 2017.
- [3] D. W. Hart, *Power electronics*. New York: Mcgraw-Hill, 2011.
- [4] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho, "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1198–1208, May 2009, doi: 10.1109/tpel.2009.2013862.
- [5] K. A. Kim, C. Xu, L. Jin, and P. T. Krein, "A Dynamic Photovoltaic Model Incorporating Capacitive and Reverse-Bias Characteristics," *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 3, no. 4, pp. 1334–1341, Oct. 2013, doi: 10.1109/jphotov.2013.2276483.
- [6] C. Solar, "BiHiKu7 BIFACIAL MONO PERC 640 W ~ 665 W CS7N," <https://www.csisolar.com/>, Jan. 01, 2022. [https://static.csisolar.com/wp-content/uploads/2020/10/29111634/CS-Datasheet-BiHiKu7\\_CS7N-MB-AG\\_v2.1\\_EN.pdf](https://static.csisolar.com/wp-content/uploads/2020/10/29111634/CS-Datasheet-BiHiKu7_CS7N-MB-AG_v2.1_EN.pdf)
- [7] N. Shankarappa, M. Ahmed, S. N, and Dr. H. Naganagouda, "Solar Photovoltaic Systems – Applications & Configurations," *International Research Journal of Engineering and Technology*, vol. 04, no. 08, pp. 1851–1855, Aug. 2017, [Online]. Available: <https://www.irjet.net/archives/V4/i8/IRJET-V4I8327.pdf>
- [8] H. AbdEl-Gawad and V. K. Sood, "Overview of connection topologies for grid-connected PV systems," *2014 IEEE 27th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, May 2014, doi: 10.1109/ccece.2014.6901154.
- [9] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov, and L. G. Franquelo, "Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 1, pp. 47–61, Mar. 2015, doi: 10.1109/mie.2014.2376976.
- [10] M. Y. Ali Khan, H. Liu, Z. Yang, and X. Yuan, "A Comprehensive Review on Grid Connected Photovoltaic Inverters, Their Modulation Techniques, and Control Strategies," *Energies*, vol. 13, no. 16, p. 4185, Aug. 2020, doi: 10.3390/en13164185.
- [11] K. V. G. Raghavendra *et al.*, "A Comprehensive Review of DC–DC Converter Topologies and Modulation Strategies with Recent Advances in Solar Photovoltaic Systems," *Electronics*, vol. 9, no. 1, p. 31, Dec. 2019, doi: 10.3390/electronics9010031.
- [12] M. H. Mohamed Hariri, M. K. Mat Desa, S. Masri, and M. A. A. Mohd Zainuri, "Grid-Connected PV Generation System—Components and Challenges: A Review," *Energies*, vol. 13, no. 17, p. 4279, Jan. 2020, doi: 10.3390/en13174279.
- [13] S.-H. Kim, *Electric motor control: DC, AC and BLDC motors*. Cambridge, Massachusetts: Elsevier, 2017.

- [14] Y. Levron, J. Belikov, and D. Baimel, "A Tutorial on Dynamics and Control of Power Systems with Distributed and Renewable Energy Sources Based on the DQ0 Transformation," *Applied Sciences*, vol. 8, no. 9, p. 1661, Sep. 2018, doi: 10.3390/app8091661.
- [15] Frede Blaabjerg, *Control of power electronic converters and systems Volume 1*. London Academic Press, 2018.
- [16] M. M. de Carvalho, R. L. P. Medeiros, I. V. Bessa, F. A. C. Junior, K. E. Lucas, and D. A. Vaca, "Comparison of the PLL Control techniques applied in Photovoltaic System," *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, Dec. 2019, doi: 10.1109/cobep/spec44138.2019.9065414.
- [17] M. Hojabri and M. Hojabri, "Design, application and comparison of passive filters for three-phase grid-connected renewable energy systems," *ARPJ Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 10, no. 22, pp. 10691–10697, 2015.
- [18] S. Jayalath and M. Hanif, "An LCL-Filter Design With Optimum Total Inductance and Capacitance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 8, pp. 6687–6698, Aug. 2018, doi: 10.1109/tpel.2017.2754100.
- [19] A. Devices, "SEPIC Equations and Component Ratings," 2002. Accessed: Feb. 20, 2022. [Online]. Available: <https://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/AN1051.pdf>
- [20] O. Kircioglu, M. Unlu, and S. Camur, "Modeling and analysis of DC-DC SEPIC converter with coupled inductors," *2016 International Symposium on Industrial Electronics (INDEL)*, Nov. 2016, doi: 10.1109/indel.2016.7797807.
- [21] E. M.-R. Chidera, "Design and analysis of developed sepic converter a thesis submitted to the graduate school of applied sciences of near east university," 2019. [Online]. Available: <http://docs.neu.edu.tr/library/6795664137.pdf>
- [22] A. B. Jørgensen, "Derivation, Design and Simulation of the Single-Ended Primary-Inductor Converter (SEPIC)," May 2019, doi: 10.31224/osf.io/69puh.
- [23] R. W. Erickson and Dragan Maksimović, *Fundamentals of power electronics*. New York: Springer, 2001.
- [24] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and Frede Blaabjerg, *Control in power electronics: selected problems*. Amsterdam: Academic Press, 2002.
- [25] M. Schiedermeier, F. Schlamp, C. Rettner, and M. Marz, "Analytical Calculation of the RMS Value and the Spectrum of the DC-Link Current of a Dual-Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 1, pp. 782–794, Jan. 2022, doi: 10.1109/tpel.2021.3095520.
- [26] M. Hlaili and H. Mechergui, "Comparison of Different MPPT Algorithms with a Proposed One Using a Power Estimator for Grid Connected PV Systems," *International Journal of Photoenergy*, vol. 2016, pp. 1–10, 2016, doi: 10.1155/2016/1728398.
- [27] S. Srdic, Z. Radakovic, and V. Vojinovic, "Implementation of the Incremental Conductance MPPT Algorithm for Photovoltaic Systems," May 2015. Accessed: Feb. 20,



2022.[Online].Available:[http://ind.el.etf.unibl.org/2014/resources/Proceedings\\_2012/xPaper\\_04.pdf](http://ind.el.etf.unibl.org/2014/resources/Proceedings_2012/xPaper_04.pdf)

[28] N. Altin, S. Ozdemir, H. Komurcugil, I. Sefa, and S. Biricik, "Two-stage grid-connected inverter for PV systems," *2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018)*, Apr. 2018, doi: 10.1109/cpe.2018.8372540.

[29] L. Yang, Z. Yunbo, L. Shengzhu, and Z. Hong, "Photovoltaic array MPPT based on improved variable step size incremental conductance algorithm," *2017 29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*, May 2017, doi: 10.1109/ccdc.2017.7978907.

[30] M. Lindholm, *Doubly fed drives for variable speed wind turbines: a 40kW laboratory setup*. Lyngby: Technical University Of Denmark, Ørsted, 2003.

[31] I. Villanueva, N. Vázquez, J. Vaquero, C. Hernández, H. López, and R. Osorio, "L vs. LCL Filter for Photovoltaic Grid-Connected Inverter: A Reliability Study," *International Journal of Photoenergy*, vol. 2020, pp. 1–10, Jan. 2020, doi: 10.1155/2020/7872916.

[32] H. B. Massawe, "Grid Connected PV Systems with Smart Grid functionality," [www.semanticscholar.org](http://www.semanticscholar.org), 2013. <https://www.semanticscholar.org/paper/Grid-Connected-PV-Systems-with-Smart-Grid-Massawe/95cd6ef496b4b4ffd249581dc76856f2af9e7a66> (accessed Mar. 20, 2022).

[33] Z. Zeng, J. Long, and M. Hu, "Research on Three-Phase SVPWM Inverter Based on Double Loop Control of MPPT," *Proceedings of the 2015 International Symposium on Energy Science and Chemical Engineering*, pp. 398–403, 2015, doi: 10.2991/isesce-15.2015.80.

[34] R. Krishnan, *Electric motor drives: modeling, analysis, and control*. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall, 2001.

[35] V. M. Alfaro Ruíz, "Identificación de procesos sobreamortiguados utilizando técnicas de lazo cerrado," *Revista Ingeniería*, vol. 11, no. 1–2, Jul. 2011, doi: 10.15517/ring.v11i1-2.604.

[36] O. Camacho, A. Rosales, and F. Rivas, *Control de Procesos*, Escuela Politécnica Nacional., vol. 1. EPN Editorial, 2020.

[37] S. Essaghir, M. Benchagra, and N. El Barbri, "Comparative Study of Three Phase Grid Connected Photovoltaic System Using PI, PR and Fuzzy Logic PI Controller with Harmonic Analysis," *Lecture Notes in Electrical Engineering*, vol. 7, pp. 43–53, 2020, doi: 10.1007/978-3-030-36475-5\_5.

[38] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, p. 750, 2006, doi: 10.1049/ip-epa:20060008.

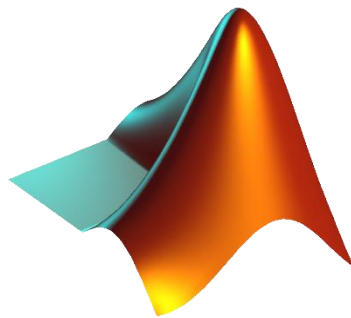
[39] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, Oct. 2006, doi: 10.1109/tie.2006.881997.

## **6 ANEXOS**

ANEXO A. Manual de Usuario de la Interfaz Gráfica

# Manual de Usuario de la Interfaz Gráfica

TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE  
INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y CONTROL



Pablo Pulache  
Junio, 2022

## A. Arranque de la Interfaz Gráfica

1. Abrir Matlab versión 2020a, y establecer la carpeta APP como carpeta de trabajo.
2. Abrir la aplicación Design App de Matlab y ejecutar el archivo inicio.mlapp
3. Se inicia una pantalla que indica el título del trabajo de titulación y un botón de inicio.



Figura A.1. Pantalla de inicio.

4. Se abrirá una pantalla que permite seleccionar el tipo de controlador, referencias y permite iniciar las simulaciones, así como la visualización de los resultados.

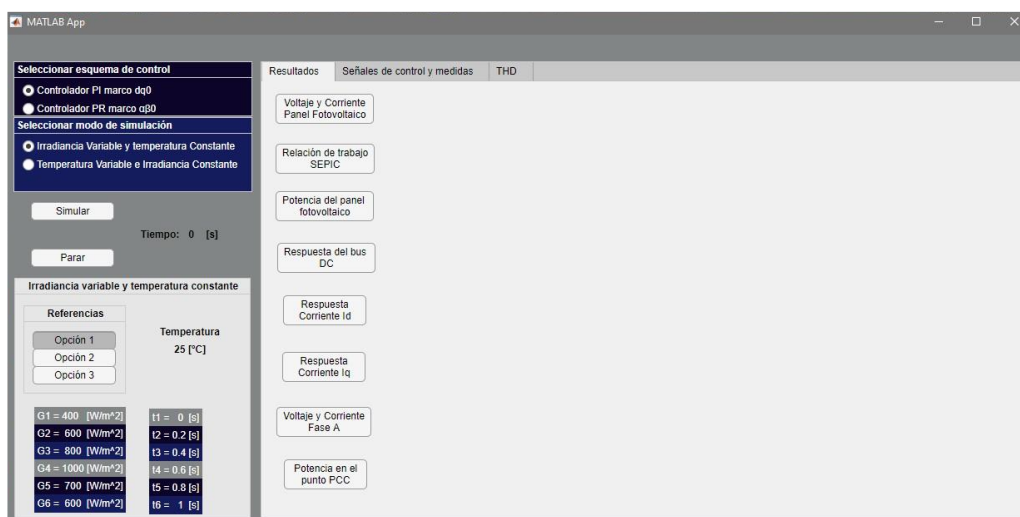
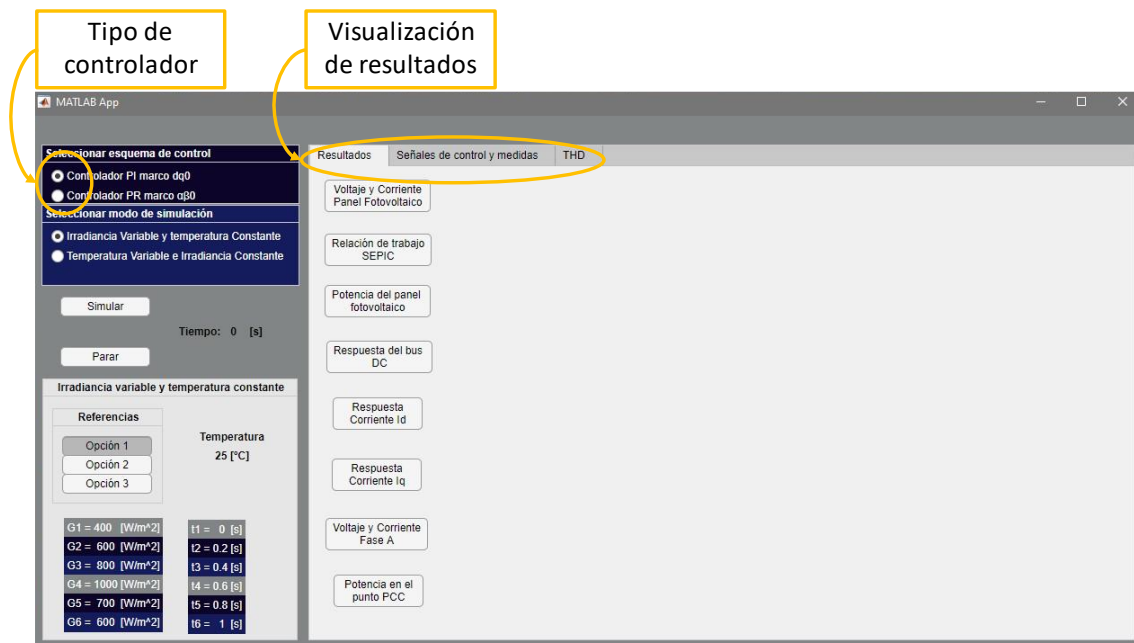


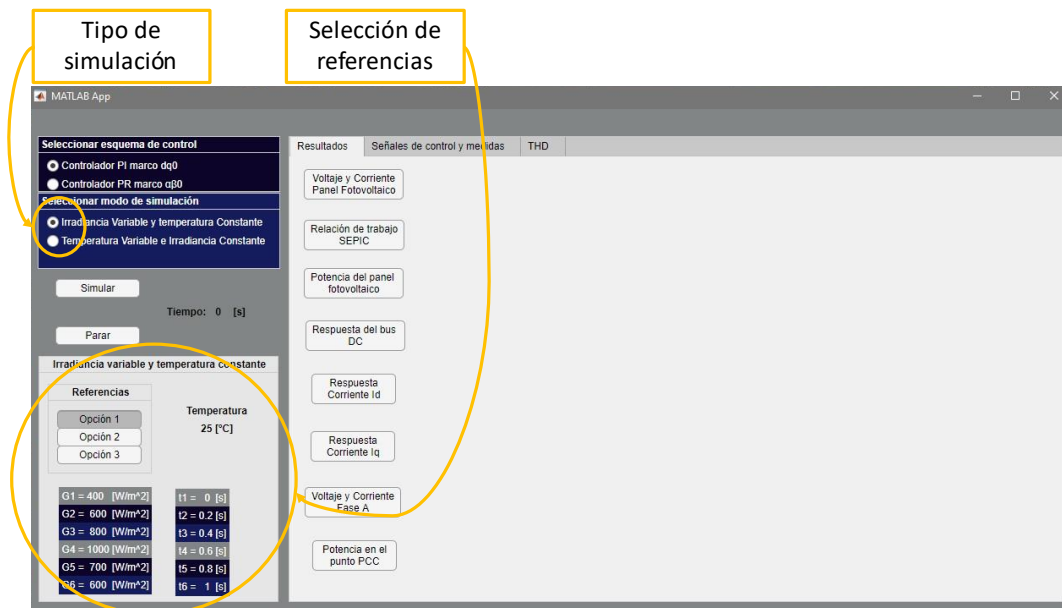
Figura A.2. Pantalla que permite el inicio de simulación.

5. En la pantalla se permite seleccionar el tipo de controlador a usar, como se puede observar en la figura A.3. También se puede seleccionar entre tres paneles que permiten observar los resultados, medidas y señales de control, así como los resultados de porcentaje de THD.



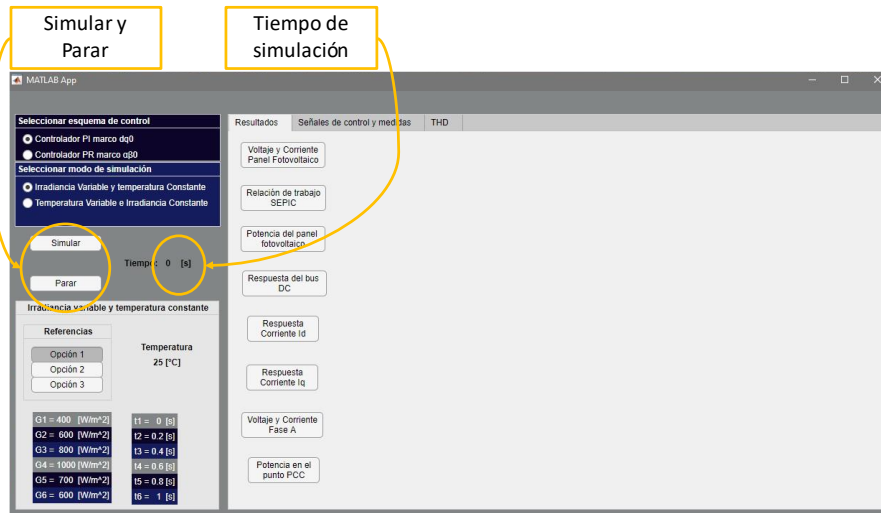
**Figura A.3.** Selección del controlador y resultados.

6. En la pantalla se permite seleccionar el tipo de simulación, es decir, si se requiere temperatura constante a irradiancia variable o irradiancia variable a temperatura constante. También se permite observar y seleccionar entre tres tipos de referencias.



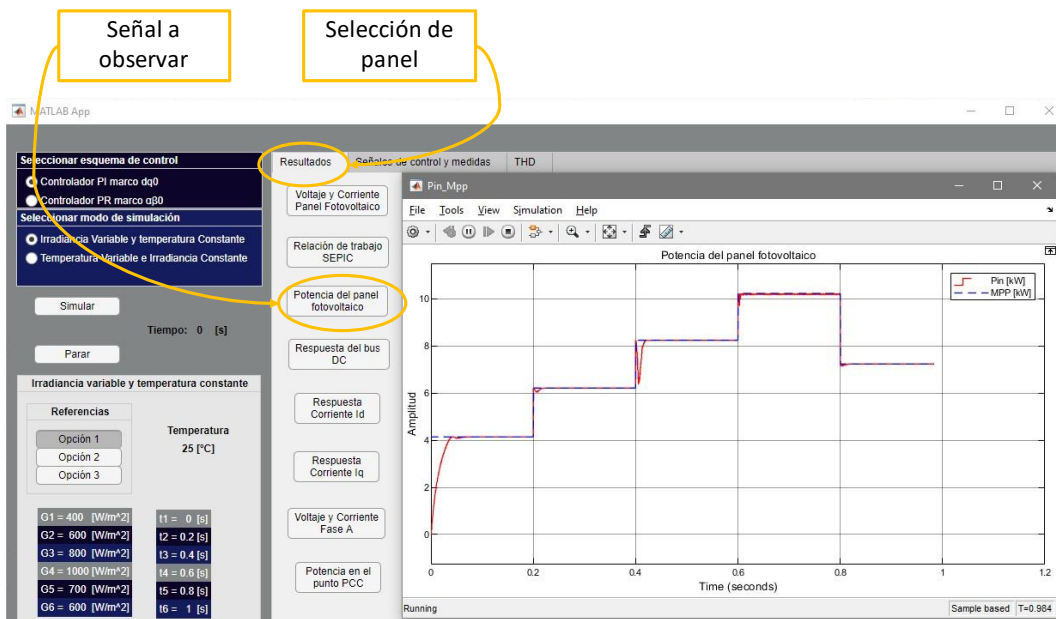
**Figura A.4.** Selección del tipo de simulación y opciones de referencia.

- Una vez seleccionado los parámetros se puede iniciar la simulación mediante el botón “Simular”. Se puede parar la simulación con el botón “Parar” y observar el tiempo de simulación en la pantalla.



**Figura A.5.** Botones para inicio y paro de simulación, así como la visualización del tiempo de simulación.

- Iniciada la simulación se puede elegir entre los paneles de resultados, medidas señales de control para ir observando los resultados del control y tipo de simulación seleccionados.



**Figura A.6.** selección y visualización de resultados.

9. Para observar el resultado de THD se debe simular tanto el control PI como PR en cualquier modo, ya sea irradiancia constante o temperatura variable. Posteriormente se selecciona el tramo que se desea observar y se despliegan dos pantallas con el resultado de cada sección.

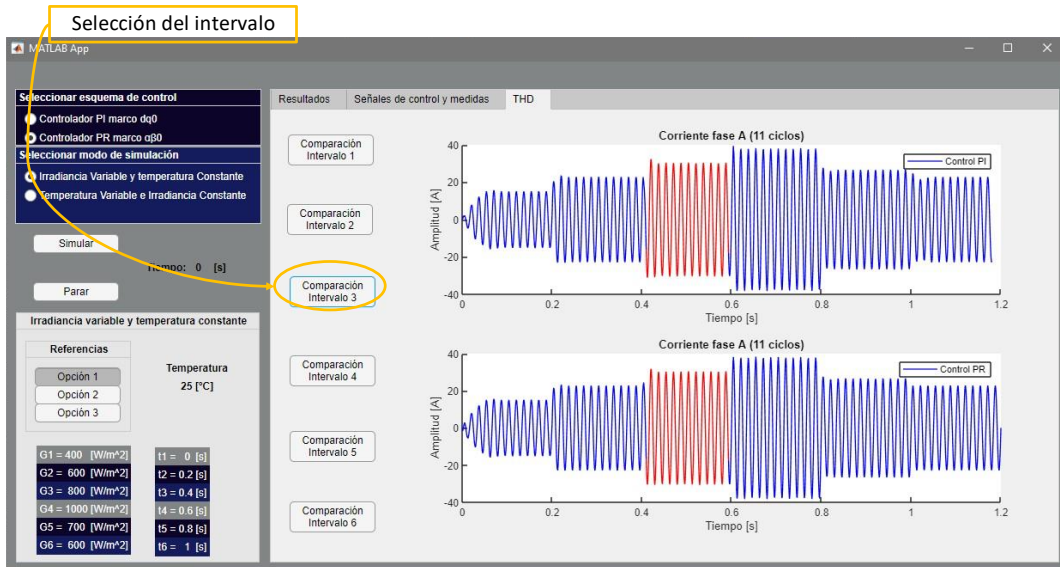


Figura A.7. Comparación de resultados en el tercer intervalo.

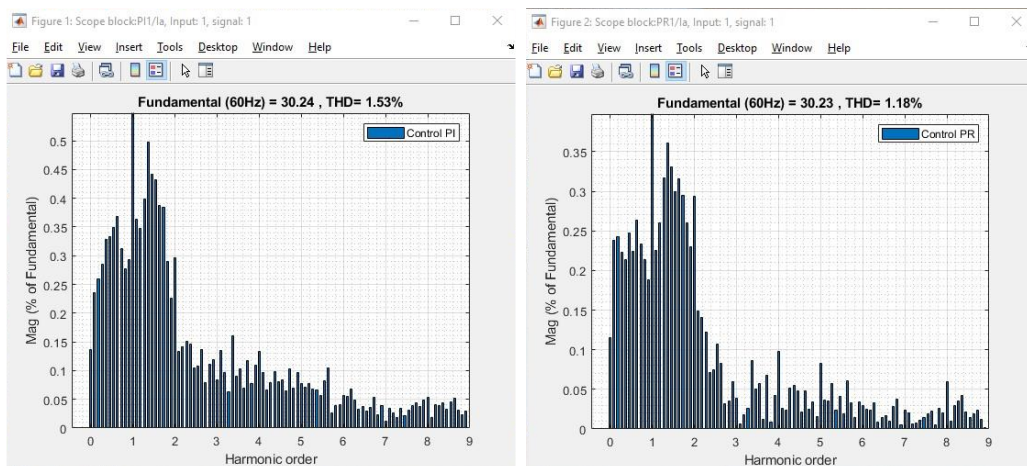


Figura A.8. Comparación de resultados de THD en el intervalo seleccionado.

## **ORDEN DE EMPASTADO**