



UNIVERSIDAD TÉCNICA  
FEDERICO SANTA MARÍA

DEPARTAMENTO  
DE INGENIERÍA  
ELÉCTRICA

UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

---

# Control MPPT de paneles fotovoltaicos utilizando mini-inversor fuente de corriente

---

MIGUEL ANGEL SAN MARTIN AMADOR  
MEMORIA DE TÍTULO PARA OPTAR AL GRADO DE  
INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

*Profesores:*  
Antonio Sánchez  
Patricio Valdivia

10 de agosto de 2025



## CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

### 1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

**Tipo de monografía (marcar una opción):**  Memoria o trabajo de título;  Tesis de Postgrado;

**Título del trabajo:** Control MPPT de paneles fotovoltaicos  
utilizando mini-inversor fuente de corriente

**Nombre del candidato(a):** Miguel Angel San Martín Amador

**Carrera / Grado:** Ingeniería Civil Electrica

**Campus:** Santiago San Joaquin; **Departamento:** Departamento de Ingeniería eléctrica

### 2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Antonio Sánchez Squella, en mi calidad de profesor(a) guía/director(a) del trabajo académico mencionado anteriormente **DEJO CONSTANCIA** que:

- He revisado esta versión del documento y corresponde a la versión final aprobada del trabajo.
- El trabajo cumple con los requisitos académicos y de formato establecidos por la institución

### 3.- EVALUACIÓN DE CONFIDENCIALIDAD POR PROPIEDAD INDUSTRIAL

El trabajo **NO contiene información que amerite confidencialidad** y puede ser publicado de inmediato en repositorio con acceso abierto.

El trabajo **CONTIENE** información con potenciales implicancias de propiedad industrial o intelectual y requiere un periodo de confidencialidad (embargo) por:

6 meses;  12 meses;  2 años;  3 años;  5 años;  10 años

Fundamentación de la necesidad de confidencialidad (obligatorio si se solicita embargo):

### 4.- FIRMAS

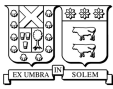
**Profesor(a) guía o director(a) de memoria o tesis:**

**Fecha:** 19/08/2025 ; **Firma:** \_\_\_\_\_

**Estudiante o Candidato(a):**

**Fecha:** 19/08/2025 ; **Firma:** \_\_\_\_\_

*Este formulario debe ser insertado como página 2 de la memoria o tesis, completado y firmado por estudiante y profesor(a) antes de la entrega en portal PRISMA de Biblioteca USM.*



**Memoria de título para optar al grado de Ingeniero Civil Electricista**

**Control MPPT de paneles fotovoltaicos utilizando mini-inversor fuente de corriente**

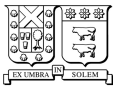
**Candidato: Miguel Sanmartín**

**Universidad Técnica Federico Santa María  
Departamento de Ingeniería Eléctrica**

**Profesores guías: Antonio Sánchez  
Patricio Valdivia**

*Santiago, 10 de agosto de 2025*

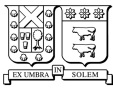
---



## Control MPPT de paneles fotovoltaicos utilizando mini-inversor fuente de corriente

La presente memoria de título tiene el objetivo principal de estudiar el comportamiento y proponer un esquema de operación óptimo de paneles fotovoltaicos mediante la utilización de un mini-inversor fuente de corriente y control MPPT. Para lograr un tamaño adecuado del inversor se propone conmutaciones de alta frecuencia, la cual reduce el tamaño de los componentes necesarios, así como un método de modulación de manera analógica para lograr esta conmutación a alta frecuencia de manera sencilla. La simulación del sistema se llevó a cabo en el programa **MATLAB SIMULINK** en conjunto de **PLECS Blockset**. Además se realizó el diseño y montaje del circuito de modulación analógica, el cual fue satisfactorio, logrando generar los pulsos de disparo necesarios para el funcionamiento de un CSI. Como conclusión se logró llegar a un esquema de operación el cual cumple los requerimientos de diseño propuestos (control y alta frecuencia), el cual en trabajos próximos podría ser implementado.

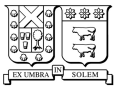
---



## **MPPT Control of photovoltaic panels using a current-source mini-inverter**

The main objective of this thesis is to study the behaviour and propose an optimal operation scheme of photovoltaic panels using mini-inverters with current source and MPPT control. In order to achieve an adequate inverter size, high frequency switching is proposed, which reduces the size of the necessary components, as well as an analogue modulation method to achieve this high frequency switching in a simple way. The simulation of the system was carried out in the **MATLAB SIMULINK** program in conjunction with **PLECS Blockset**. In addition, the design and assembly of the analogue modulation circuit was carried out, which was satisfactory, managing to generate the necessary trigger pulses for the operation of a CSI. In conclusion, it was possible to reach an operation scheme which meets the proposed design requirements (control and high frequency), which could be implemented in future works.

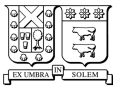
---



*“Lo único que no entiendo es la guerra”.*

**Muhammad Ali**

---

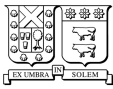


## AGRADECIMIENTOS

Primero que nada, a mi familia, por darme todo lo que tengo y formar en mí todo lo que soy. A mis amigos, desde aquellos que me acompañan desde la infancia hasta quienes he conocido recientemente, por brindarme consejos y los momentos de distensión que tanto necesitaba. A mi pareja, por su paciencia y por alentarme a seguir trabajando, incluso cuando me faltaba la motivación. Por último, a todos los docentes de la universidad, especialmente a los profesores del DIE, quienes me han guiado y enseñado a lo largo de estos años.

# Índice general

<b>1. Introducción</b>	<b>7</b>
1.1. Motivación	7
1.2. Hipótesis	8
1.3. Objetivos	8
1.3.1. Objetivo General	8
1.3.2. Objetivos específicos	8
1.4. Alcance	8
<b>2. Marco Teorico</b>	<b>9</b>
2.1. CSI: Inversor fuente de corriente.	9
2.1.1. Capacitancias e inductores AC.	10
2.1.2. Capacitancia $C_{dc}$	10
2.1.3. Inductancia $L_{dc}$	10
2.2. Control	10
2.2.1. Esquema de control	10
2.2.2. Modulación	11
2.2.3. MPPT	15
<b>3. Metodología</b>	<b>16</b>
3.1. Algoritmo MPPT	16
3.2. Modulador	16
3.3. Simulación	17
3.4. Placa del Modulador	17
<b>4. Simulación</b>	<b>19</b>
4.1. Modelo	19
4.1.1. Modulo PV	19
4.1.2. Inversor fuente de corriente	21
4.1.3. Modulador analógico	21
4.2. Pruebas	25
4.2.1. Prueba en estado estacionario potencia nominal.	25
4.2.2. Prueba bajo un escalón negativo de radiación	29
4.2.3. Prueba en estado estacionario con algoritmo de conductancia incremental	31
<b>5. Prototipo</b>	<b>34</b>
5.1. Circuito	34

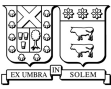


---

5.1.1. Sub-Circuito 1 . . . . .	36
5.1.2. Sub-Circuito 2 . . . . .	37
5.1.3. Rutas y planos. . . . .	39
5.2. Experimentación . . . . .	41
5.2.1. Montaje experimental . . . . .	41
5.2.2. Versión nueva de la placa. . . . .	43
5.2.3. Resultados experimentales . . . . .	44
<b>6. Análisis y discusión</b> . . . . .	<b>46</b>
6.1. Simulación . . . . .	46
6.1.1. Diseño . . . . .	46
6.1.2. Modulador analógico . . . . .	47
6.1.3. Estrategia de control y pruebas . . . . .	47
6.1.4. Potencia reactiva . . . . .	48
6.2. Prototipo . . . . .	49
6.2.1. Tiempos vivos . . . . .	49
6.2.2. Mediciones . . . . .	49
6.2.3. Diseño . . . . .	50
6.2.4. Materiales, compra y fabricación . . . . .	50
<b>7. Conclusión y trabajo futuro</b> . . . . .	<b>52</b>
7.1. Conclusión . . . . .	52
7.1.1. Esquema de operación y comportamiento . . . . .	52
7.1.2. Comportamiento del esquema PV . . . . .	52
7.1.3. Algoritmos MPPT . . . . .	52
7.1.4. Simulación completa . . . . .	53
7.1.5. Esquema óptimo . . . . .	53
7.1.6. Prototipo . . . . .	53
7.2. Trabajo futuro . . . . .	54
Referencias . . . . .	56
<b>Anexo</b> . . . . .	<b>59</b>

# Índice de figuras

2.1. Inversor fuente de corriente según [10]. . . . .	9
2.2. Esquema de control propuesto. . . . .	11
2.3. Ciclos de trabajo de las piernas del inversor [12]. . . . .	11
2.4. Circuito lógico comparador [12]. . . . .	13
2.5. Circuito lógico que identifica fase máxima [12] . . . . .	13
2.6. Circuito lógico que identifica semi ciclo de la fase [12] . . . . .	13
2.7. Circuito lógico que identifica si la fase es creciente o decreciente [12] . . . . .	13
2.8. Circuito lógico de la primera ecuación para la pierna A . . . . .	14
2.9. Circuito lógico de la segunda ecuación para la pierna A . . . . .	14
2.10. Circuito lógico de la tercera ecuación para la pierna A . . . . .	14
2.11. Circuito lógico de la cuarta ecuación para la pierna A. . . . .	15
2.12. Perturbar y observar . . . . .	15
2.13. Conductancia incremental . . . . .	15
4.1. Esquema del arreglo PV en la simulación. . . . .	19
4.2. Curvas PI del arreglo PV. . . . .	20
4.3. Curvas VI del arreglo PV. . . . .	20
4.4. Modulador analógico del sistema separado en dos partes. . . . .	22
4.7. Esquema del controlador PI. . . . .	22
4.5. Circuito lógico para la generación de las variables $L$ , $P$ y $M$ para cada fase. . . . .	23
4.6. Circuito lógico para la construcción de los pulsos de disparo $S_3$ y $S_6$ . . . . .	24
4.8. Diagrama del algoritmo MPPT implementado. . . . .	24
4.9. Corrientes trifásicas de salida. . . . .	25
4.10. Corriente DC del modulo PV y corriente de referencia del control MPPT. . . . .	26
4.11. Potencia DC del modulo PV y Potencia AC del lado AC. . . . .	26
4.12. Tensión y corriente fase A salida AC. . . . .	27
4.13. Espectro de Furier de las corrientes trifásicas AC. . . . .	27
4.14. Radiación y potencia DC. . . . .	28
4.15. Potencia reactiva trifásica y potencia activa DC. . . . .	28
4.16. Corriente DC del modulo PV y corriente de referencia del control MPPT. . . . .	29
4.17. Potencia DC del modulo PV y Potencia AC del lado AC. . . . .	29
4.18. Tensión y corriente fase A salida AC. . . . .	30
4.19. Radiación y potencia DC. . . . .	30
4.20. Potencia reactiva trifasica y potencia activa DC. . . . .	31
4.21. Corriente DC del módulo PV y corriente de referencia del control MPPT. . . . .	31
4.22. Potencia DC del módulo PV y Potencia AC del lado AC. . . . .	32



---

4.23. Tensión y corriente fase A salida AC. . . . .	32
4.24. Radiación y potencia DC. . . . .	33
4.25. Potencia reactiva trifásica y potencia activa DC. . . . .	33
5.1. Diagrama del circuito propuesto. . . . .	34
5.2. Diagrama del circuito propuesto dividido en dos sub-circuitos. . . . .	35
5.3. Configuración para rectificar las señales sinusoidales. . . . .	36
5.4. Configuración con LM324 para obtener las señales $P_X$ . . . . .	36
5.5. Configuración con LM324 para obtener las señales $L_X$ . . . . .	37
5.6. Configuración con LM324 y puertas AND 4081 para obtener las señales $M_X$ . . . . .	37
5.7. Configuración para generar las señales S11 y S41. . . . .	38
5.8. Configuración para generar las señales S12 y S42. . . . .	38
5.9. Configuración para generar las señales S13 y S43. . . . .	38
5.10. Configuración para generar la señal S14=S44. . . . .	39
5.11. PCB2 . . . . .	40
5.12. PCB3 . . . . .	40
5.13. MicroLabBox dSpace modelo ds1202. . . . .	41
5.14. Fuente Gw-INSTEK GPS-3303. . . . .	41
5.15. Puntas diferenciales Micsig modelo DP10013. . . . .	41
5.16. Osciloscopio Keysight modelo DSOX2014A. . . . .	41
5.17. Equipos utilizados en el montaje experimental. . . . .	41
5.18. Conexiones digitales realizadas entre la placa y el <i>MicroLab dSpace</i> . . . . .	42
5.19. Placa PCB post-reparaciones . . . . .	42
5.20. Renderizado de la versión 2.0 de la placa . . . . .	43
5.21. Pulsos de la placa simulados en <b>PSIM</b> . . . . .	44
5.22. Pulsos de disparo pierna fase A con índice de modulación 1. . . . .	44
5.23. Pulsos de disparo pierna fase B con índice de modulación 1. . . . .	45
5.24. Pulsos de disparo pierna fase C con índice de modulación 1. . . . .	45
6.1. Fase A, y pulsos de S1, S2 y S3 en un semiperíodo. . . . .	49
6.2. Comparación entre los disparos de la simulación y los resultados experimentales. . . . .	50
1. Datasheet del mosfet IPB60R040C7. . . . .	59
2. Datasheet del inductor $L_{DC}$ . . . . .	60
3. Datasheet del inductor $L_{AC}$ . . . . .	61
4. Diagrama de conexión de la placa PCB. . . . .	62
5. Diagrama eléctrico de la versión 2.0 de la placa PCB del prototipo. . . . .	65
6. Imagen de <a href="https://jlcpcb.com/">https://jlcpcb.com/</a> . . . . .	67

---

# Índice de tablas

2.1. Combinaciones posibles de los ciclos de trabajo de cada pierna del inversor. . . . .	12
2.2. Ciclos de trabajo de los semiconductores [12]. . . . .	12
4.1. Parámetros del arreglo solar . . . . .	19
4.2. Tabla de elementos pasivos del CSI. . . . .	21
4.3. Tabla de elementos activos del CSI. . . . .	21
4.4. Parámetros del control obtenidos. . . . .	23
5.1. Tabla de elementos de la PCB . . . . .	39
1. CPL <i>chip placement</i> de la placa PCB. . . . .	66
2. BOM <i>bill of materials</i> de la placa PCB. . . . .	67

# Capítulo 1

## Introducción

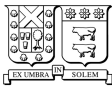
### 1.1. Motivación

En la última década, se ha observado un aumento generalizado en la adopción de generación distribuida o “Pequeños Medios de Generación Distribuida” (PMGD) tanto a nivel nacional como en el contexto global [1], impulsado por el periódico aumento de los costos de la energía eléctrica, como la disminución de estos elementos necesarios para realizar instalaciones de PMGD. En este contexto, es crucial que la solución energética seleccionada por el usuario cumpla con criterios de confiabilidad, eficiencia, bajo costo y facilidad de instalación y mantenimiento. La utilización de microinversores en lugar de inversores de mayor potencia se presenta como una alternativa eficiente y confiable para la instalación de sistemas fotovoltaicos a pequeña y mediana escala [2].

La confiabilidad se deriva de la capacidad de realizar mantenimiento o mejoras de forma localizada en grupos de paneles sin tener que desconectar toda la instalación. Esta propiedad de “unidad funcional mínima” es una ventaja significativa de los mini-inversores, ya que permite una mejora considerable en la escalabilidad de la instalación. Además, los elementos individuales no necesitan ser reemplazados periódicamente debido a que el inversor alcanza su potencia máxima [2]. Otra ventaja de los mini-inversores es la mitigación de lo que se conoce como “pérdidas por desajuste” [2], las cuales son pérdidas que se producen cuando los paneles fotovoltaicos de una instalación que utiliza un inversor de mayor potencia no coinciden entre sí. Es posible reducir estas pérdidas mediante un reajuste en la disposición de los paneles, pero condiciones ambientales como una irregularidad en la radiación incidente puede también atenuar este efecto incluso para celdas de iguales características [3]. Es por esto por lo que un desacople entre los paneles mediante la utilización de mini-inversores da una solución amplia a estos problemas de “desajuste”.

Para la operación de un sistema conjunto de un panel y un mini-inversor fuente de corriente, es necesario realizar un modelado del sistema, donde la ventaja de este proyecto es su escalabilidad, ya que existen modelos presentes en la literatura [4] que son fácilmente escalables, con lo que el proyecto servirá como base para trabajos de implementación de una gran variedad de potencia instalada.

En cuanto a la eficiencia de estos mini-inversores, se puede lograr mediante un adecuado control automático, el cual tiene una gran variedad de topologías posibles [5][6], como la operación en el punto de máxima potencia del panel (MPPT por sus siglas en inglés). El proyecto busca operar mediante este tipo de control, por lo cual es necesario realizar simulaciones y experiencias para determinar el algoritmo más adecuado para este tipo de instalaciones, donde existe una variedad de algoritmos ya propuestos en la literatura [7][8][9] que deben ser evaluados, ya que estos difieren en tiempo de cómputo como en el margen de error que presentan.



## 1.2. Hipótesis

Se puede operar un sistema fotovoltaico de paneles solares con micro inversores CSI mediante la conmutación de alta frecuencia, modulación análoga y control MPPT.

## 1.3. Objetivos

### 1.3.1. Objetivo General

Estudiar el comportamiento y proponer un esquema de operación óptimo de paneles fotovoltaicos mediante la utilización de mini-inversores fuente de corriente MPPT.

### 1.3.2. Objetivos específicos

- Determinar el esquema de funcionamiento de un panel fotovoltaico (PV por sus siglas en inglés) controlado por un inversor (micro inversor) de corriente mediante y posibles algoritmos para el cálculo del MPP (punto de potencia máxima) del mismo mediante una recopilación e investigación bibliográfica.
- Analizar el comportamiento de un PV controlado mediante la utilización de software de simulación.
- Comparar los diferentes algoritmos para el cálculo del MPP mediante el uso de software.
- Evaluar el sistema controlado de PV mediante MPPT con mini-inversor de corriente mediante la simulación por software.
- Proponer un esquema de operación óptimo del sistema.
- Analizar el comportamiento del sistema propuesto mediante un prototipo escalable.

## 1.4. Alcance

- Este trabajo se enfoca en el diseño, simulación y validación de un sistema de control MPPT y un modulador analógico para un inversor fuente de corriente, excluyendo la implementación final en campo o análisis económicos detallados.
- Se realizaron simulaciones utilizando **MATLAB Simulink** y **PLECS Blockset** para evaluar el comportamiento del sistema en diversas condiciones operativas.
- Se desarrolló un prototipo funcional del modulador analógico, capaz de generar los pulsos de disparo necesarios para los semiconductores del inversor fuente de corriente.
- Se analizaron y compararon los dos algoritmos clásicos de MPPT, priorizando su implementación eficiente y la minimización de los recursos computacionales requeridos.
- El esquema propuesto está diseñado para ser escalable y aplicable en futuras investigaciones o implementaciones en sistemas fotovoltaicos reales.

# Capítulo 2

## Marco Teorico

### 2.1. CSI: Inversor fuente de corriente.

Un inversor fuente de corriente es un dispositivo eléctrico que transforma una señal de corriente continua en una señal de corriente alterna trifásica, difiere de los clásicos inversores de tensión en que se trabaja sobre la corriente, por lo cual se deben tener consideraciones especiales, con lo que la estrategia de modulación debe ser adaptada especialmente para CSI.

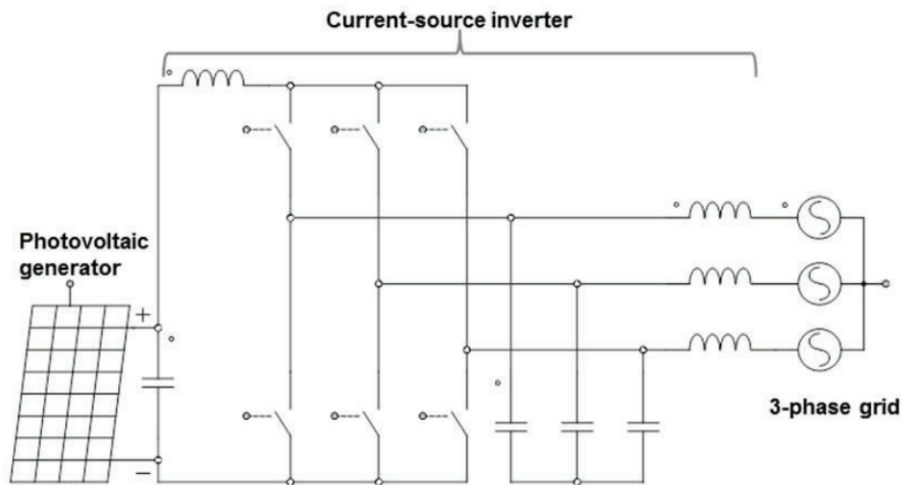
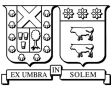


Figura 2.1: Inversor fuente de corriente según [10].

En la figura 2.1 se aprecia el esquema a estudiar en esta presente memoria, donde el funcionamiento de este dispositivo requiere de una entrada constante de corriente, es por ello que se dispone en la entrada una inductancia  $L_{dc}$  la cual su magnitud depende tanto de la potencia del inversor, la tensión de salida y la frecuencia de conmutación a la que trabaje el inversor, además, debido al comportamiento variable de un modulo fotovoltaico, se agrega un condensador  $C_{dc}$  en sus terminales para lograr una disminución en la variación de su tensión en bornes. Además esta configuración contempla un filtro de segundo orden en el lado de corriente alterna, el cual además de filtrar las componentes de frecuencias diferentes a la fundamental, además sirve para aumentar la tensión de salida del dispositivo [10], al descargar un inductor sobre un capacitor, este



funciona como un *boost*, con lo que se elimina la necesidad de contar con un transformador de tensión a la hora de realizar la conexión a la red eléctrica.

### 2.1.1. Capacitancias e inductores AC.

En el lado de corriente alterna del inversor, se configura un grupo de capacitancias en paralelo junto con inductancias en serie. Este grupo se sintoniza de manera que su frecuencia de resonancia sea estrictamente menor que la frecuencia de conmutación seleccionada, como se muestra en la siguiente ecuación:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{ac} \cdot C_{ac}}} < f_s \quad (2.1)$$

Donde  $f_r$  es la frecuencia de resonancia,  $f_s$  es la frecuencia de conmutación, y  $C_{ac}$  y  $L_{ac}$  son la capacitancia AC y la inductancia AC, respectivamente.

### 2.1.2. Capacitancia $C_{dc}$

Se utiliza una capacitancia conectada en los terminales del modulo fotovoltaico con el fin de disminuir los cambios de tensión del mismo  $\Delta V_{dc}$ . Según [10] el valor mínimo de esta capacitancia se puede determinar mediante la siguiente ecuación:

$$C_{dc-min} = \frac{\Delta I_{dc}}{f_{sw} \cdot 8 \cdot \Delta V_{pv}} \quad (2.2)$$

Donde se busca que la fluctuación de la tensión del modulo fotovoltaico ( $\Delta V_{pv}$ ) sea de un 1 %, y se fija que  $\Delta I_{dc}$  es de un 40 %.

### 2.1.3. Inductancia $L_{dc}$

Con el fin de mantener la corriente de entrada del inversor de corriente, se utiliza una inductancia  $L_{dc}$  la cual asegura que la conducción sea continua e ininterrumpida. En [11] el valor mínimo de esta inductancia se puede calcular según la ecuación:

$$L_{dc-min} = \frac{4 \cdot V_a^2}{9 \cdot P_{Pv-min} \cdot f_{sw}} \quad (2.3)$$

## 2.2. Control

### 2.2.1. Esquema de control

El esquema de control propuesto se muestra en la figura 2.2. Donde se seleccionó un control PI por su efectividad, error en estado estacionario 0 y simplicidad, además, se incluye el modulo MPPT, el cual genera la referencia de corriente DC necesaria para que la potencia de salida del modulo fotovoltaico sea máxima. El ajuste de este controlador se realiza con *rltool*, una herramienta automatizada de **Matlab Simulink** que sintoniza controladores P, PI y PID. La elección de la simplicidad es basada en minimizar al máximo los requerimientos computacionales necesarios para la operación, con el fin de minimizar el tamaño lo máximo posible. Este controlador actuara directamente sobre la tensión registrada de la red, modificando su amplitud aparente para el modulador, logrando así, modificar el ciclo de trabajo y los pulsos del inversor.

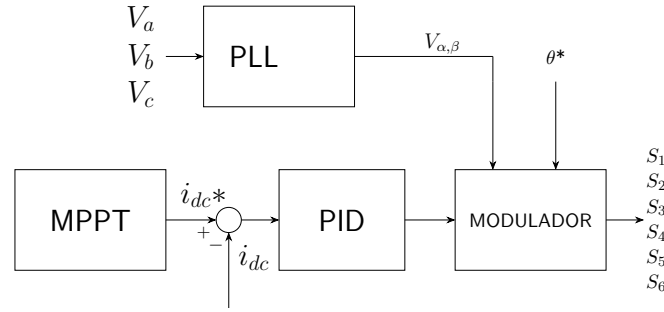


Figura 2.2: Esquema de control propuesto.

### 2.2.2. Modulación

Para lograr altas frecuencias de conmutación, con el fin de que el dispositivo tenga el menor tamaño posible, se requiere una frecuencia de muestreo alta. Con este fin se pensó un circuito analógico de modulación basado en ancho de pulsos o PWM, por su simplicidad y aplicabilidad. En [12] muestran como lograr una estrategia de modulación para inversores de corriente de manera análoga basada en PWM. Esta modulación se basa en que el ciclo de trabajo se define como el tiempo que una pierna del convertidor alimenta la carga en un periodo de muestreo. Este tiempo es proporcional al valor absoluto de la señal de referencia vistas en (2.4)-(2.6).

$$D_a = |\sin(\omega t)| \quad (2.4)$$

$$D_b = |\sin(\omega t - 120^\circ)| \quad (2.5)$$

$$D_c = |\sin(\omega t + 120^\circ)| \quad (2.6)$$

Donde los ciclos de trabajo están normalizados entre 0 y 1. En la figura 2.3 se observan los ciclos de trabajo de las tres piernas del modulador.

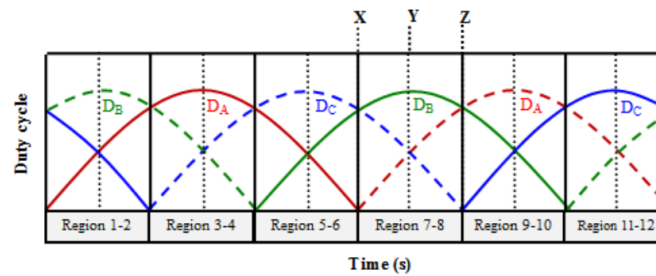
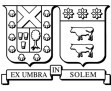


Figura 2.3: Ciclos de trabajo de las piernas del inversor [12].

Para cada fase  $n$  de la red, se denotan tres variables de interés:  $D_{max_n}$ ,  $D_{dec_n}$  y  $D_{inc_n}$ , donde el subíndice  $max$  indica que fase tiene un valor absoluto máximo, el subíndice  $dec$  indica que fase tiene una pendiente negativa en valor absoluto y el subíndice  $inc$  indica que fase tiene una pendiente positiva en valor absoluto, todo por cada una de las 12 regiones en las que se puede dividir todo el ciclo. En la tabla 2.1 se muestra la combinación de los ciclos de trabajo según se encuentran en su máximo, decreciente o creciente.

Los ciclos de trabajo, de los diferentes semiconductores del inversor se muestran en las ecuaciones (2.7)-(2.12) en función del tiempo [12].



**Tabla 2.1:** Combinaciones posibles de los ciclos de trabajo de cada pierna del inversor.

$D_{max}$	$D_{dec}$	$D_{inc}$
A	B	C
B	C	A
C	A	B

$$\mu_{S_1} = (D_A + \sin(\omega_s t))/2 \quad (2.7)$$

$$\mu_{S_2} = (D_B + \sin(\omega_s t - 2\pi/3))/2 \quad (2.8)$$

$$\mu_{S_3} = (D_C + \sin(\omega_s t + 2\pi/3))/2 \quad (2.9)$$

$$\mu_{S_4} = (D_A - \sin(\omega_s t))/2 \quad (2.10)$$

$$\mu_{S_5} = (D_B - \sin(\omega_s t - 2\pi/3))/2 \quad (2.11)$$

$$\mu_{S_6} = (D_C - \sin(\omega_s t + 2\pi/3))/2 \quad (2.12)$$

Notar que en el tiempo entre los puntos X y Z (región 7-8) en la 2.3 (menos en el punto Y), por un tiempo de  $(1 - D_B) \cdot T_s$  el convertidor no esta conduciendo, ninguna de las piernas de convertidor está conduciendo por un tiempo de  $(1 - D_{MAX}) \cdot T_s$ . Para asegurar un camino para la corriente, ya que esta no puede ser 0 en el lado DC, se ajusta el ciclo de trabajo de la pierna que cuente con el menor ciclo de trabajo de la región deseada de tal manera que ambos elementos semiconductores de la pierna conduzcan, haciendo un cortocircuito, por un tiempo de  $(1 - D_{MAX}) \cdot T_s$ . Por lo que en la region 7 (entre X e Y) la pierna de la fase A conduce por un periodo extra de  $D_{MAX} \cdot T_s$  y en la región 8 (entre Y y Z) la fase C conduce un periodo extra de  $D_{MAX} \cdot T_s$ . Con esta consideración, los ciclos de trabajo de los semiconductores quedan como se muestran en la tabla 2.2.

**Tabla 2.2:** Ciclos de trabajo de los semiconductores [12].

Semiconductor	Región											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\mu_{S_1}$	$D_A + (1 - D_B)$	$D_A$	$D_A$	$D_A$	$D_A$	$D_A + (1 - D_C)$	0	0	0	$D_A + (1 - D_B)$	$D_A$	$D_A + (1 - D_C)$
$\mu_{S_4}$	$(1 - D_B)$	$(1 - D_B)$	$(1 - D_A)$	0	0	$(1 - D_C)$	$D_A + (1 - D_B)$	$D_A$	$D_A$	$D_A$	$D_A$	$D_A + (1 - D_C)$
$\mu_{S_2}$	0	0	$(1 - D_A)$	0	$D_B + (1 - D_A)$	$D_B$	$D_B$	0	0	0	$(1 - D_A)$	$D_B + (1 - D_A)$
$\mu_{S_5}$	$D_B$	$D_B$	0	$D_B + (1 - D_A)$	0	0	0	$D_B$	$D_B$	$D_B$	$D_B$	$D_B$
$\mu_{S_3}$	$D_C$	0	$(1 - D_A)$	0	0	0	0	0	$D_C + (1 - D_A)$	0	$D_C + (1 - D_A)$	$D_C$
$\mu_{S_6}$	0	$(1 - D_A)$	0	$(1 - D_A)$	$D_C$	$D_C + (1 - D_A)$	$D_C$	$(1 - D_A)$	$D_C$	$D_C + (1 - D_A)$	0	0

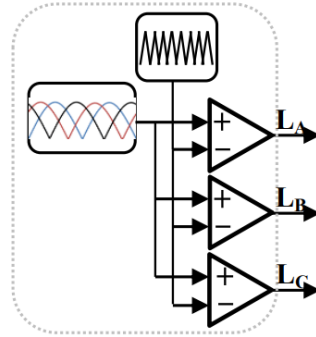
Por lo tanto para la implementación del modulador es necesario conocer que fase es máxima, que fase es creciente, que fase es decreciente y que signo tiene cada fase, además de conocer el ciclo de trabajo al comparar cada fase en valor absoluto con una señal triangular de frecuencia  $f_s$ .

El circuito lógico comparador de cada fase con la señal triangular se muestra en 2.4, donde las salidas se llaman  $L_a$ ,  $L_b$  y  $L_c$ , donde  $L_x$  es 1 si el valor absoluto de la fase es mayor a la señal triangular.

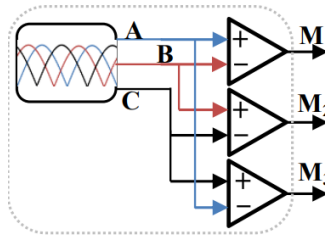
El circuito lógico para identificar que fase es maxima se muestra en 2.5.

El circuito lógico que identifica si la fase está en su semi ciclo positivo o negativo se muestra en 2.6.

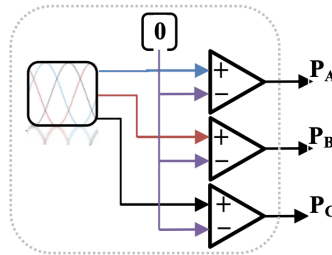
El circuito lógico que se utiliza para conocer si las fases se encuentran decrecientes o crecientes se muestran en 2.7



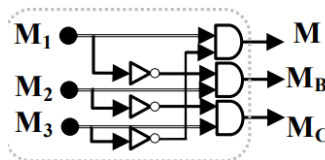
**Figura 2.4:** Circuito lógico comparador [12].



**Figura 2.5:** Circuito lógico que identifica fase máxima [12]

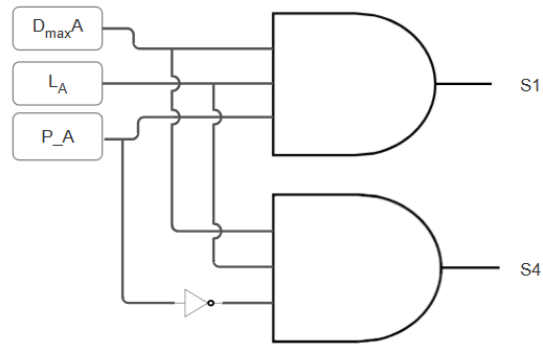


**Figura 2.6:** Circuito lógico que identifica semi ciclo de la fase [12]

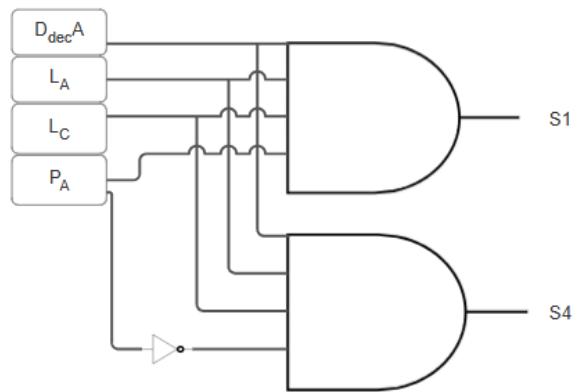


**Figura 2.7:** Circuito lógico que identifica si la fase es creciente o decreciente [12]

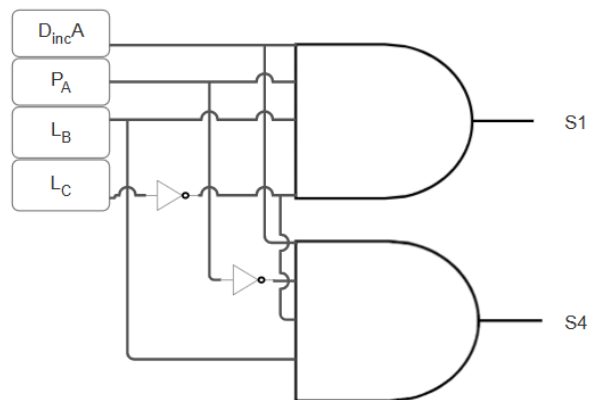
1. Si  $DMax_q = 1$ ,  $Lq = 1$  y  $Pq = 1$ , el interruptor  $S_{qp}$  está encendido; de lo contrario, si  $DMax_q = 1$ ,  $Lq = 1$  y  $Pq = 0$ , entonces el interruptor  $S_{qn}$  está encendido.
2. Si  $DDec_r = 1$ ,  $Lr = 1$ ,  $Lq = 1$  y  $Pr = 1$ , el interruptor  $S_{rp}$  está encendido; de lo contrario, si  $DDec_r = 1$ ,  $Lr = 1$ ,  $Lq = 1$  y  $Pr = 0$ , entonces el interruptor  $S_{rn}$  está encendido.
3. Si  $DInc_s = 1$ ,  $Lq = 1$ ,  $Lr = 0$  y  $Ps = 1$ , entonces el interruptor  $S_{sp}$  está encendido; de lo contrario, si  $DInc_s = 1$ ,  $Lq = 1$ ,  $Lr = 0$  y  $Ps = 0$ , entonces el interruptor  $S_{sn}$  está encendido.
4. Si  $DMax_q = 1$  y  $LMax_q = 0$ , entonces los interruptores  $S_{rp}$  y  $S_{rp}$  están encendidos.



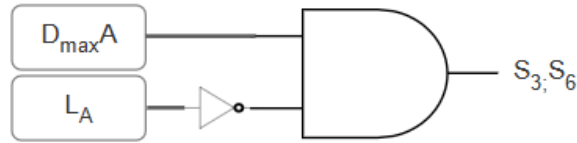
**Figura 2.8:** Circuito lógico de la primera ecuación para la pierna A



**Figura 2.9:** Circuito lógico de la segunda ecuación para la pierna A



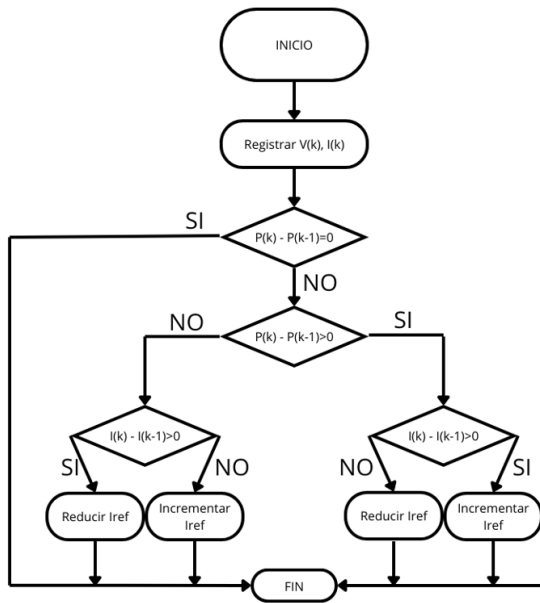
**Figura 2.10:** Circuito lógico de la tercera ecuación para la pierna A



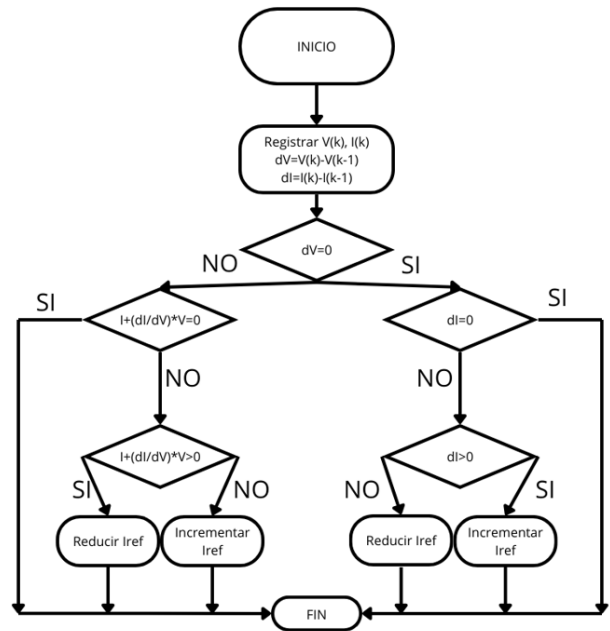
**Figura 2.11:** Circuito lógico de la cuarta ecuación para la pierna A.

### 2.2.3. MPPT

Un panel fotovoltaico tiene potencia variable que depende de sus variables eléctricas: corriente y tensión. Para lograr que este mismo funcione en su punto de máxima potencia se deben modificar las variables eléctricas (corriente y tensión) de tal manera que la potencia sea máxima. Como las variables eléctricas están en directa relación, basta con modificar una de ellas. Ya que se trabaja modulando la corriente (CSI), en este caso se harán modificaciones a la corriente DC de el panel fotovoltaico para que este llegue al punto de máxima potencia, para ello se proponen los dos algoritmos más usados, el *Perturbar y observar (P&O)* y *Conductancia incremental (InC)* ambos ajustados a un CSI. En las imágenes 2.12 y 2.13 se puede ver un diagrama de flujo de ambos algoritmos.



**Figura 2.12:** Perturbar y observar



**Figura 2.13:** Conductancia incremental

## Capítulo 3

# Metodología

### 3.1. Algoritmo MPPT

El seguimiento del punto de máxima potencia es el método que busca optimizar la eficiencia en sistemas fotovoltaicos. El objetivo del MPPT es encontrar el punto en el cual la combinación de voltaje y corriente maximiza la entrega de potencia bajo distintas condiciones de temperatura y radiación. Existen diversos algoritmos MPPT que se pueden implementar, dependiendo de las características del sistema y de los requisitos de eficiencia.

Para este proyecto, se seleccionaron los algoritmos *Perturbar y observar (P&O)* y *Conductancia incremental (InC)* debido a su simplicidad y amplia aceptación en aplicaciones de energía solar de baja y mediana potencia.

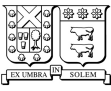
El método *P&O* es sencillo y no requiere el modelo de la celda fotovoltaica, lo que lo hace ideal para sistemas con condiciones de operación poco fluctuantes, como variaciones en la radiación solar y temperatura. Sin embargo, este algoritmo tiene limitaciones, como el posible comportamiento oscilatorio alrededor del punto de máxima potencia y la incapacidad de rastrear de manera eficiente cambios rápidos en las condiciones ambientales. Este algoritmo se basa en una técnica de búsqueda directa que modifica el punto de operación del sistema introduciendo una perturbación el voltaje (en este caso la corriente) de la celda solar y observando el efecto en la potencia de salida. Si la perturbación provoca un aumento en la potencia, se continúa en la misma dirección; si no, se invierte la dirección de la perturbación (si no ocurren cambios de potencia no se hace nada).

Adicionalmente, se evaluó el algoritmo *Conductancia incremental (InC)* pero suele ser apenas más complejo en su implementación. El algoritmo *P&O* fue finalmente elegido por la facilidad y simpleza, logrando que la capacidad de calculo que tenga un futuro inversor sea la menor posible para poder minimizar su tamaño.

Toda la información referente a los algoritmos MPPT fue obtenida de la guía de MathWorks [13], y de el artículo *Comparative Study of P&O and InC MPPT Algorithms* [14] donde se proporciona una descripción comprensiva de los diferentes enfoques y sus aplicaciones prácticas en sistemas fotovoltaicos. Esta fuente también fue útil para la implementación en simulaciones.

### 3.2. Modulador

El modulador es un componente vital en los convertidores fuentes de corriente, ya que su función es generar las señales de control necesarias para la conmutación de los dispositivos de potencia. En este trabajo, se decantó



por utilizar un modulador completamente analógico basado en compuertas lógicas, dado que se deseaba operar a muy altas frecuencias para reducir el tamaño del inversor (estos elementos tienen respuesta rápida de hasta 125 MHz [15]). Esto es debido a que la frecuencia de muestreo de otras estrategias de modulación (como la por vector espacial SVM) es muy baja para la aplicación deseada si se utilizan herramientas computacionales pequeñas.

Para fundamentar la selección de este tipo de modulador, se consultó el artículo *Generalized Modulation Technique for Current Source Converters* [12] que presenta una técnica de modulación diseñada para convertidores de fuente de corriente, donde se destaca su simplicidad y posibles índices de modulación. El uso de compuertas lógicas permite la implementación de algoritmos de modulación que son no solo computacionalmente simples, sino también robustos en su funcionamiento.

Una de las principales ventajas de utilizar un modulador analógico es la reducción del tamaño y la complejidad del sistema. Los convertidores de corriente que operan a frecuencias más altas pueden ser significativamente más compactos, debido a que la inductancia necesaria para su operación en su modelado está en función de la frecuencia del convertidor.

El rendimiento del modulador se evaluó a través de simulaciones y pruebas experimentales, asegurando que las señales generadas cumplen con los requisitos de conmutación del sistema. La implementación de este modulador analógico se alineó con los objetivos de diseño del convertidor, proporcionando una solución efectiva y eficiente para el control del dispositivo.

### 3.3. Simulación

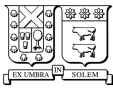
Para validar el diseño del convertidor de fuente de corriente y evaluar su rendimiento, se llevó a cabo una simulación utilizando *MATLAB Simulink* junto con el *PLECS blockset*. El modelo del convertidor fue obtenido del artículo *Development of a single-stage three-phase PV module integrated converter* [11]. Este modelo proporciona una base sólida para implementar el sistema de conversión, adaptando las especificaciones y características del convertidor a las necesidades del proyecto. Durante la simulación, se evaluaron diferentes escenarios de variaciones en la radiación para observar el comportamiento del convertidor bajo condiciones dinámicas. Se realizaron pruebas para verificar la capacidad del convertidor de mantener el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) y su respuesta a cambios en las condiciones de entrada. Además, se evaluaron aspectos como la forma de onda de la corriente de salida, la eficiencia de conversión y otras variables eléctricas con el fin de visualizar el comportamiento íntegro del convertidor.

### 3.4. Placa del Modulador

Para la implementación física del modulador, se diseñó una placa de circuito impreso (PCB) utilizando el software *KiCad*. Este es un software conocido por su simplicidad y el auto-enrutamiento de circuitos mediante extensiones.

Antes de la fabricación, se llevaron a cabo simulaciones en el software *PSIM*. Las simulaciones en este software sirvieron para verificar que el diseño del modulador funcionaría según lo previsto. Los resultados de las simulaciones confirmarán que el circuito diseñado era capaz de generar las señales de disparo de manera correcta. Esta etapa es fundamental para evitar posibles errores previos a el ensamblaje y asegurar que la placa funcione correctamente.

Una vez que se completaron las simulaciones y se validó el diseño, se procedió a la fabricación de la placa y al ensamblaje de los componentes. La placa tuvo que ser experimentalmente probada, comparando las señales de



disparos obtenidas en la realidad con las presentes en la simulación del sistema completo en *MATLAB SIMU-LINK*, para lograr apreciar más la comparación entre ellas se realizó una comparación a menores frecuencias que las propuestas para ser utilizadas en el diseño final futuro del convertidor. Para realizar esa comprobación de funcionamiento se conectará la placa a la alimentación y registrar los pulsos de salida considerando una frecuencia reducida de  $1[kHz]$  como frecuencia de modulación, en este experimento se espera que los pulsos simulados y experimentales fuesen prácticamente iguales en cada uno de las señales de disparos  $S_1, S_2 \dots S_6$ .

# Capítulo 4

## Simulación

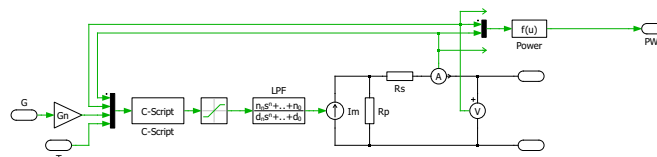
### 4.1. Modelo

#### 4.1.1. Modulo PV

Los parámetros del arreglo solar a utilizar en la simulación se muestran en la tabla 4.1, mientras que el esquema en la simulación se muestran en la figura 4.1.

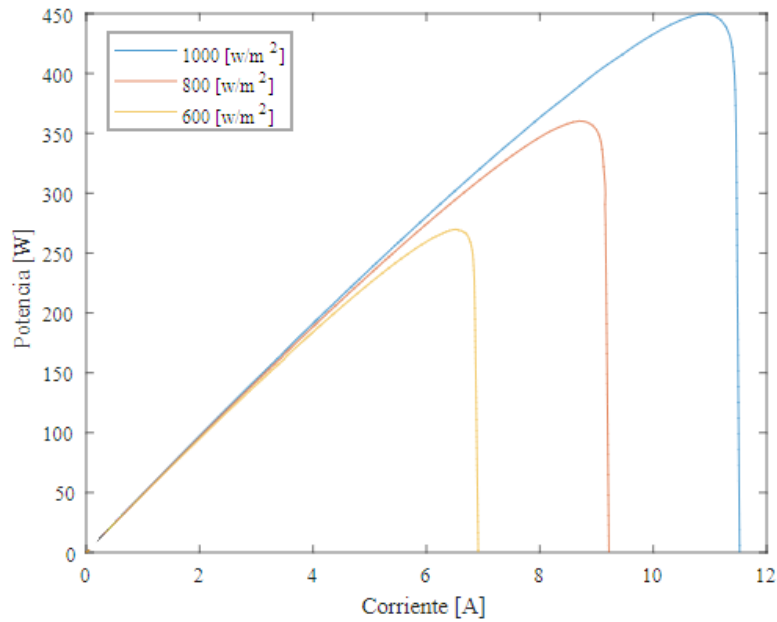
**Tabla 4.1:** Parámetros del arreglo solar

Variable	Valor	Descripción
$SP.N_s$	144	Número de celdas solares en una cadena del arreglo solar
$SP.N_p$	1	Número de cadenas de celdas solares en paralelo del arreglo solar
$SP.T_n$	25	Temperatura nominal de las celdas solares [C].
$SP.G_n$	1000	Irradiación nominal de las celdas solares [W/m <sup>2</sup> ].
$SP.V_{OC_n}$	49.6	Voltaje de circuito abierto nominal del arreglo [V].
$SP.I_{SC_n}$	11.53	Corriente de cortocircuito nominal del arreglo [A].
$SP.I_{PV_n}$	11.53	Corriente de salida nominal del arreglo [A].
$SP.R_s$	0.2460	Resistencia serie equivalente del arreglo [ $\Omega$ ].
$SP.R_p$	497.7379	Resistencia paralela equivalente del arreglo [ $\Omega$ ].
$SP.a$	0.5	Constante de idealidad del diodo.
$SP.K_V$	-0.124	Coefficiente de voltaje térmico del arreglo [V/K].
$SP.K_I$	0.0040	Coefficiente de corriente térmico del arreglo [A/K].

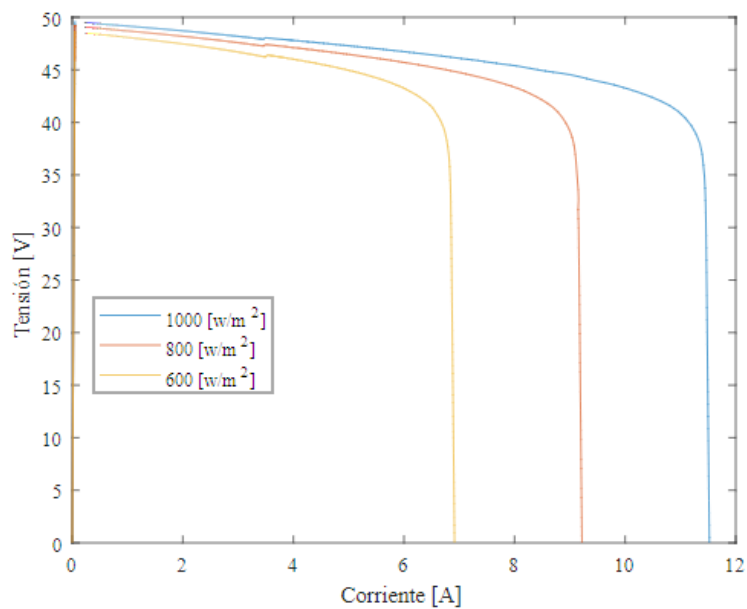


**Figura 4.1:** Esquema del arreglo PV en la simulación.

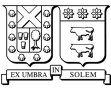
Donde las curvas PI y VI se obtuvieron mediante una carga variable directamente conectada a los terminales del arreglo, estas se muestran en las figuras 4.2 y 4.3 respectivamente, para tres niveles de irradiación diferentes. De esto se extrae que la potencia máxima de  $450[W]$  (a radiación máxima) para el arreglo se logra con corriente de  $I_{pmax}= 10,95[A]$  y una tensión  $V_{pmax}= 41,05[V]$ .



**Figura 4.2:** Curvas PI del arreglo PV.



**Figura 4.3:** Curvas VI del arreglo PV.



#### 4.1.2. Inversor fuente de corriente

Los elementos calculados con las ecuaciones mostradas en la sección 2.1, considerando el modelo PV de la sección 4.1.1, una frecuencia de conmutación de  $100[kHz]$  y una red de  $380[VLL]$  dan como resultado la selección de elementos pasivos mostrados en la tabla 4.2.

**Tabla 4.2:** Tabla de elementos pasivos del CSI.

Elemento	Magnitud	Referencia
$L_{DC}$	$4mH; 140m\Omega$	[16]; figura 2 Anexo
$L_{AC}$	$8mH; 300m\Omega$	[17]; figura 3 Anexo
$C_{DC}$	$90\mu F$	[18]
$C_{AC}$	$4\mu F$	[19]

Considerando que la red eléctrica a simular es de  $380VLL - RMS$ , los elementos activos del CSI (MOSFET y Diodo) se muestran en la tabla 4.3

**Tabla 4.3:** Tabla de elementos activos del CSI.

Elemento	CODIGO	FABRICANTE	Datasheet
MOSFET	IPB60R040C7	Infineon Technologies AG	[20]
Diodo	RFV30TG6SGC9	ROHM Semiconductor	[21]

#### 4.1.3. Modulador analógico

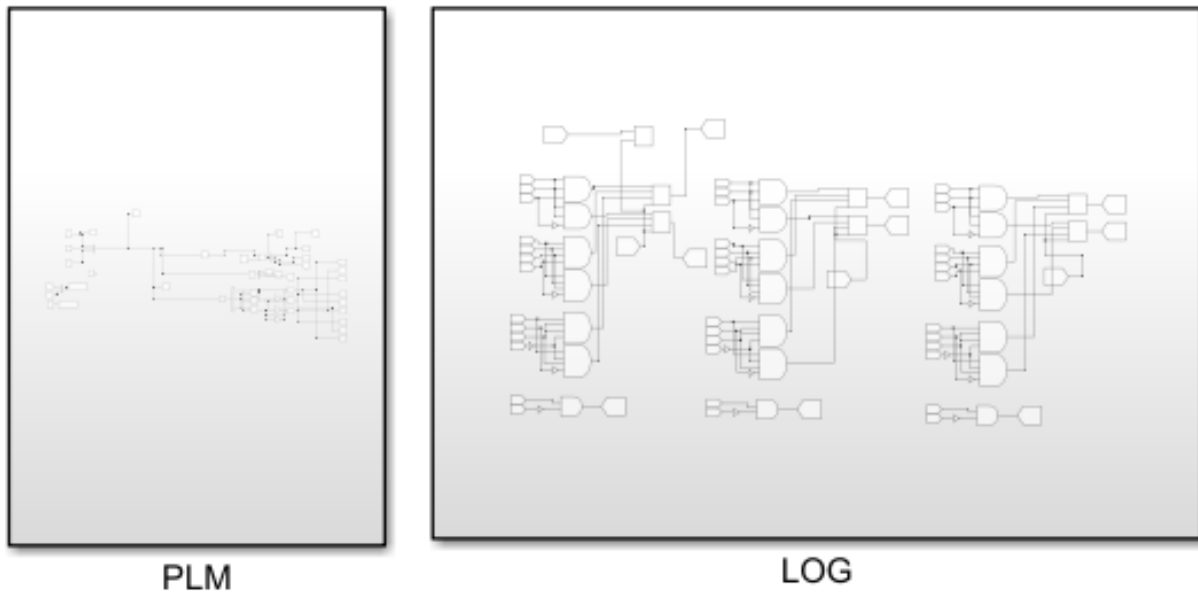
El modulador analógico implementado en el software simulación se puede dividir en dos partes. Esta división permite separar claramente las funciones del sistema, organizándolas en dos etapas: la generación de las variables  $L$ ,  $P$  y  $M$  de cada fase, y la construcción de los pulsos de disparo para cada semiconductor ( $S_1$  a  $S_6$ ) como se puede apreciar en la figura 4.4.

**Generación de las variables  $L$ ,  $P$  y  $M$**  La primera etapa consiste en generar las señales de control  $L_x$ ,  $P_x$  y  $M_x$  para cada fase ( $A$ ,  $B$ ,  $C$ ). Estas señales son esenciales para determinar la operación de cada pierna del inversor. La variable  $L_x$  se obtiene al comparar la señal de la fase  $x$  con una señal triangular de alta frecuencia, mientras que  $P_x$  indica si la fase indicada se encuentra en su semiciclo positivo. Por último,  $M_x$  identifica si la fase es la fase con valor absoluto máximo.

En la figura 4.5 se muestra el diagrama del circuito lógico que genera estas variables. Cada fase se procesa de manera independiente para las variables  $L$ ,  $P$  siguiendo un esquema común basado en comparadores y puertas lógicas, mientras que para las variables  $M$  las comparaciones son entre las mismas fases.

**Construcción de los pulsos de disparo** La segunda etapa del modulador se encarga de construir los pulsos de disparo  $S_1$  a  $S_6$  a partir de las señales  $L_x$ ,  $P_x$  y  $M_x$ . Cada semiconductor del inversor se activa de acuerdo con una combinación específica de estas señales, asegurando que el inversor opere de manera correcta y eficiente.

En la figura 4.6 se presenta el esquema lógico utilizado para generar los pulsos de disparo solo de la pierna  $C$  del inversor, para las demás piernas es el mismo circuito con las variables adecuadas a la fase determinada.

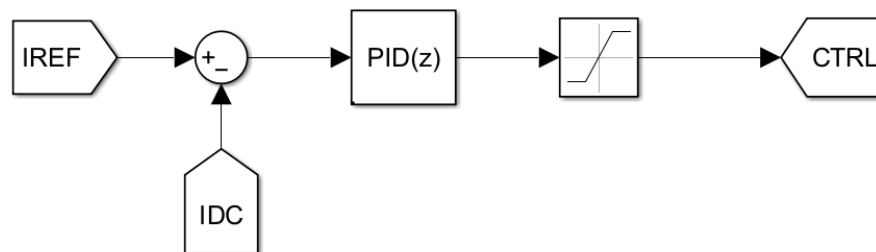


**Figura 4.4:** Modulador analógico del sistema separado en dos partes.

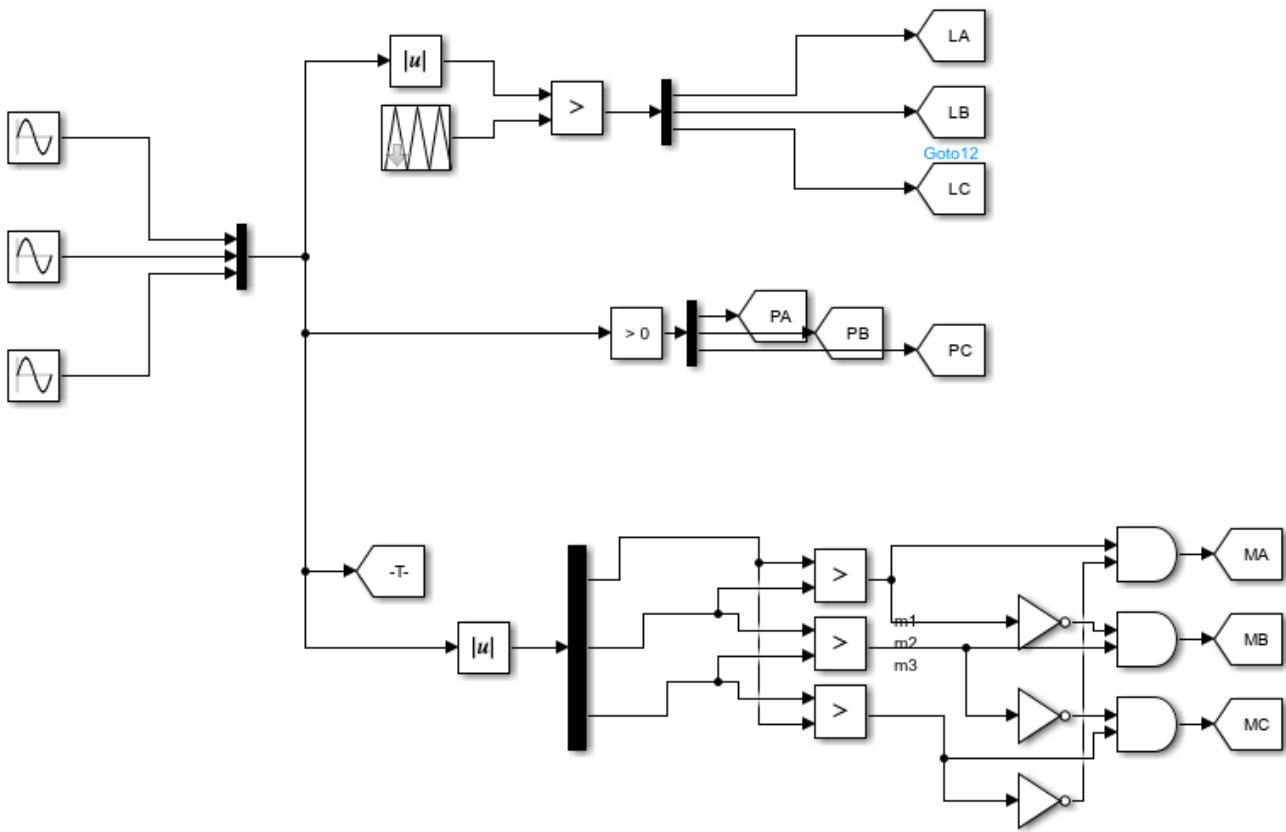
### Control y MPPT

**Controlador** El control del sistema se realiza mediante un controlador proporcional-integral (PI), el cual ajusta la amplitud de la señal de referencia del modulador (índice de modulación). Este control además cuenta con un saturador a su salida para que el índice de modulación se encuentre en valores bajo los cuales el sistema pueda trabajar adecuadamente. El controlador PI fue seleccionado debido a su simplicidad (baja complejidad computacional) y su error estacionario cero, garantizando un seguimiento de la referencia.

En la figura 4.7 se presenta el diagrama del controlador PI implementado. La entrada de este controlador es la diferencia entre la corriente medida y la corriente de referencia proporcionada por el algoritmo MPPT. En la tabla 4.4 se muestran los parámetros PI obtenidos con la herramienta de *Automated tuning* de **Simulink**, mientras que los parámetros del saturador fueron obtenidos en base a experimentar con la simulación.



**Figura 4.7:** Esquema del controlador PI.



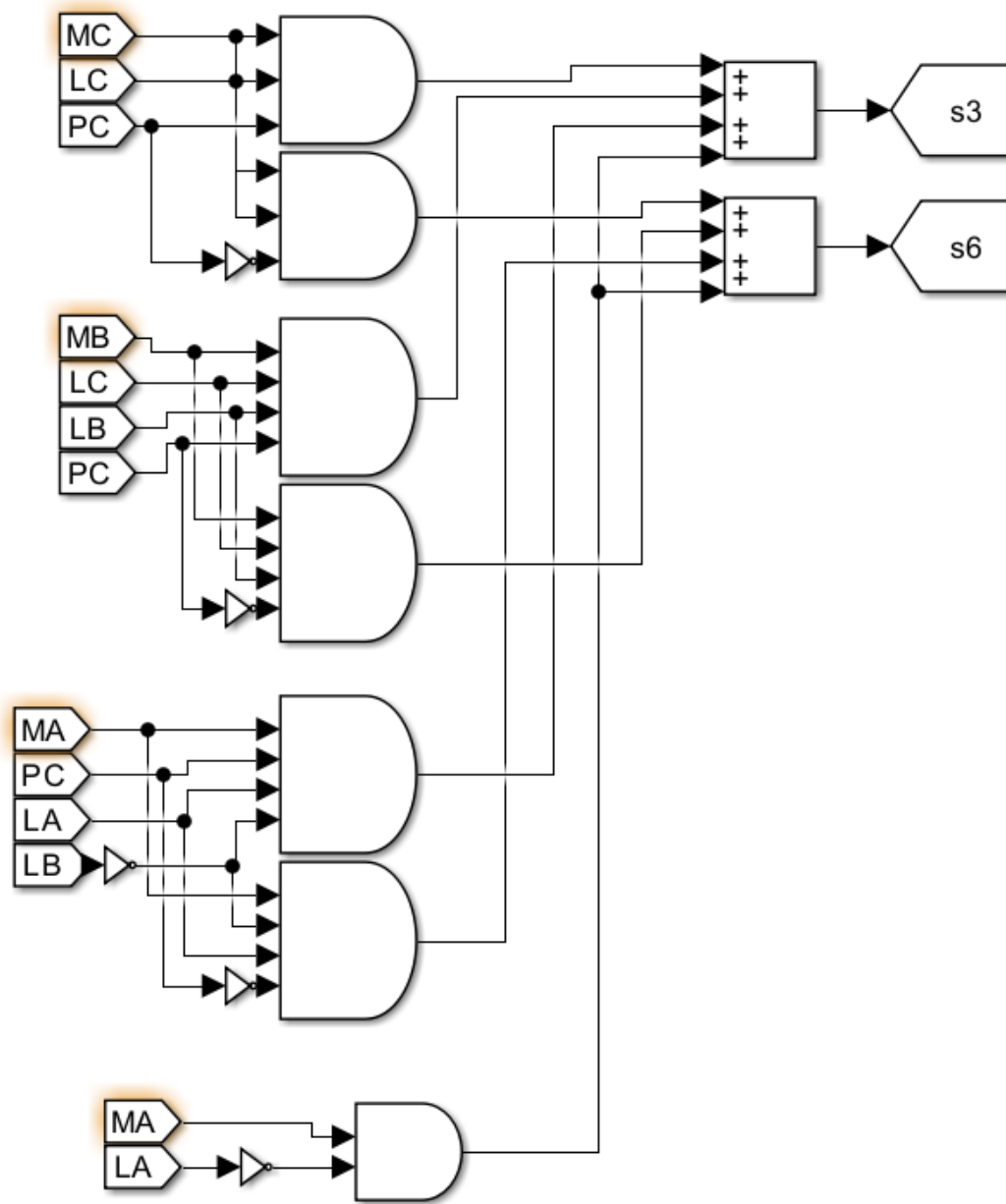
**Figura 4.5:** Circuito lógico para la generación de las variables  $L$ ,  $P$  y  $M$  para cada fase.

**Tabla 4.4:** Parámetros del control obtenidos.

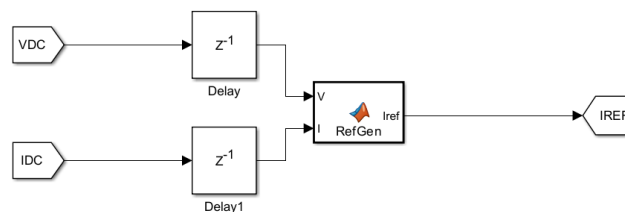
Parámetro	Valor
Proporcional (P)	-2.5
Integrador (I)	-20
Saturación	0 a 0.6

**Algoritmo MPPT** El algoritmo MPPT fue implementado en el sistema como un código que calcula dinámicamente la corriente de referencia necesaria para operar en el punto de máxima potencia del panel fotovoltaico. En este trabajo, se utilizó el algoritmo de Perturbar y Observar (P&O) debido a su simplicidad y eficiencia en condiciones de operación relativamente estables.

En la figura 4.8 se muestra el diagrama tanto del algoritmo  $P\&O$  como  $InC$  implementado, los códigos del bloque *MATLAB function* se encuentran en los anexos 7.2 y 7.2. Estos algoritmos evalúan continuamente la potencia del panel o su conductancia y ajustan la corriente de referencia para maximizar la extracción de energía.



**Figura 4.6:** Circuito lógico para la construcción de los pulsos de disparo  $s_3$  y  $s_6$ .



**Figura 4.8:** Diagrama del algoritmo MPPT implementado.

## 4.2. Pruebas

### 4.2.1. Prueba en estado estacionario potencia nominal.

Se realizó una prueba donde la radiación del módulo PV era constante y máxima ( $1\text{kw}/\text{m}^2$ ) para observar el comportamiento del sistema en estado estacionario, el cual se alcanzó en aproximadamente  $0,01[\text{s}]$ . Las corrientes trifásicas de salida en el inversor se muestran en 4.9, en esta figura se puede notar que las corrientes de las tres fases están equilibradas y son sinusoidales.

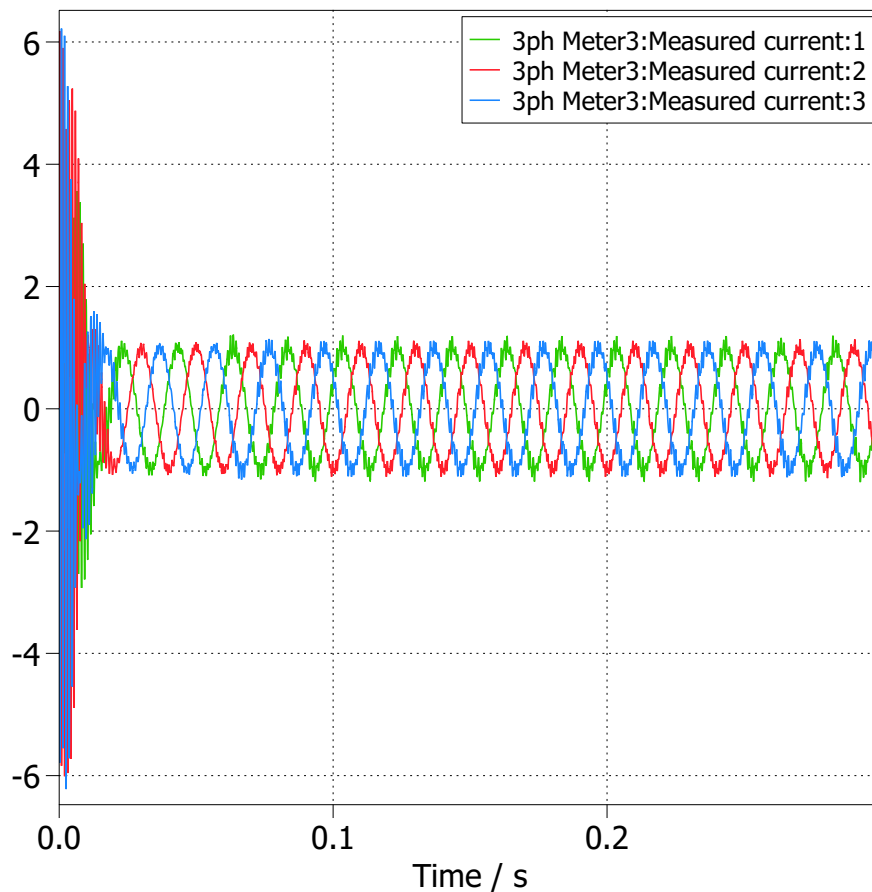
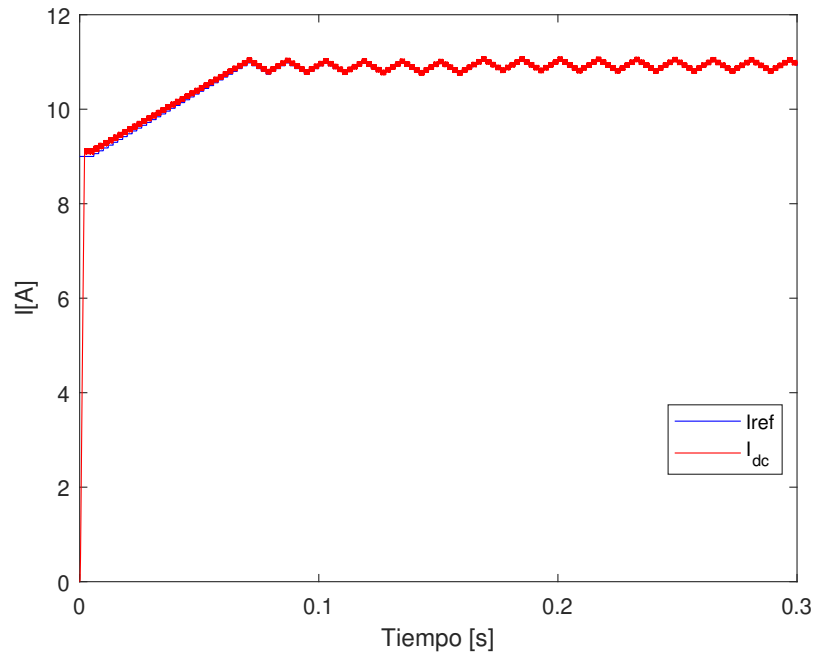


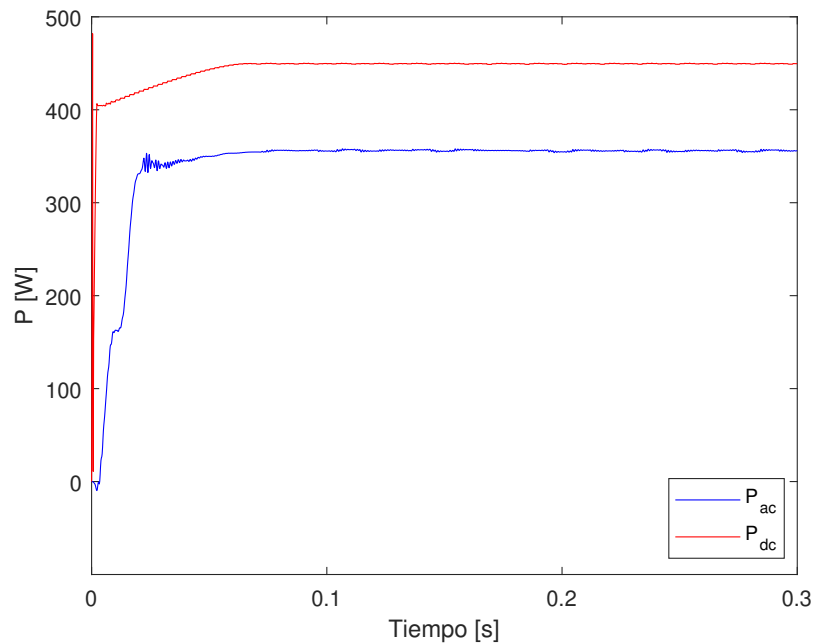
Figura 4.9: Corrientes trifásicas de salida.

En la figura 4.10 se muestra tanto la corriente  $I_{DC}$  del módulo fotovoltaico en color rojo y la corriente del controlador MPPT en color azul, las señales están superpuestas, mostrando que el controlador sigue perfecto a la referencia.



**Figura 4.10:** Corriente DC del módulo PV y corriente de referencia del control MPPT.

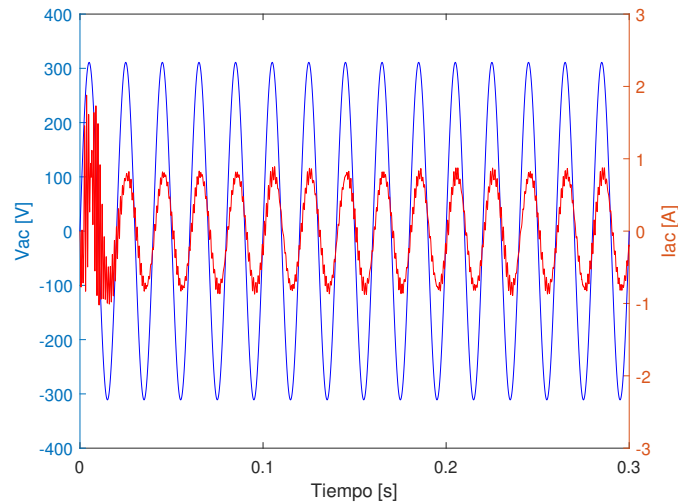
Las potencias, tanto del módulo PV como de la salida AC se muestran en la figura 4.11, donde la potencia máxima para el módulo es de 450[W], aquí se aprecia que se alcanza potencia máxima en el lado *DC* y en el lado *AC* es menor debido a las pérdidas del convertidor.



**Figura 4.11:** Potencia DC del módulo PV y Potencia AC del lado AC.

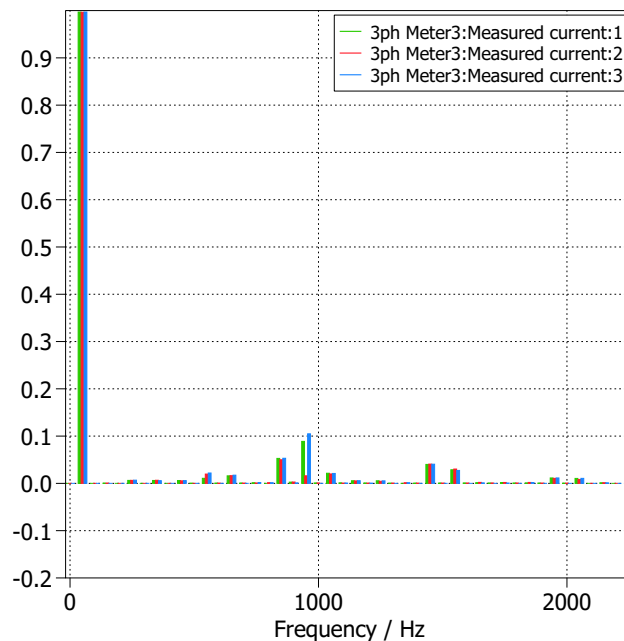
La tensión y la corriente de la fase A de la salida trifásica del inversor se muestran en la figura 4.12, se ve que

las señales están en fase una de la otra.



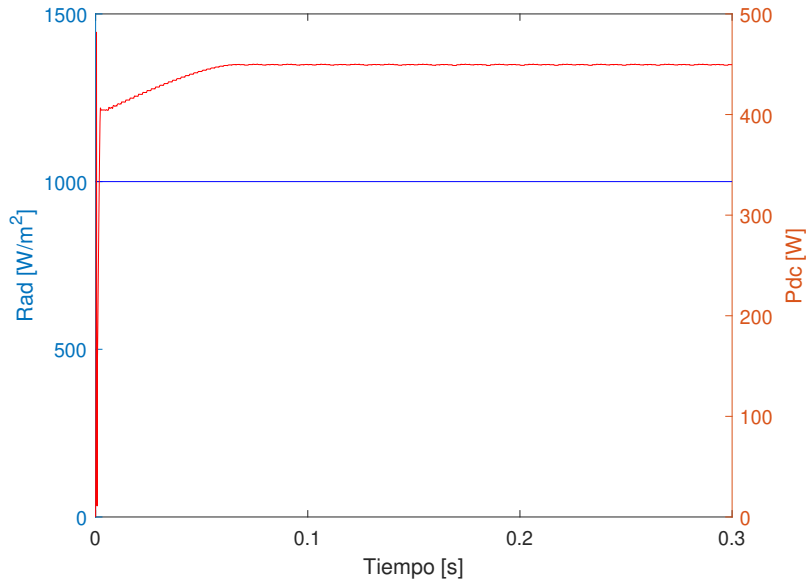
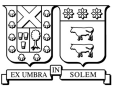
**Figura 4.12:** Tensión y corriente fase A salida AC.

Los espectros de furier de las corrientes de salida del inversor se muestran en 4.13, se aprecia aquí que la señal es principalmente de  $50[Hz]$ , las demás armónicas son cercanas a  $0.8$ ,  $0.9$  y  $1.5 [kHz]$ .

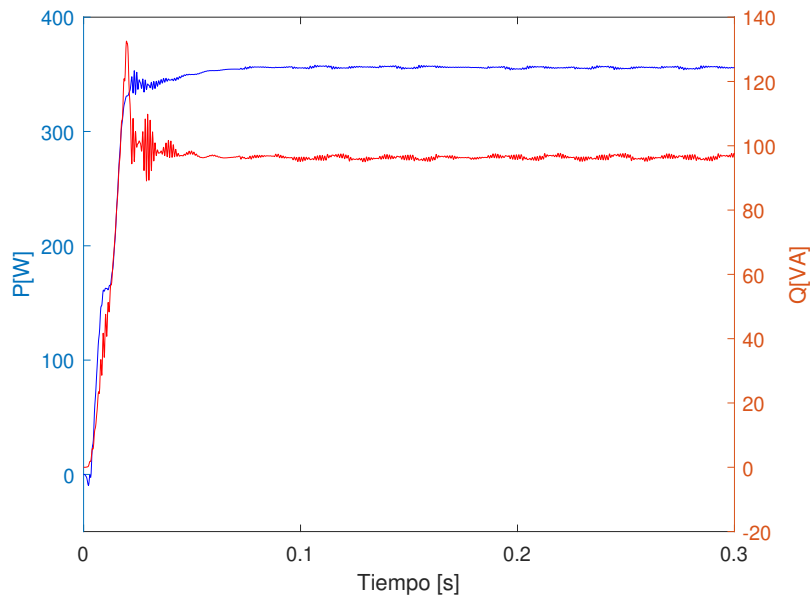


**Figura 4.13:** Espectro de Furier de las corrientes trifásicas AC.

La potencia y la radiación del modulo se muestran en 4.14. Por otro lado, los reactivos y la potencia se muestran en 4.15, la potencia reactiva es producto de que las señales de tensión y corriente no se encuentran en fase perfectamente, ya que no se aplicó un controlador a la potencia reactiva, se encuentra en lazo abierto.



**Figura 4.14:** Radiación y potencia DC.

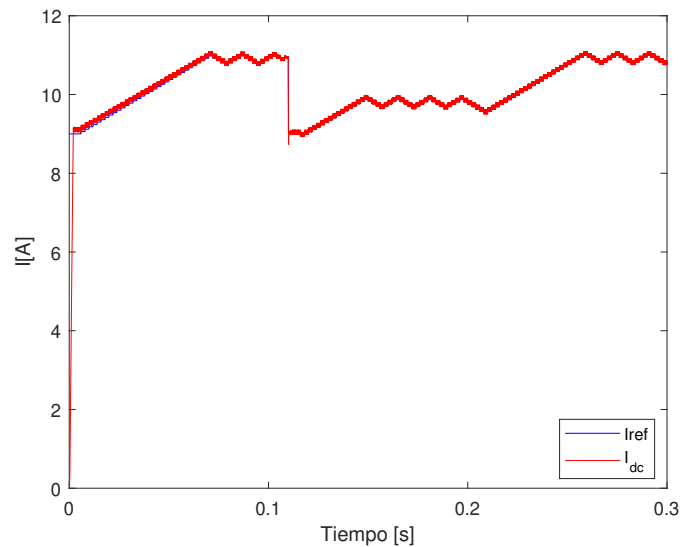


**Figura 4.15:** Potencia reactiva trifásica y potencia activa DC.

#### 4.2.2. Prueba bajo un escalón negativo de radiación

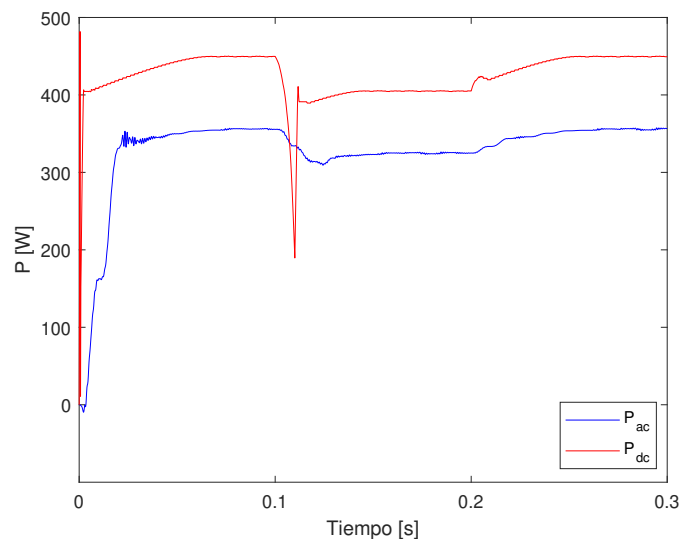
Se realizó una prueba donde la radiación del módulo PV es máxima ( $1[kW/m^2]$ ) para luego sufrir un escalón de  $-100[W/m^2]$  para observar la respuesta dinámica del sistema.

En la figura 4.16 se muestra tanto la corriente  $I_{DC}$  del módulo fotovoltaico y la corriente del controlador MPPT, nuevamente en esta imagen se ve como el controlador logra seguir la referencia de corriente.



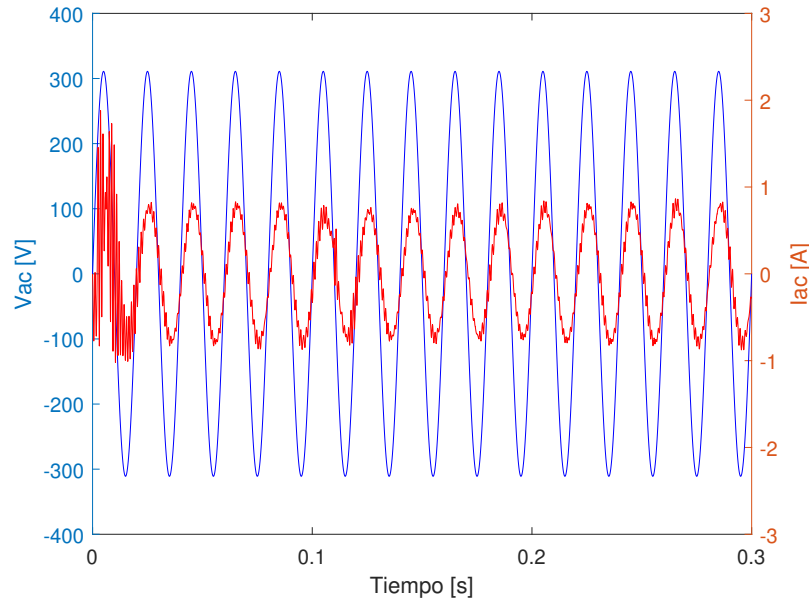
**Figura 4.16:** Corriente DC del módulo PV y corriente de referencia del control MPPT.

Las potencias para este ensayo, tanto del módulo PV como de la salida AC se muestran en la figura 4.17, donde la potencia máxima para el módulo es de  $450[W]$  a radiación máxima, se aprecia que ambas potencias sufren una caída, donde la potencia DC presenta además un transitorio que se estabiliza rápidamente, luego las potencias estacionarias son máximas (bajo la condición de radiación).



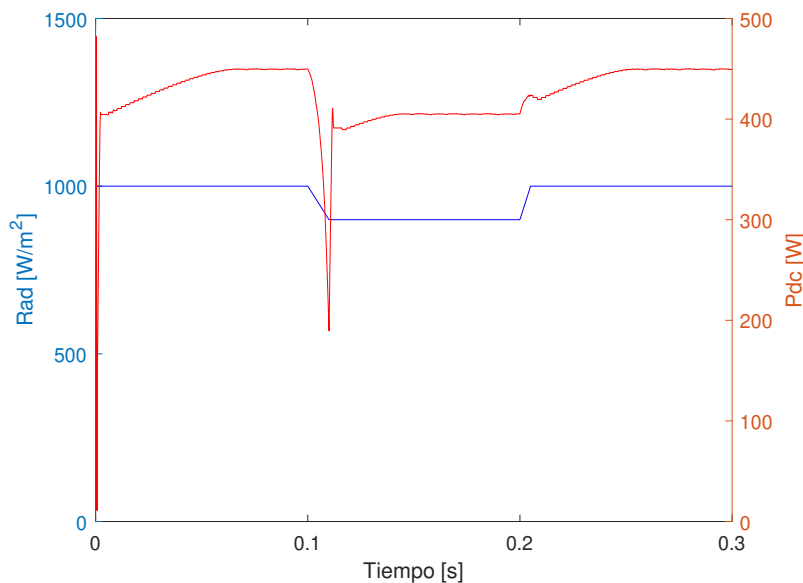
**Figura 4.17:** Potencia DC del módulo PV y Potencia AC del lado AC.

La tensión y la corriente de la fase A de la salida trifásica del inversor se muestran en la figura 4.18.



**Figura 4.18:** Tensión y corriente fase A salida AC.

Por otro lado, la potencia y la radiación del módulo se muestran en 4.19, mientras que los reactivos y la potencia se muestran en 4.20, en cuanto a la potencia reactiva, se ve que en el momento de la bajada de potencia (radiación) esta aumenta, esto se debe a que el ángulo entre la corriente y la tensión no es 0, y en este intertanto debió aumentar, esto es corregible con control de  $Q$ .



**Figura 4.19:** Radiación y potencia DC.

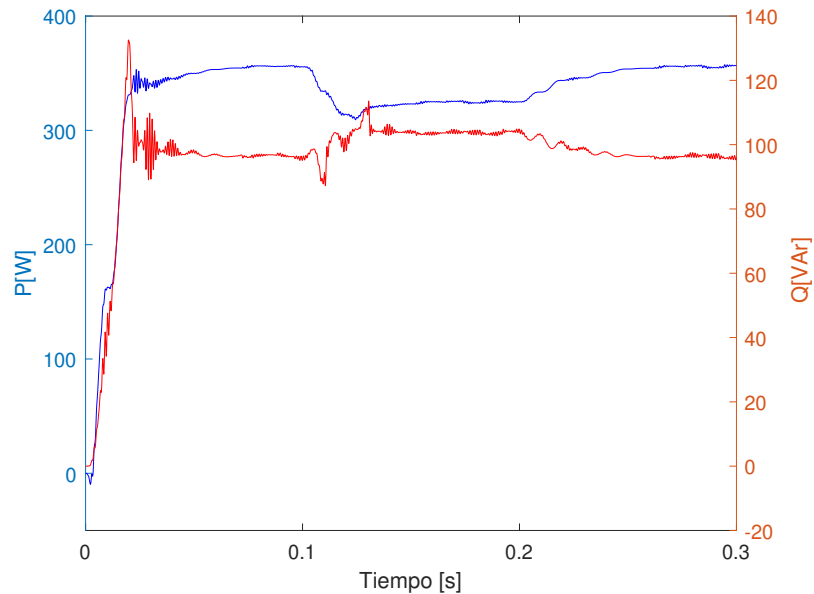


Figura 4.20: Potencia reactiva trifásica y potencia activa DC.

#### 4.2.3. Prueba en estado estacionario con algoritmo de conductancia incremental

Se realizó una prueba donde la radiación del módulo PV es máxima ( $1[kW/m^2]$ ) y constante durante la simulación, el único cambio es que esta vez se utilizó el algoritmo de conductancia incremental, cuyo código implementado se muestra en el código 7.2 en anexo.

En la figura 4.21 se muestra tanto la corriente  $I_{DC}$  del módulo fotovoltaico y la corriente del controlador MPPT, se aprecia que igualmente se logró seguimiento, ya que el control no depende de el algoritmo MPPT, la señal de referencia es idéntica a las pruebas con  $P\&O$ .

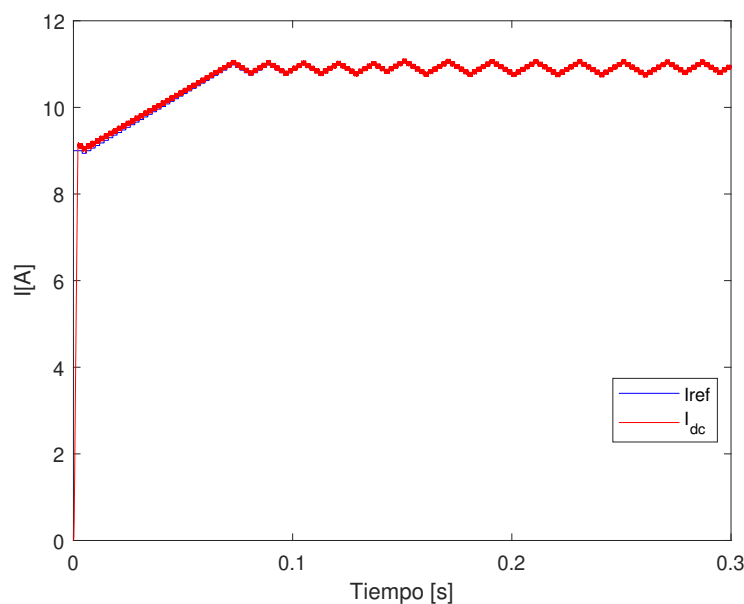
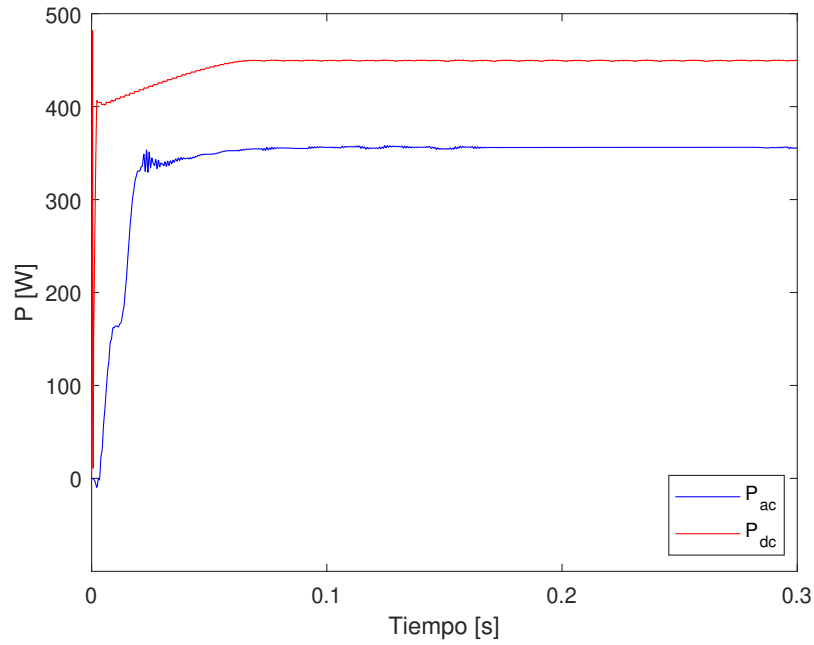


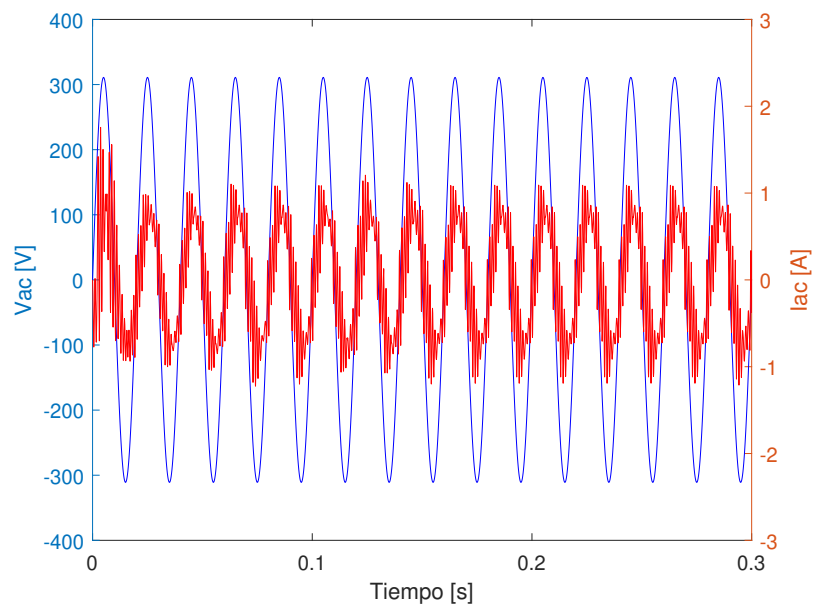
Figura 4.21: Corriente DC del módulo PV y corriente de referencia del control MPPT.

Las potencias, tanto del módulo PV como de la salida AC, se muestran en la figura 4.22, donde la potencia máxima para el módulo es de  $450[W]$ , aquí se ve que al igual que el otro algoritmo, también se logra potencia máxima en estacionario.



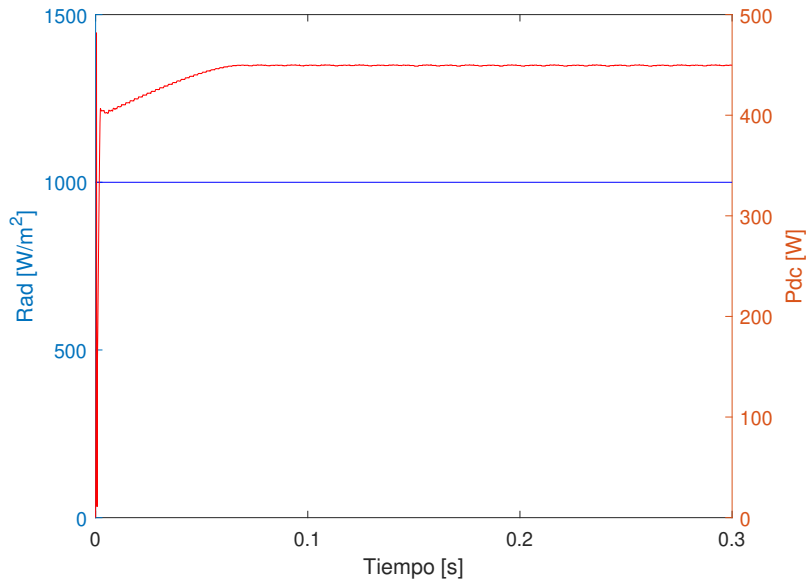
**Figura 4.22:** Potencia DC del módulo PV y Potencia AC del lado AC.

La tensión y la corriente de la fase A de la salida trifásica del inversor se muestran en la figura 4.23, se aprecia un poco más de ripple que en el caso con  $P&O$ .

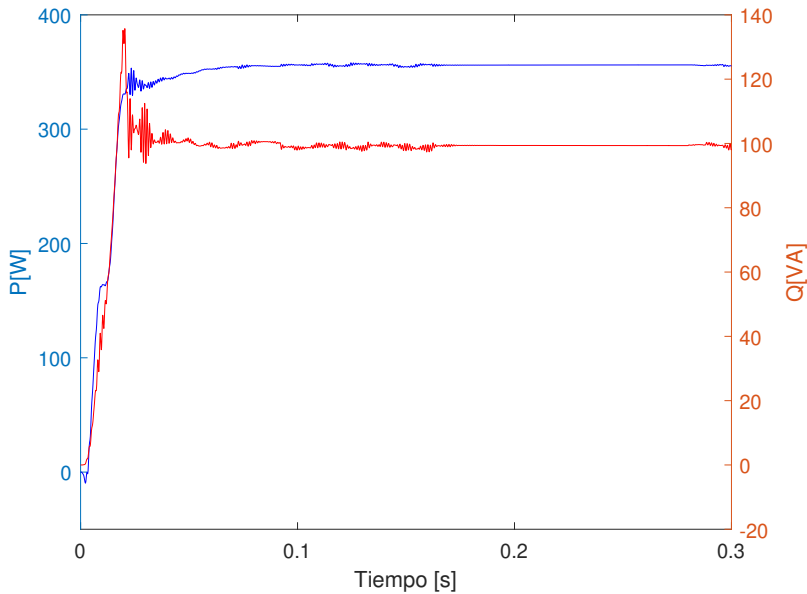


**Figura 4.23:** Tensión y corriente fase A salida AC.

Por otro lado, la potencia y la radiación del módulo se muestran en 4.24, mientras que los reactivos y la potencia se muestran en 4.25, la potencia reactiva se comporta igual que en  $P&O$ , ya que no se modificó el lazo abierto de la potencia reactiva.



**Figura 4.24:** Radiación y potencia DC.



**Figura 4.25:** Potencia reactiva trifásica y potencia activa DC.

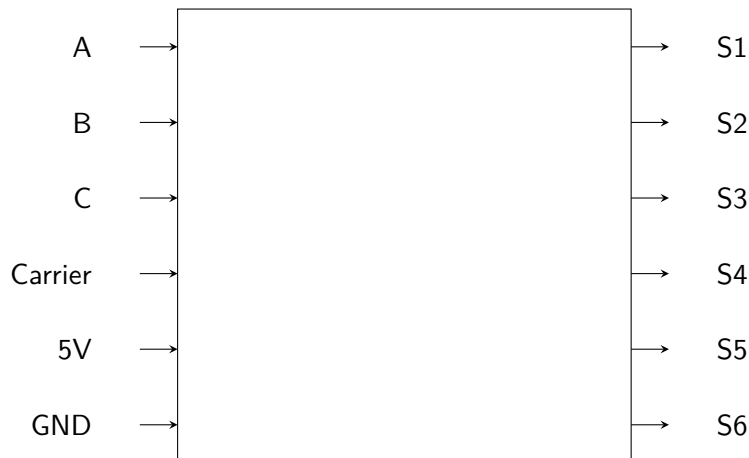
# Capítulo 5

## Prototipo

Como prototipo escalable se propuso la construcción del circuito modulador analógico del sistema, para poder ser utilizado a futuro en un esquema completo. Este circuito debe ser capaz de generar los 6 pulsos de los semiconductores de un CSI.

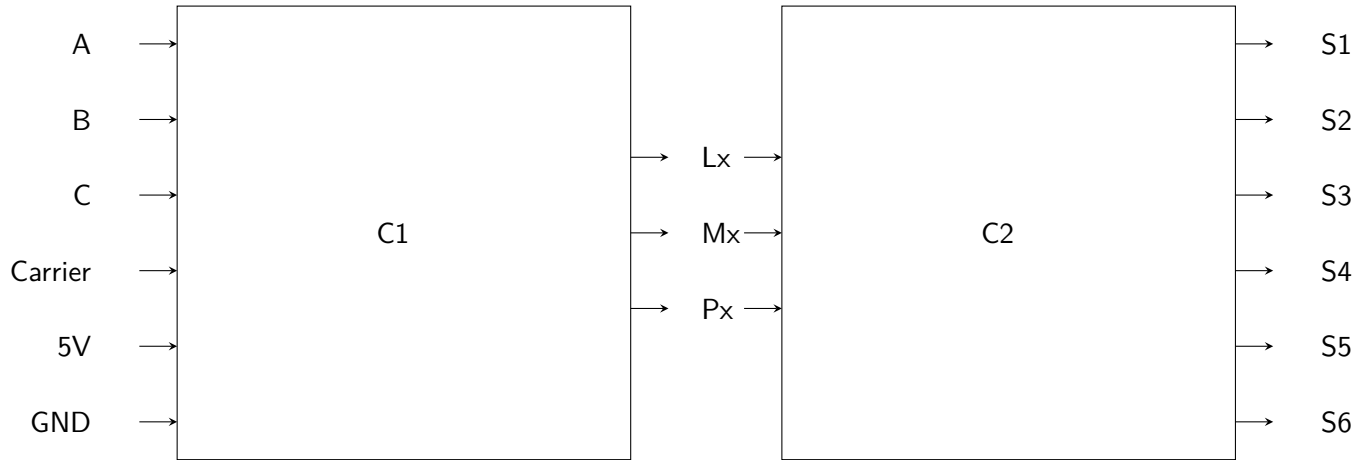
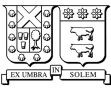
### 5.1. Circuito

Se propone que las entradas de la placa sean las fases de la red atenuadas (A,B y C) mas la carrier (triangular de alta frecuencia) y la polarización de la placa (5V) tal y como se muestra en 5.1.



**Figura 5.1:** Diagrama del circuito propuesto.

Este circuito se puede subdividir en dos, el primero que genera las señales digitales  $L_x$  ,  $M_x$  y  $P_x$ , las cuales son, ciclo de trabajo, indicador de fase máxima y indicador de polaridad, respectivamente y, un segundo circuito que recibe estas señales digitales en los pulsos de disparo de cada uno de los semiconductores del CSI.



**Figura 5.2:** Diagrama del circuito propuesto dividido en dos sub-circuitos.

Los pasos que debe cumplir el primer sub-circuito son:

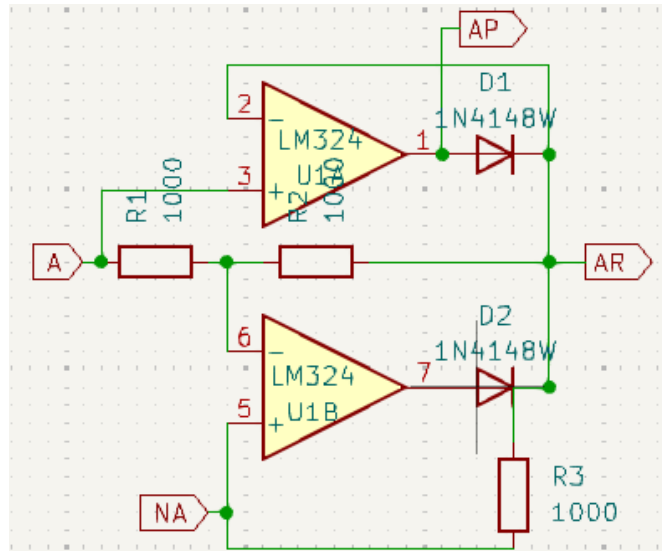
1. Rectificar la señal sinusoidal.
2. Comparar las señales.

Mientras que el segundo sub-circuito debe:

1. Generar pulsos  $S_{x,yy} \forall x, y \in (1..,6), (1..,4)$
2. Sumar pulsos  $S_{x,y} \forall y \in (1..,4)$

### 5.1.1. Sub-Circuito 1

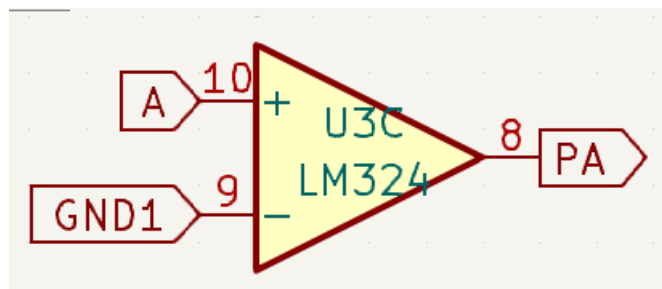
Para poder rectificar las señales se propone utilizar amplificadores operacionales en una configuración conocida como rectificador de baja impedancia MOSFET, específicamente con el chip LM324, en conjunto con resistencias de  $1[k\Omega]$  (0603WAF1001T5E) y diodos 1N4148W. La configuración se muestra en la figura 5.3, la cual es una para cada fase de entrada, AR es la salida rectificada completa y AP es solo es semiciclo positivo.



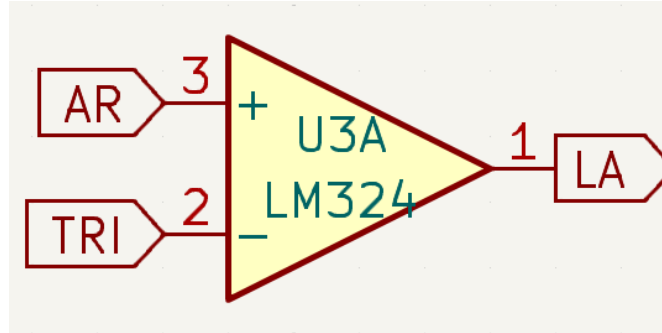
**Figura 5.3:** Configuración para rectificar las señales sinusoidales.

Para obtener los parámetros  $P_x L_x$  y  $M_x$  e deben comparar tanto las señales rectificadas como las señales no rectificadas, para esto se propuso utilizar amplificadores operacionales LM324, puertas lógicas AND 4081. A continuación, se presentan las configuraciones a utilizar para cada señal (ver figuras 5.4, 5.5 y 5.6) Notar que se utiliza  $ABC$  para las señales sin rectificar de  $5[V]$  pico y  $A_R B_R C_R$  para las señales rectificadas también de  $5[V]$  pico.

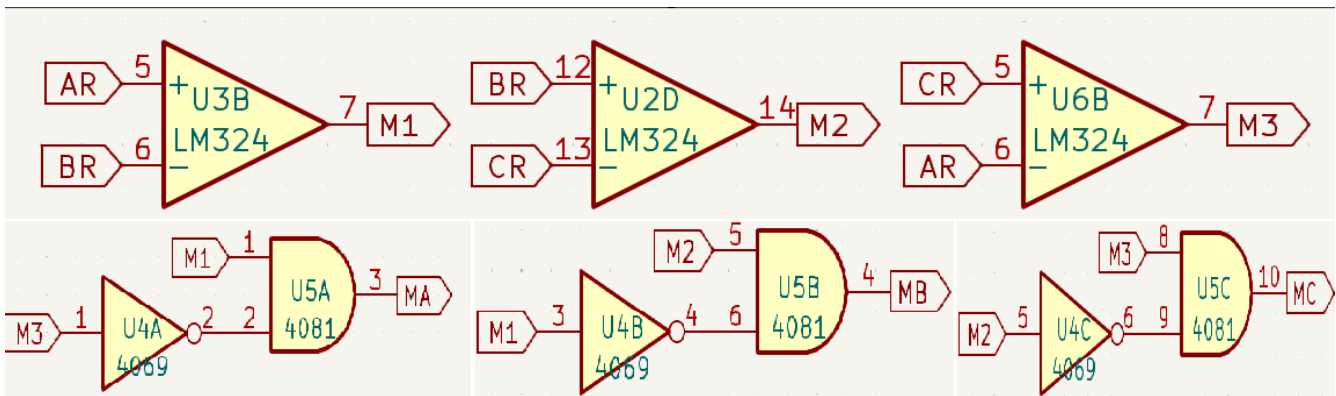
- $P_x$ : Indica cuando la fase  $x$  es positiva (Configuración en figura 5.4).
- $L_x$ : PWM de la señal rectificada y una triangular de alta frecuencia (Configuración en figura 5.5).
- $M_x$ : Indica cuando la fase  $X$  es la mayor de las 3 (Configuración en figura 5.6).



**Figura 5.4:** Configuración con LM324 para obtener las señales  $P_x$



**Figura 5.5:** Configuración con LM324 para obtener las señales  $L_X$



**Figura 5.6:** Configuración con LM324 y puertas AND 4081 para obtener las señales  $M_X$

### 5.1.2. Sub-Circuito 2

Cada una de las señales de las piernas  $ABC$  puede ser separada en cuatro señales que se sumarán finalmente:

1.  $S_{x1}$ : Es la señal PWM  $L_x$  pero solamente cuando la fase  $x$  es máxima y positiva si  $x \in 1, 2, 3$  o por otra parte cuando la fase  $x$  es máxima y negativa si  $x \in 4, 5, 6$ .
2.  $S_{x2}$ : Es la señal PWM  $L_x$  y la señal  $L_y$  cuando la fase  $x$  es decreciente (la fase  $y$  es máxima) , además la fase  $x$  positiva si  $x \in 1, 2, 3$  o negativa si  $x \in 4, 5, 6$ .
3.  $S_{x3}$ : Es la señal PWM de las señales  $\neq x$  cuando la fase  $x$  es incremental, además la fase  $x$  positiva si  $x \in 1, 2, 3$  o negativa si  $x \in 4, 5, 6$ .
4.  $S_{x4}$ : Tiempo vivo, se produce cuando la fase  $x$  es creciente (implica que hay una fase "y" que es máxima). Es la PWM negada de la fase "y" y la fase "y" es máxima, es la misma señal para  $x \in 1, 4$  ;  $x \in 2, 5$  y  $x \in 3, 6$ .

Se utilizaron compuertas lógicas NOT 4069, compuertas AND de 3 entradas 74LS11, compuertas AND de 4 entradas 74LS21 y compuertas AND de 2 entradas 4081, la configuración para  $x = 1$  o sea S11, S12, S13 y S14 (además de las mismas para  $x = 4$ ) se muestran en las figuras 5.7,5.8,5.9 y 5.10 respectivamente, revisar la tabla 2.1 para saber que fase es máxima, decreciente o incremental.

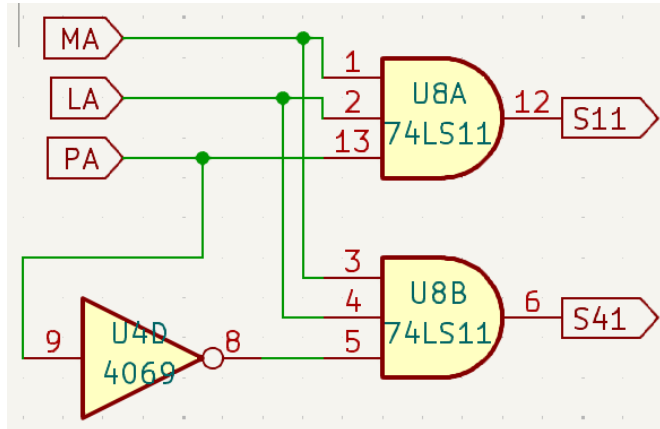


Figura 5.7: Configuración para generar las señales S11 y S41.

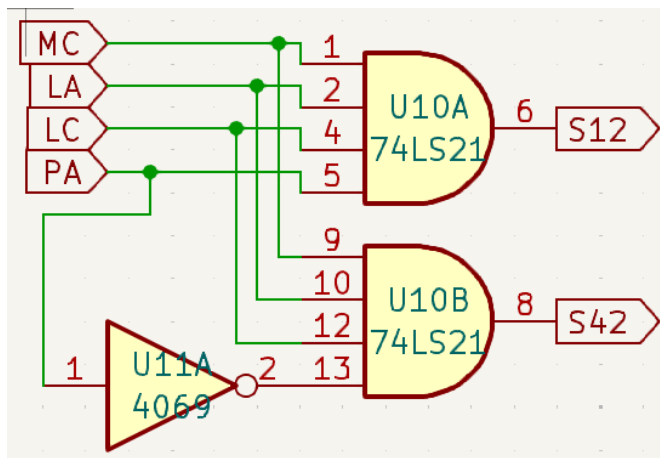


Figura 5.8: Configuración para generar las señales S12 y S42.

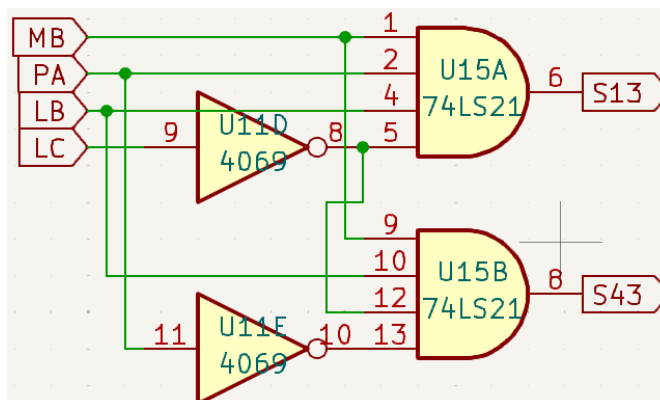
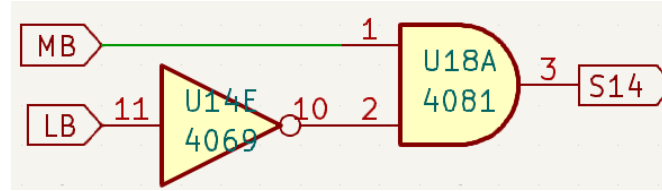
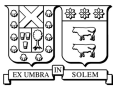


Figura 5.9: Configuración para generar las señales S13 y S43.



**Figura 5.10:** Configuración para generar la señal S14=S44.

Todas las configuraciones de la placa PCB se muestran en la figura 4 en el anexo.

### 5.1.3. Rutas y planos.

Con el software KiCad se utilizó la herramienta de auto-ruteo que se puede añadir como extensión para facilitar las conexiones de los elementos tanto como el orden y la eficiencia del mismo. Antes de utilizar esta herramienta se definió que los elementos eran SMD, o, elementos soldados superficialmente. La placa se diseñó con 4 capas, dos de señales (extremos) y dos planos a tierra en las centrales. La lista completa de elementos se muestra en la tabla 5.1. En la figura 5.11 se muestra la placa en el software KiCad y en la figura 5.12 se muestra un renderizado de la misma. Además se adjunta en anexo la tabla 2 la tabla BOM o *bill of materials* que es necesaria para realizar el pedido al fabricante, como también la tabla CPL o *chip placement* en el anexo tabla 1.

**Tabla 5.1:** Tabla de elementos de la PCB

Elemento	Designador	Footprint	Codigo JLCPCB	Cantidad
LM324	U1, U2, U3, U6, U7	SOIC-14_3.9x8.7mm_P1.27mm	C5157166	5
4081	U5, U18	SOIC-14_3.9x8.7mm_P1.27mm	C353985	2
1N4148W	D1, D2, D3, D4, D5, D7	D_SOD-123	C81598	6
1000	R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8, R9	R_0603_1608Metric	C21190	9
4069	U4, U11, U14	SOIC-14_3.9x8.7mm_P1.27mm	C93672	3
74LS11	U8, U9	SO-14_5.3x10.2mm_P1.27mm	C529283	2
74LS32	U19, U20, U21, U22, U23	SOIC-14_3.9x8.7mm_P1.27mm	C116812	5
74LS21	U10, U12, U13, U15, U16, U17	SOIC-14_3.9x8.7mm_P1.27mm	C2863615	6

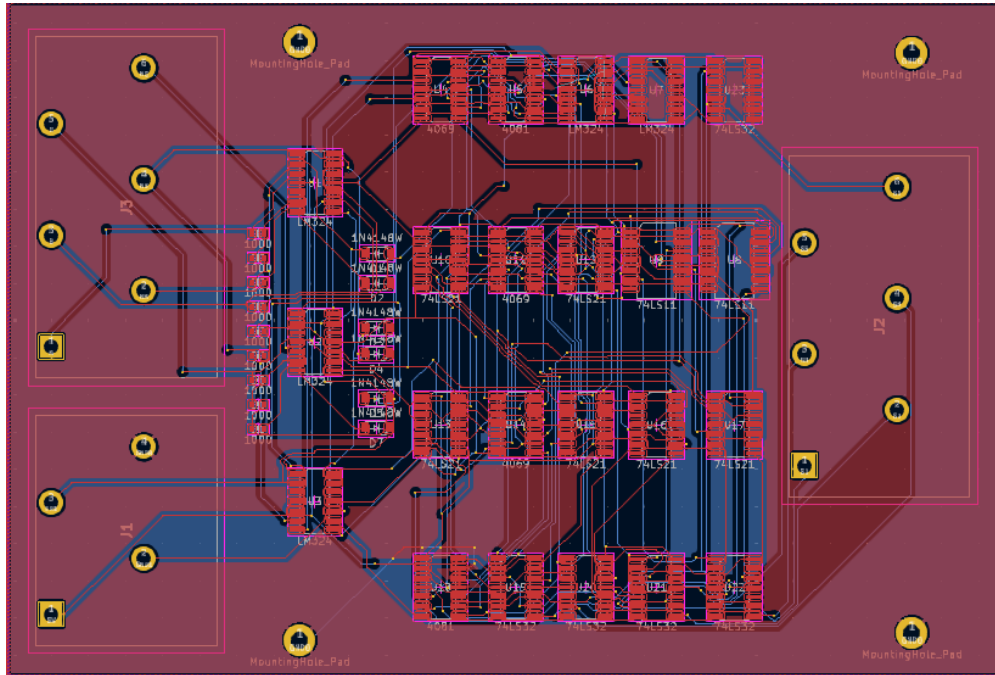


Figura 5.11: PCB2

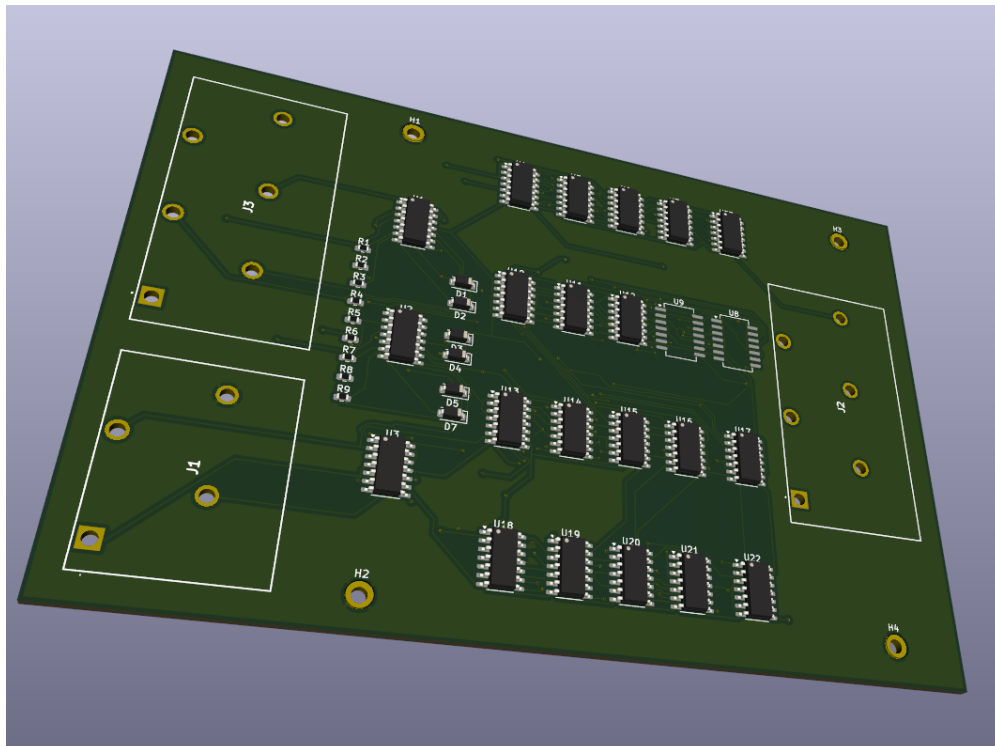


Figura 5.12: PCB3

## 5.2. Experimentación

### 5.2.1. Montaje experimental

A continuación, se enumeran los equipos utilizados en el montaje experimental:

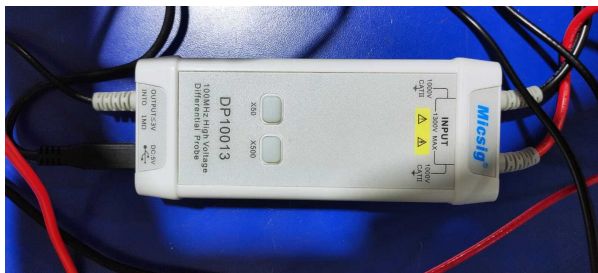
- Alimentación digital: MicroLabBox dSpace modelo ds1202 (en la figura 5.13).
- Alimentación DC: Fuente de tensión aislada Gw INSTEK modelo GPS-3303 (en la figura 5.14).
- Medición: Puntas diferenciales de tensión Micsig modelo DP10013 (en la figura 5.15).
- Registro: Osciloscopio Keysight DSOX2014A (en la figura 5.16).



**Figura 5.13:** MicroLabBox dSpace modelo ds1202.



**Figura 5.14:** Fuente Gw-INSTEK GPS-3303.



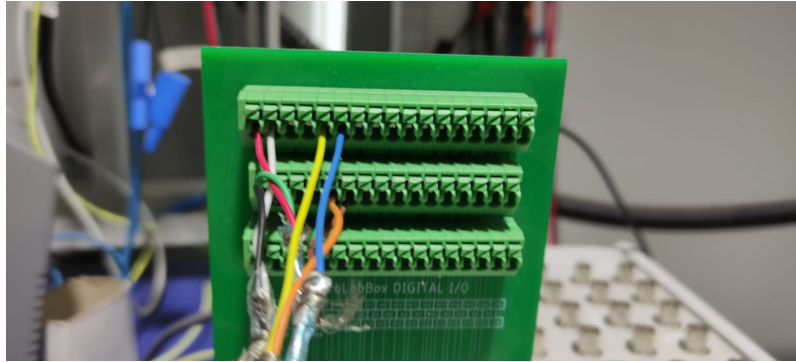
**Figura 5.15:** Puntas diferenciales Micsig modelo DP10013.



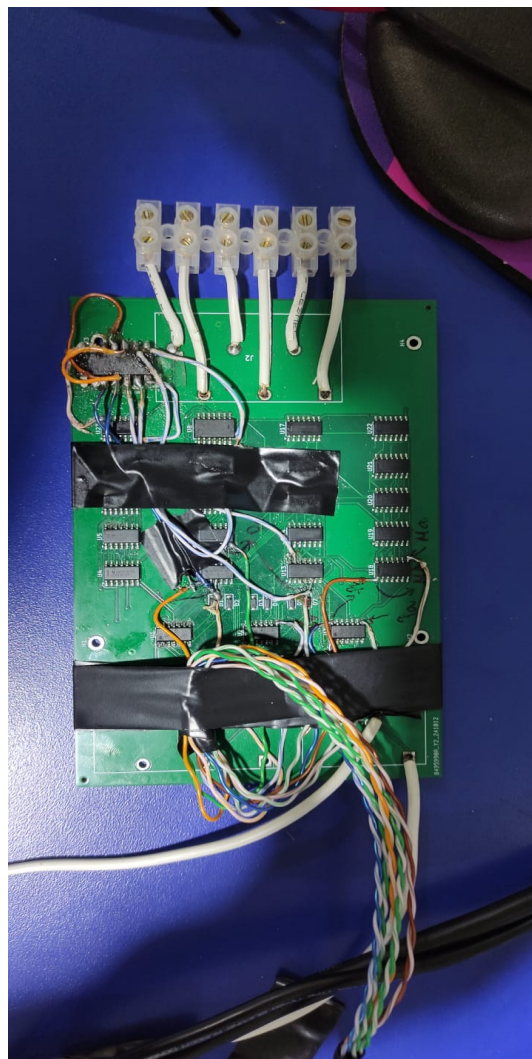
**Figura 5.16:** Osciloscopio Keysight modelo DSOX2014A.

**Figura 5.17:** Equipos utilizados en el montaje experimental.

Se muestran en las figuras 5.18 las conexiones digitales realizadas entre la placa y el *MicroLab dSpace*, mientras que en la figura 5.19 la placa post-reparaciones.



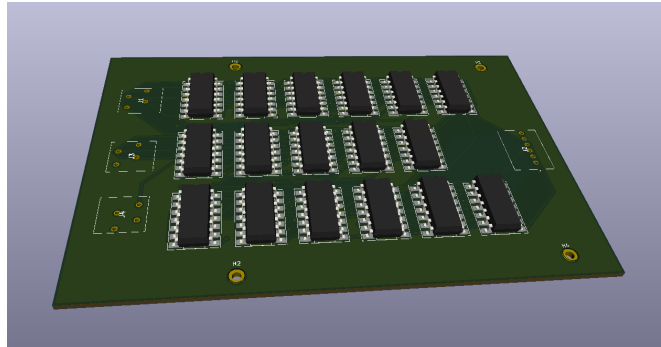
**Figura 5.18:** Conexiones digitales realizadas entre la placa y el *MicroLab dSpace*



**Figura 5.19:** Placa PCB post-reparaciones

### 5.2.2. Versión nueva de la placa.

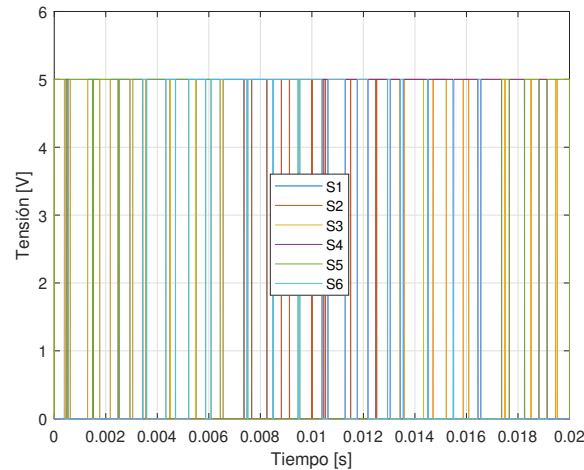
El hecho de realizar reparaciones, hacer bypass a elementos y reemplazar algunos, llevó a realizar un nuevo diseño de la placa PCB del prototipo, en la figura 5.20 se muestra una vista en tres dimensiones de la versión 2.0 de la placa, la cual considera como entradas las señales generadas por MicroLabBox dSpace. Además en el anexo 5 se muestra el diagrama electrónico de los componentes del circuito.



**Figura 5.20:** Renderizado de la versión 2.0 de la placa

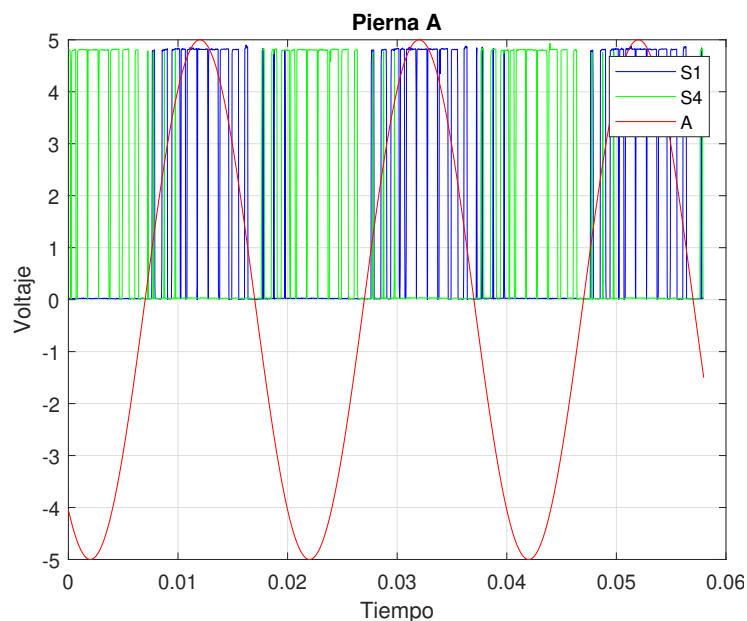
### 5.2.3. Resultados experimentales

Como primer acercamiento se obtuvieron los pulsos de la simulación de la placa en el software **PSIM**, los cuales se muestran en la figura 5.21.

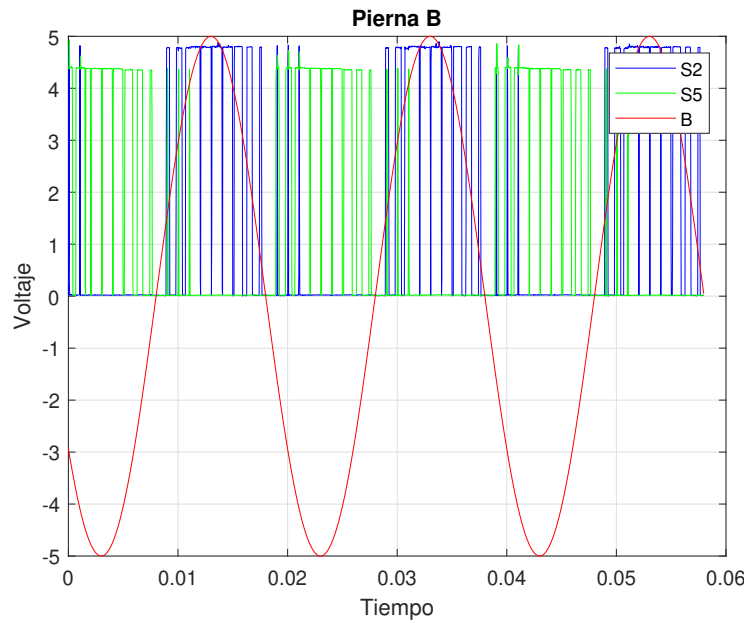


**Figura 5.21:** Pulsos de la placa simulados en **PSIM**.

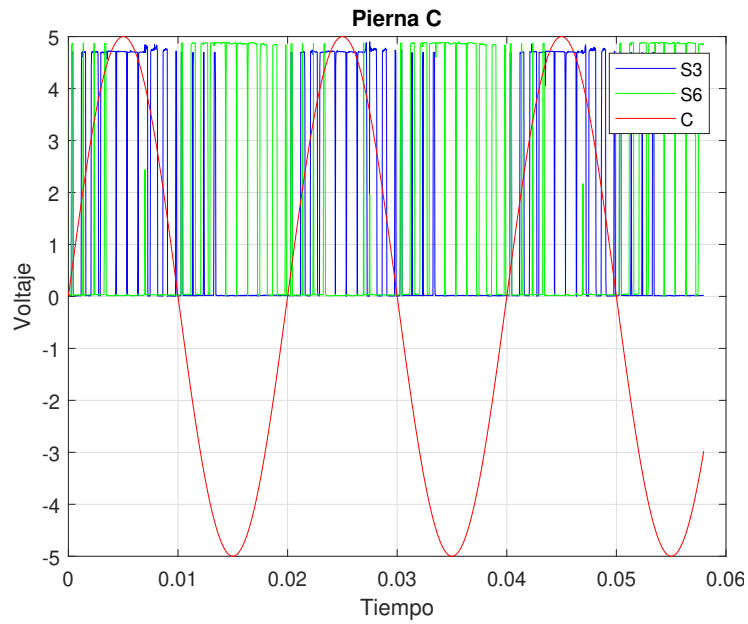
El prototipo del modulador analógico fue probado utilizando una alimentación digital mediante el equipo *dSpace*, simulando una alimentación de los pulsos analógicos producidos en el subcircuito 1 a  $1[kHz]$  y para un índice de modulación de 1. Esta frecuencia se seleccionó por dos motivos, el primero es que el muestreo de *dSpace* no es muy alto y por otro lado, la frecuencia baja facilita la comparación entre los pulsos simulados y los registrados. A continuación, se presentan los resultados obtenidos en cada una de las piernas del modulador:



**Figura 5.22:** Pulsos de disparo pierna fase A con índice de modulación 1.



**Figura 5.23:** Pulsos de disparo pierna fase B con índice de modulación 1.



**Figura 5.24:** Pulsos de disparo pierna fase C con índice de modulación 1.

# Capítulo 6

## Análisis y discusión

### 6.1. Simulación

#### 6.1.1. Diseño

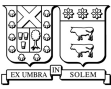
Si observamos la ecuación (2.1), notamos que las variables  $L_{ac}$  y  $C_{ac}$  dependen únicamente de la frecuencia de conmutación. Por lo tanto, para reducir aún más su tamaño, se podría aumentar la frecuencia de la portadora del modulador. Esto es posible siempre que los elementos utilizados en el modulador (principalmente compuertas lógicas) tengan un tiempo de respuesta inferior al período de la portadora.

Por otro lado, si bien el uso de elementos más pequeños podría ser una opción, esto implicaría un mayor costo en los componentes del modulador y un aumento en las pérdidas por conmutación. Por esta razón, se recomienda optimizar el diseño en un trabajo futuro, considerando tanto el costo como las pérdidas por conmutación.

Para la inductancia  $L_{dc}$ , podemos analizar la ecuación (2.3), donde se observa que es directamente proporcional al cuadrado de la tensión de fase  $V_a^2$  e inversamente proporcional a la potencia mínima del arreglo fotovoltaico y a la frecuencia de conmutación. Para reducir esta inductancia, se pueden considerar tres estrategias:

- **Reducir la tensión de fase en el lado AC del inversor**, lo que requeriría el uso de un transformador entre la salida del inversor y la red eléctrica.
- **Aumentar la potencia mínima del arreglo fotovoltaico**, diseñando el inversor para un número mínimo de paneles mayor a uno. Sin embargo, esto podría implicar que el arreglo fotovoltaico no siempre tenga un número exacto de paneles.
- **Incrementar la frecuencia de conmutación**, lo que, al igual que en los elementos del filtro AC de salida, debe optimizarse considerando el costo de los componentes del modulador y las pérdidas por conmutación.

Por último, en el caso de la capacitancia  $C_{dc}$ , si analizamos la ecuación (2.2), vemos que es directamente proporcional al ripple de corriente deseado e inversamente proporcional tanto a la frecuencia de conmutación como al ripple de la tensión DC. Dado que los niveles de rizado en señales DC suelen mantenerse dentro de ciertos límites establecidos, la alternativa viable para reducir la capacitancia es aumentar la frecuencia de conmutación. Sin embargo, al igual que en los casos anteriores, esto requiere un análisis de optimización para optimizar costos y minimizar las pérdidas por conmutación.



### 6.1.2. Modulador analógico

**Sobre la frecuencia de conmutación** en un inversor fuente de corriente (CSI) se puede decir que esta influye directamente en su eficiencia, el tamaño de sus componentes pasivos y la calidad de la onda de salida. Su influencia sobre la eficiencia es una influencia de manera dual, ya que de una manera directa aumenta las pérdidas por conducción y por conmutación en los semiconductores del inversor, pero por otro lado, al aumentar la frecuencia, los elementos pasivos utilizados en el inversor pueden ser menores a los planteados en este trabajo, por lo que se puede realizar un estudio de optimización donde se busque minimizar las pérdidas o/y minimizar el costo (elementos más pequeños pueden ser costosos o más económicos). Lo importante es recordar que:

- **Pérdidas de conducción:** Dependen de la resistencia en estado *ON* de los MOSFETs ( $R_{DS(on)}$ ) y de la caída de tensión en los diodos de potencia.
- **Pérdidas de conmutación:** Ocurren durante los cambios de estado (ON/OFF) de los semiconductores y dependen de la velocidad de conmutación y la corriente que fluye en el instante de cambio.
- **Elementos pasivos:** Las inductancias DC y AC tienen pérdidas por su componente resistivo  $R_L$ , por lo que a mayor frecuencia menor tamaño, menores pérdidas.
- **Forma de onda:** A una mayor frecuencia de conmutación, la salida del inversor es cada vez más sinusoidal.

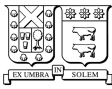
En trabajos futuros, se recomienda realizar un análisis paramétrico en simulación para encontrar la frecuencia óptima que maximice la eficiencia del inversor mientras se mantiene una buena calidad de onda en la salida.

**El modulador analógico** fue seleccionado en pos de poder aumentar la frecuencia de conmutación sin incurrir en un costo computacional elevado, logrando modular la salida del inversor a altas frecuencias con un tamaño reducido de hardware. Sobre el comportamiento de este modulador se puede decir que si se observan las pruebas realizadas, se puede ver que se logró modular la salida del inversor funcionando a altas frecuencias, mientras que no se comprometió la calidad de la señal de salida (ver fig. 4.13). Por otro lado, también se pudo ver que el modulador podía ser construido a un bajo costo temporal y económico, donde puede llegar a ser aun más económico si se considera una fabricación en masa, o un diseño de un chip único que integre todo el circuito lógico.

### 6.1.3. Estrategia de control y pruebas

**La estrategia de control** MPPT implementada se basa en el algoritmo *Perturb and Observe* (P&O) por su simplicidad y efectividad en la optimización de la potencia obtenida. En las figuras 4.11 y 4.17 se puede apreciar cómo esta estrategia permite mantener la operación en el punto de máxima potencia bajo condiciones variables. Además, el controlador propuesto, de tipo proporcional-integral (PI), logra una rápida respuesta a la hora de hacer el seguimiento de la referencia deseada así como también la eliminación del error estacionario, tal como se observa en las figuras 4.10 y 4.16 donde la corriente DC esta justo sobre la corriente de referencia del algoritmo MPPT. Esta combinación asegura un desempeño robusto del sistema, permitiendo mantener la operación con alta precisión y estabilidad. En cuanto a los dos algoritmos, tanto *P&O* como inductancia incremental demostraron poder llegar al punto de máxima potencia del modulo *PV* con un comportamiento aparentemente igual, como se muestra en las figuras 4.11 y 4.22 donde la potencia DC desarrollada es máxima en ambos casos, con niveles de ruido y velocidad de respuesta parecidos. La única diferencia es que la capacidad de computo necesario para el algoritmo *P&O* es menor [14].

**En estado estacionario** el sistema se comporta correctamente, se aprecia en la figura 4.9 que la corriente de salida del inversor es sinusoidal de frecuencia fundamental  $50[Hz]$ . Primeramente la corriente del inversor presenta un transitorio de valor peak de  $6[A]$  y de menos de  $0,02[s]$  de duración. En la figura 4.12 se puede



observar que la tensión de la fase  $A$  es de  $311[V]$  *peak to peak* lo que representa una tensión de  $380[V]$  trifásico, y la corriente en estacionario es de  $1[A]$  *peak to peak* lo que representa una corriente de  $0,70[A]$  rms y las señales de tensión y corriente de la fase  $a$  se encuentran en fase.

En cuanto a la potencia desarrollada en esta prueba, esta fue máxima en el lado DC, llegando a los  $450[W]$ , mientras que en el lado AC solo se llega a  $354[W]$ , esto es debido a las pérdidas que se producen en el inversor, este valor cabe destacar que es alto para esta prueba ya que representa un 22 % de la potencia, pero el inversor es altamente escalable, donde los componentes a una potencia mayor en el lado DC pueden llegar a representar una pérdida menor porcentualmente, solo falta optimizar la potencia máxima deseada.

Por otro lado, si vemos la figura 4.13 podemos apreciar que en análisis de frecuencia la señal de corriente de salida del inversor es prácticamente sinusoidal pura, la componente de alta frecuencia con mayor amplitud es de alrededor de  $1[kHz]$  con una magnitud de  $0,1[pu]$  aproximadamente.

En la figura 4.15 se puede ver que la potencia reactiva desarrollada por el inversor es de  $98[VAR]$  lo que considerando que la potencia activa AC es de  $354[W]$ , lo cual es un factor de potencia de 0.96 ( $S = 367,8[VA]$ ).

**En la prueba con escalón negativo de radiación**, se puede ver en la figura 4.16 que el controlador propuesto logró mantener el sistema funcionando en MPPT, llegando a estabilizar en  $400[W]$  DC, con una bajada de hasta a  $200[W]$  si vemos la figura 4.17, para luego, cuando la radiación sube nuevamente vuelve a subir hasta los  $450[W]$ .

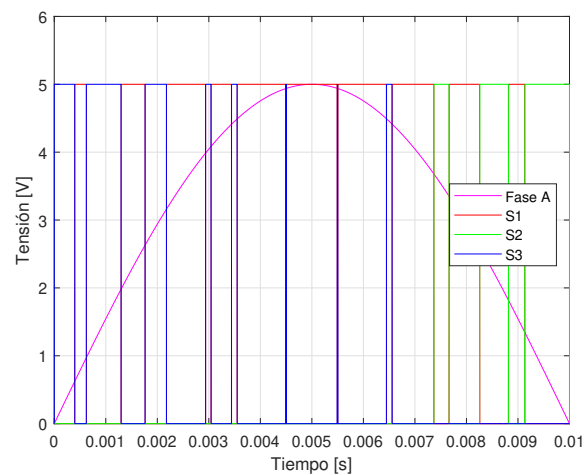
#### 6.1.4. Potencia reactiva

Como se pudo ver en las figuras 4.15, 4.20 y 4.25, el inversor genera potencia reactiva, esto se debe principalmente a los elementos inductivos y capacitivos principalmente del filtro AC de segundo grado. Al modular la señal, se toma como referencia la tensión de la red como parámetro sinusoidal de lo que la corriente debería ser, pero, esta corriente se ve desfasada por los elementos del filtro. Este desfase se podría regular al implementar un control a lazo cerrado para la potencia reactiva  $Q[Var]$ , que modifique el ángulo de la señal sinusoidal de referencia (produciendo una diferencia entre la red y la señal para modular) que logre modificar el desfase entre las señales de corriente y tensión del lado AC del inversor, logrando no solo operar con un posible desfase nulo, sino que poder generar inductivos o capacitivos al gusto del usuario o bien del deseo de la red.

## 6.2. Prototipo

### 6.2.1. Tiempos vivos

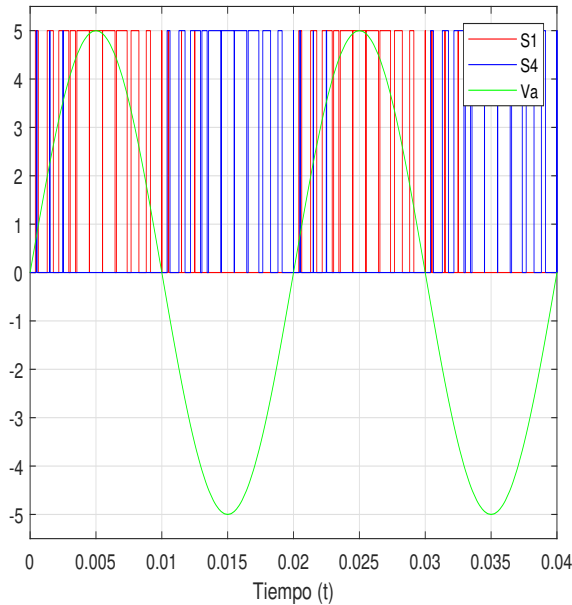
Si tomamos los pulsos en la figura 5.21 y vemos solo los pulsos de los semiconductores del polo positivo (S1, S2 y S3) en conjunto con la señal sinusoidal de la fase A, podemos ver lo presente en la figura 6.1. Aquí se puede notar que en los momentos donde el semiconductor de la fase A (S1) se encuentra en régimen máximo (fase A es máxima), los otros semiconductores completan los tiempos de conducción según lo estipulado en el diseño del modulador analógico, logrando así, que el circuito nunca está abierto. Estos tiempos no dependen del semiconductor seleccionado, ya que el tiempo de inicio del cortocircuito es el mismo que el de apagado del otro semiconductor, esto no supone un problema, ya que los tiempos de apagado de un semiconductor es mayor que el de encendido [22], por lo cual, siempre se tiene como mínimo un camino disponible para la corriente.



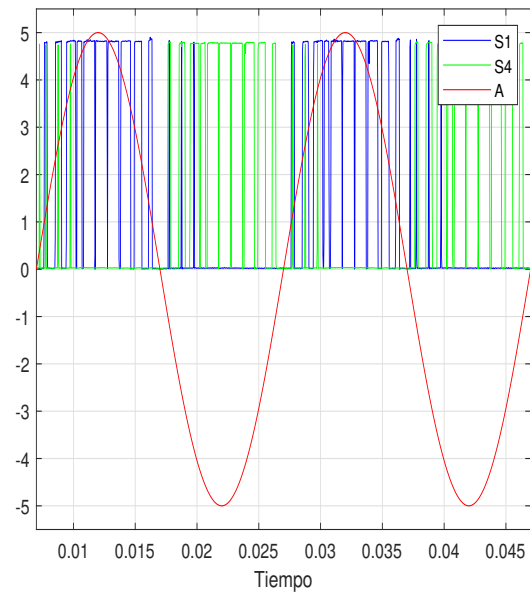
**Figura 6.1:** Fase A, y pulsos de S1, S2 y S3 en un semiperíodo.

### 6.2.2. Mediciones

Los resultados presentados en las Figuras 6.2a y 6.2b muestran que las señales de disparo obtenidas a partir de la simulación y aquellas derivadas del experimento práctico corresponden entre sí. Esta concordancia valida el diseño y la implementación del prototipo, particularmente en lo que respecta a la subdivisión denominada "subcircuito 2". Es importante destacar que la simulación actúa como una herramienta de referencia para corroborar el comportamiento experimental, garantizando que los disparos del modulador del CSI operan conforme a las especificaciones teóricas establecidas. Este alineamiento refuerza la fiabilidad del sistema en su conjunto y confirma el correcto funcionamiento del prototipo en esta etapa del desarrollo.



(a) Disparos de la simulación del modulador del CSI en la pierna de la fase A.



(b) Disparos experimentales del modulador del CSI en la pierna de la fase A.

**Figura 6.2:** Comparación entre los disparos de la simulación y los resultados experimentales.

### 6.2.3. Diseño

El diseño del prototipo mostró dos niveles de errores:

- Errores de ruteo (conexiones erróneas, error humano).
- Errores de diseño (elementos que no funcionaron).

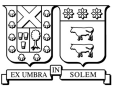
Los errores de ruteo que se identificaron fueron 2, en los elementos *U8* y **U13** (4081 y 74LS21) en sus pines 5 y 12 respectivamente, estos errores, en el prototipo fueron sorteados realizando puentes en la placa PCB. Por otro lado, los errores de diseño se dieron en el sub-circuito 1, en el circuito rectificador, lamentablemente en el equipo *MicroLabBox dSpace* no se puede unir las salidas analógicas con las digitales, debió a que sus tierras no son compartidas, con lo que la solución para el experimento fue alimentar la placa puramente con señales digitales, omitiendo así el sub-circuito 1.

En cuanto a los software utilizados para esto, se puede decir que el software PSIM, funcionó correctamente para verificar el funcionamiento del sub-circuito 2, pero lamentablemente pareciera que no logró corroborar correctamente el sub-circuito 1. En cuanto al software KiCad este funcionó correctamente, ya que los errores de ruteo fueron puramente humanos, es de fácil uso, intuitivo y su curva de aprendizaje es accesible.

### 6.2.4. Materiales, compra y fabricación

En cuanto a la fabricación de la placa se tuvieron varios problemas, entre los cuales se puede enlistar:

- **Inexperiencia con el diseño PCB:** Al no contar con experiencia previa en la fabricación y solicitud de PCB fue necesario rediseñar la placa varias veces.
- **Falta de materiales en la empresa fabricante:** El fabricante tiene materiales limitados, por lo que los



elementos tuvieron que ser ajustados o cambiados para calzar con los materiales disponibles.

- **Errores de formato en los archivos requeridos:** Cada empresa de fabricación solicita diferentes archivos y en formatos distintos, los más complejos son los archivos .csv, ya que estos se deben ensamblar a mano.

Estos problemas demoraron tanto la fase de diseño como e fabricación y entrega de la placa PCB. En anexos [1](#) [2](#) y [6](#) se muestran archivos necesarios y fotografías de la pagina del fabricante respectivamente.

# Capítulo 7

## Conclusión y trabajo futuro

### 7.1. Conclusión

#### 7.1.1. Esquema de operación y comportamiento

Se logró determinar el esquema de operación de un arreglo PV con un CSI, el esquema propuesto en la figura 2.1 consta de 4 componentes fundamentales:

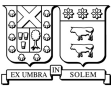
- **Arreglo PV:** El arreglo fotovoltaico deseado, el cual define la tensión DC, corriente DC y potencia máxima.
- **Elementos  $C_{dc}$  y  $L_{dc}$ :** Los elementos pasivos  $C_{dc}$  y  $L_{dc}$  son necesarios para operar un PV mediante un CSI, donde la inductancia es propia de un inversor en fuente de corriente para asegurar la continuidad de la corriente a la entrada del inversor, mientras que el condensador es requerido en un arreglo PV para no llevar la tensión a 0 cuando este es cortocircuitado.
- **Inversor CSI:** Un arreglo de 6 semiconductores controlados que dan paso a la corriente del arreglo hacia la red de manera controlada. Este control, realizado por un modulador, indica el ciclo de trabajo necesario para lograr el punto de operación óptimo. Además, en un CSI la operación es especial, ya que se trata de cortocircuitar continuamente la fuente y asegurarse de nunca tener un circuito abierto.
- **Filtro de salida AC:** Un filtro de segundo orden ( $LC$ ) es necesario a la salida para lograr filtrar frecuencias indeseadas, además, como se cuenta con un circuito boost en el momento en el que la fuente se encuentra conectado a la capacitancia a la salida AC, se puede tener subidas de tensión, por lo que no es necesario un transformador para lograr tensiones de red.

#### 7.1.2. Comportamiento del esquema PV

Se logró comprender y estudiar el comportamiento de un arreglo PV controlado, donde se puede operar en cualquier punto de la curva  $P - I$  (para un CSI), donde se reconoció la existencia de un punto de máxima potencia para cada nivel de radiación, requiriendo un algoritmo que busque el funcionamiento continuo del arreglo en este punto.

#### 7.1.3. Algoritmos MPPT

Se logró hacer funcionar el esquema bajo dos diferentes algoritmos MPPT, estos siendo **P&O** y **Conductancia incremental**. En resumidas cuentas se pueden definir por:



- **P&O:** Se basa en realizar pequeñas alteraciones a la referencia y registrar el cambio que estas alteraciones tienen en la potencia, para luego realimentar esta alteración si existió un aumento, no realimentar nada si el cambio fue nulo y realimentar la alteración en signo opuesto si el cambio fue negativo.
- **Conductancia incremental:** Se basa en buscar el punto en la curva de operación **V-I** en el cual la pendiente es 0, este punto es el punto de máxima potencia. Para lo cual se debe además de registrar los valores eléctricos, calcular la pendiente en cada instante para conocer si se encuentra a la izquierda o derecha del punto máximo en la curva.

Estos dos algoritmos evaluados tuvieron un comportamiento prácticamente igual, por lo cual, se decantó por el más simple en términos de computo. El algoritmo **P&O** es el más simple según la literatura [14], por lo que, al estar buscando minimizar el tamaño considerablemente de un CSI, requerir un poder de computo menor influye enormemente. Además, para asegurar que la referencia generada por el modulo MPPT se siguiera sin error estacionario, de manera rapida y eficiente, sin complicar computacionalmente (con el fin de reducir el tamaño) se implementó un controlador PI, el cual logro controlar la corriente del modulo PV de tal manera de obtener la máxima potencia posible. Además, se logró verificar que los transitorios de corriente no eran excesivos tanto en magnitud como en tiempo.

#### 7.1.4. Simulación completa

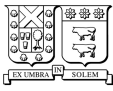
Se logró simular completamente el esquema, incluyendo los elementos pasivos determinados a partir de las ecuaciones (2.1), (2.2) y (2.3), como también el modulador analógico planteado [12], el control PI y los elementos activos (semiconductores controlados, diodos), logrando que funcione correctamente. Se logró extraer potencia máxima de el arreglo PV, sin dejar de lado cosas importantes como velocidad de respuesta, transitorios cortos y atenuados, flexibilidad de funcionamiento, resiliencia ante perturbaciones capacidad de entregar potencia activa variable. El esquema presenta de todos modos un problema, las pérdidas. Estas pérdidas están asociadas a los elementos pasivos seleccionados, sin embargo, se planteó opciones para reducir aún más los elementos, como plantear potencias mínimas (arreglos PV) mayores, frecuencias aún más altas, pero esto debe ser también verificado en un ejercicio de optimización tanto de costos como de pérdidas.

#### 7.1.5. Esquema óptimo

El esquema optimo que se puede desprender de este trabajo es igual al planteado, sin embargo, hay espacio de mejora en cuanto a pérdidas se habla. Estas pérdidas, asociadas a efecto joule en el componente resistivo de los elementos seleccionados puede atenuarse, al revisar las ecuaciones de interés ((2.1), (2.2) y (2.3)) se puede notar que quedan maneras de disminuir estos elementos aún más, dejando de lado la flexibilidad de funcionar con un solo panel de 450 [W], se podría plantear un mínimo de 2 o incluso 3 paneles, logrando así disminuir el porcentaje de pérdidas al poder disminuir el tamaño de los elementos. Además, se puede plantear la construcción de elementos inductivos de mucha mayor calidad, pero siempre considerando que esto conlleva un aumento en el costo monetario que podría tener el CSI.

#### 7.1.6. Prototipo

Se logró crear un prototipo del modulador analógico, el cual presentó problemas en su sub-circuito  $n^{\circ}1$ , el cual estaba encargado de rectificar las señales de tensión de la red. Ante la imposibilidad de poder alimentar señales analógicas como digitales mediante los elementos presentes, se pudo solo verificar el correcto funcionamiento del sub-circuito  $n^{\circ}2$ , sin antes corregir dos problemas de ruteo presentes producto de error humano. El prototipo, siendo alimentado directamente con las señales digitales por *MicroLabBox dSpace* logro replicar a la perfección los pulsos de disparos simulados a una frecuencia de  $1[kHz]$  y un indice de modulación de 1.



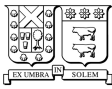
## 7.2. Trabajo futuro

Como trabajo futuro se puede enlistar lo siguiente:

1. Realizar un ejercicio de optimización económica a los elementos activos y pasivos del esquema planteado.
2. Realizar un ejercicio de optimización energético a los elementos activos y pasivos del esquema planteado.
3. Re-diseñar el sub-circuito  $n^{\circ}1$ .
4. Implementar el esquema planteado totalmente.

# Bibliografía

- [1] W. Mackenzie, «DER Growth in the United States,» Accedido: 7 de junio de 2023 (véase página 7).
- [2] Y. Zhang, J. Xiong, P. He y S. Wang, «Review of Power Decoupling Methods for Micro-Inverters Used in PV Systems,» *Chinese Journal of Electrical Engineering*, volumen 4, número 4, páginas 1-12, dic. de 2018 (véase página 7).
- [3] P. K. Bonthagorla y S. Mikkili, «Optimal PV Array Configuration for Extracting Maximum Power Under Partial Shading Conditions by Mitigating Mismatching Power Losses,» *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, volumen 8, número 2, páginas 499-510, mar. de 2022. DOI: [10.17775/CSEEJPES.2019.02730](https://doi.org/10.17775/CSEEJPES.2019.02730) (véase página 7).
- [4] G. Petrone, C. A. Ramos-Paja y G. Spagnuolo, *Photovoltaic Sources Modeling*. Wiley, 2017 (véase página 7).
- [5] N. Kumar, H. K. Singh y R. Niwareeba, «Adaptive Control Technique for Portable Solar Powered EV Charging Adapter to Operate in Remote Location,» en *Proceedings of the IEEE Conference on Automation Science and Engineering (IEEE CASE)*, mar. de 2023 (véase página 7).
- [6] A. Ali, K. Almutairi, S. Padmanaban et al., «Investigation of MPPT Techniques Under Uniform and Non-Uniform Solar Irradiation Condition—A Retrospection,» *IEEE Access*, jul. de 2020 (véase página 7).
- [7] S. H. Hanzaei, S. A. Gorji y M. Ektesabi, «A Scheme-Based Review of MPPT Techniques With Respect to Input Variables Including Solar Irradiance and PV Arrays' Temperature,» *IEEE Access*, oct. de 2020 (véase página 7).
- [8] A. Khan, M. D. Aqil, N. Malik, F. Ullah y A. Khalid, «Comparative Analysis of MPPT Techniques for SEPIC Based PV System,» *International Journal of Electrical and Electronics Engineers (IJEEE)*, volumen 8, número 1, dic. de 2020 (véase página 7).
- [9] R. B. Bollipo, S. Mikkili y P. K. Bonthagorla, «Hybrid, Optimal, Intelligent and Classical PV MPPT Techniques: A Review,» *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, volumen 7, número 1, ene. de 2021 (véase página 7).
- [10] A. Bier, *Three-phase grid-tied current-source inverter sizing and control for photovoltaic application*. 2016 (véanse páginas 9, 10).
- [11] B. Sahan, A. Notholt-Vergara, A. Engler y P. Zacharias, *Development of a single-stage three-phase PV module integrated converter*. 2007 (véanse páginas 10, 17).
- [12] J. A. Roseline y M. S. Kumaran, «Generalized Modulation Technique for Current Source Converters,» 2018 (véanse páginas 11-13, 17, 53).
- [13] MathWorks, *MPPT Algorithms*, <https://la.mathworks.com/discovery/mppt-algorithm.html>, Accessed: 2024-09-24, 2024 (véase página 16).



- [14] I. W. Christopher y R. Ramesh, «Comparative Study of P&O and InC MPPT Algorithms,» *American Journal of Engineering Research (AJER)*, volumen 2, (véanse páginas 16, 47, 53).
- [15] T. Instruments, *SN74LS00 Datasheet: Quad 2-Input NAND Gate*, <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74ls00.pdf>, Accessed: 2024-10-05 (véase página 17).
- [16] Würth Elektronik, *744821240 - WE-HC Inductor Datasheet*, Accessed: 2024-09-25, 2016. dirección: <https://www.we-online.com/components/products/datasheet/744821240.pdf> (véase página 21).
- [17] Würth Elektronik, *7448011008 - WE-MAPI Inductor Datasheet*, Accessed: 2024-09-25, 2021. dirección: <https://www.we-online.com/components/products/datasheet/7448011008.pdf> (véase página 21).
- [18] T. Corporation, *MKP Film Capacitors B32754/B32758 Series Data Sheet*, [https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/mkp\\_mfp/data\\_sheet/20/20/ds/mkp\\_b32754\\_758.pdf](https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/mkp_mfp/data_sheet/20/20/ds/mkp_b32754_758.pdf), Accessed: 2024-10-02 (véase página 21).
- [19] K. Corporation, *C4AQ Power Film Capacitors for DC Link Applications Data Sheet*, [https://www.mouser.cl/datasheet/2/447/KEM\\_F3128\\_C4AQ\\_P-3316424.pdf](https://www.mouser.cl/datasheet/2/447/KEM_F3128_C4AQ_P-3316424.pdf), Accessed: 2024-10-02 (véase página 21).
- [20] I. T. AG, *IPB60R040C7 600V CoolMOS™ C7 N-channel Power MOSFET*, <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/n-channel/500v-950v/ipb60r040c7/>, Accessed: 2024-10-02 (véase página 21).
- [21] R. Semiconductor, *RFV30TG6S 30V N-Channel MOSFET*, <https://www.rohm.com/datasheet?p=RFV30TG6S&dist=Mouser&media=referral&source=mouser.com&campaign=Mouser>, Accessed: 2024-10-02 (véase página 21).
- [22] N. Mohan, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd. Wiley, 2003 (véase página 49).

# Anexo



## IPB60R040C7



### MOSFET

#### 600V CoolMOS™ C7 Power Transistor

CoolMOS™ C7 is a revolutionary technology for high voltage power MOSFETs, designed according to the superjunction (SJ) principle and pioneered by Infineon Technologies.

600V CoolMOS™ C7 series combines the experience of the leading SJ MOSFET supplier with high class innovation.

The 600V C7 is the first technology ever with  $R_{DS(on)} \cdot A$  below  $10\text{m}\Omega \cdot \text{mm}^2$ .

#### Features

- Suitable for hard and soft switching (PFC and high performance LLC)
- Increased MOSFET  $dv/dt$  ruggedness to  $120\text{V}/\text{ns}$
- Increased efficiency due to best in class FOM  $R_{DS(on)} \cdot E_{oss}$  and  $R_{DS(on)} \cdot Q_g$
- Best in class  $R_{DS(on)}$  /package
- Qualified for industrial grade applications according to JEDEC (J-STD20 and JESD22)

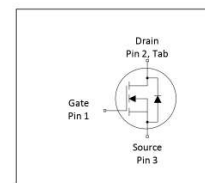
#### Benefits

- Increased economies of scale by use in PFC and PWM topologies in the application
- Higher  $dv/dt$  limit enables faster switching leading to higher efficiency
- Enabling higher system efficiency by lower switching losses
- Increased power density solutions due to smaller packages
- Suitable for applications such as server, telecom and solar
- Higher switching frequencies possible without loss in efficiency due to low  $E_{oss}$  and  $Q_g$

#### Applications

PFC stages and PWM stages (TTF, LLC) for high power/performance SMPS e.g. Computing, Server, Telecom, UPS and Solar.

*Please note: For MOSFET paralleling the use of ferrite beads on the gate or separate totem poles is generally recommended.*



**Table 1 Key Performance Parameters**

Parameter	Value	Unit
$V_{DS} @ T_{j,max}$	650	V
$R_{DS(on),max}$	40	$\text{m}\Omega$
$Q_{g,typ}$	107	nC
$I_{D,pulse}$	211	A
$I_{D,continuous} @ T_j < 150^\circ\text{C}$	73	A
$E_{oss}@400\text{V}$	12.6	$\mu\text{J}$
Body diode $di/dt$	450	$\text{A}/\mu\text{s}$

Type / Ordering Code	Package	Marking	Related Links
IPB60R040C7	PG-TO 263	60C7040	see Appendix A

**Figura 1:** Datasheet del mosfet IPB60R040C7.





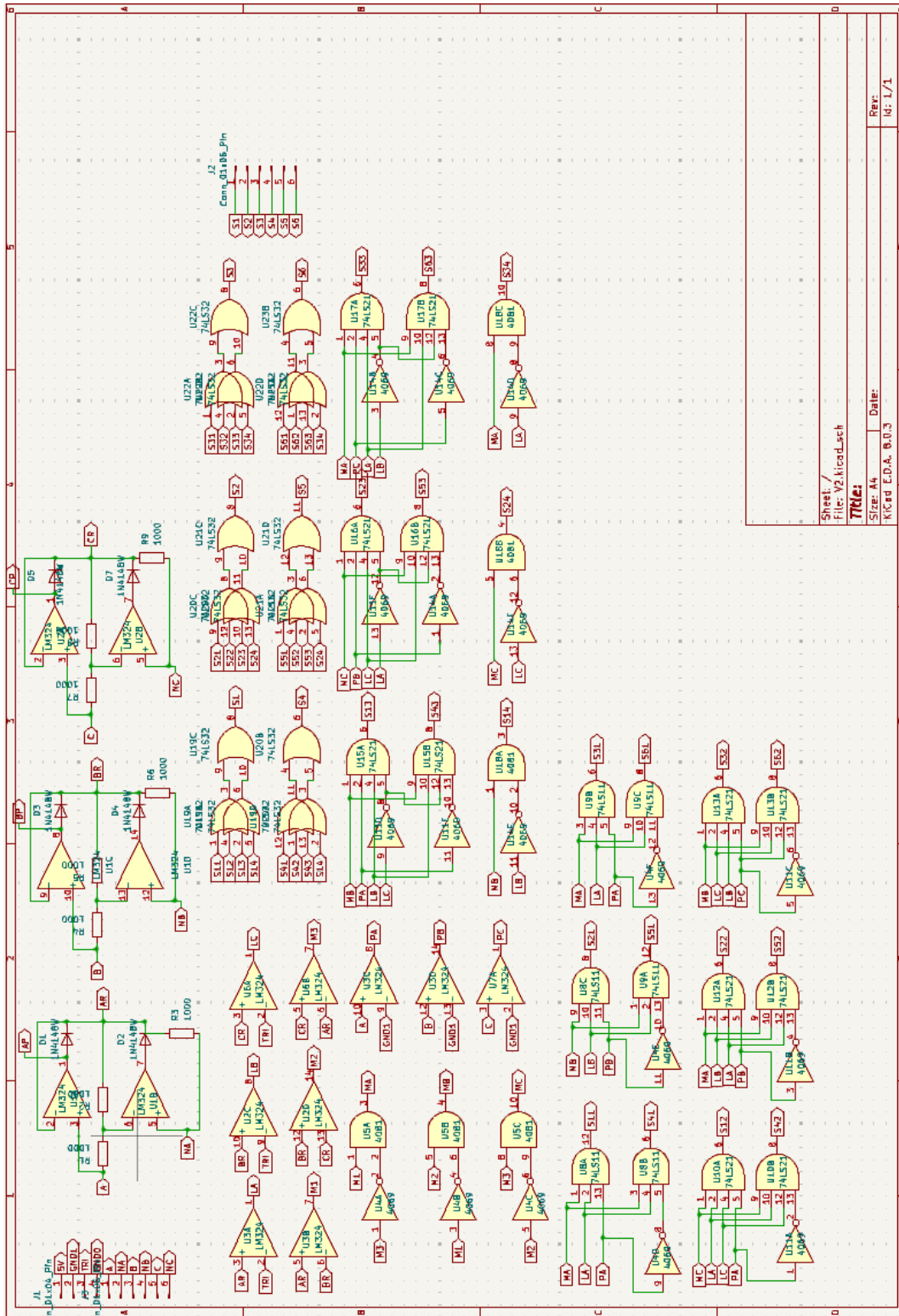
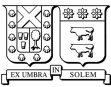
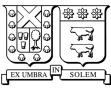
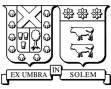


Figura 4: Diagrama de conexión de la placa PCB.



**Código 1:** Código MATLAB para la generación de referencia P&O

```
function Iref = RefGen(V,I)
Irefmax = 12;
Irefmin = 0;
Irefini = 9;
deltalref= 0.06;
persistent Iold Pold Irefold;
datatype = 'double';
if isempty(Iold)
    Iold=0;
    Pold=0;
    Irefold= Irefini;
end
P=V*I;
dl= I - Iold;
dP = P - Pold;
if abs(dP)>=40
    Iref=Irefini;
else
    if dP ~= 0
        if dP < 0
            if dl < 0
                Iref= Irefold + deltalref;
            else
                Iref = Irefold - deltalref;
            end
        else
            if dl < 0
                Iref= Irefold - deltalref;
            else
                Iref = Irefold + deltalref;
            end
        end
    else
        Iref = Irefold;
    end
end
if Iref >= Irefmax
    Iref = Irefmax;
end
if Iref <= Irefmin
    Iref = Irefmin;
end
Irefold = Iref;
Iold = I;
Pold = P;
```



**Código 2:** Código MATLAB para la generación de referencia conductancia incremental

```
function [Idc_ref, Gc] = mppt_incond(V, I)
    persistent Iold Vold Idc_ref_old;
    Irefmax = 12;
    Irefmin = 0;
    Irefini = 9;
    Istep = 0.06;
    if isempty(Iold)
        Iold = 0;
        Vold = 0;
        Idc_ref_old = Irefini;
    end
    dI = I - Iold;
    dV = V - Vold;
    G = I / V; %Conductancia
    dG = dI / dV;
    Idc_ref = Idc_ref_old;
    if dV == 0 %Evitar div/0
        if dI == 0
            %@MPPT
            Idc_ref = Idc_ref_old;
        elseif dI > 0
            Idc_ref = Idc_ref - Istep;
        else
            Idc_ref = Idc_ref + Istep;
        end
    else
        if dG + G == 0
            Idc_ref = Idc_ref_old;
        elseif dG + G > 0
            Idc_ref = Idc_ref - Istep;
        else
            Idc_ref = Idc_ref + Istep;
        end
    end
    Idc_ref = max(min(Idc_ref, Irefmax), Irefmin);
    Iold = I;
    Vold = V;
    Idc_ref_old = Idc_ref;
    Gc = G;
end
```

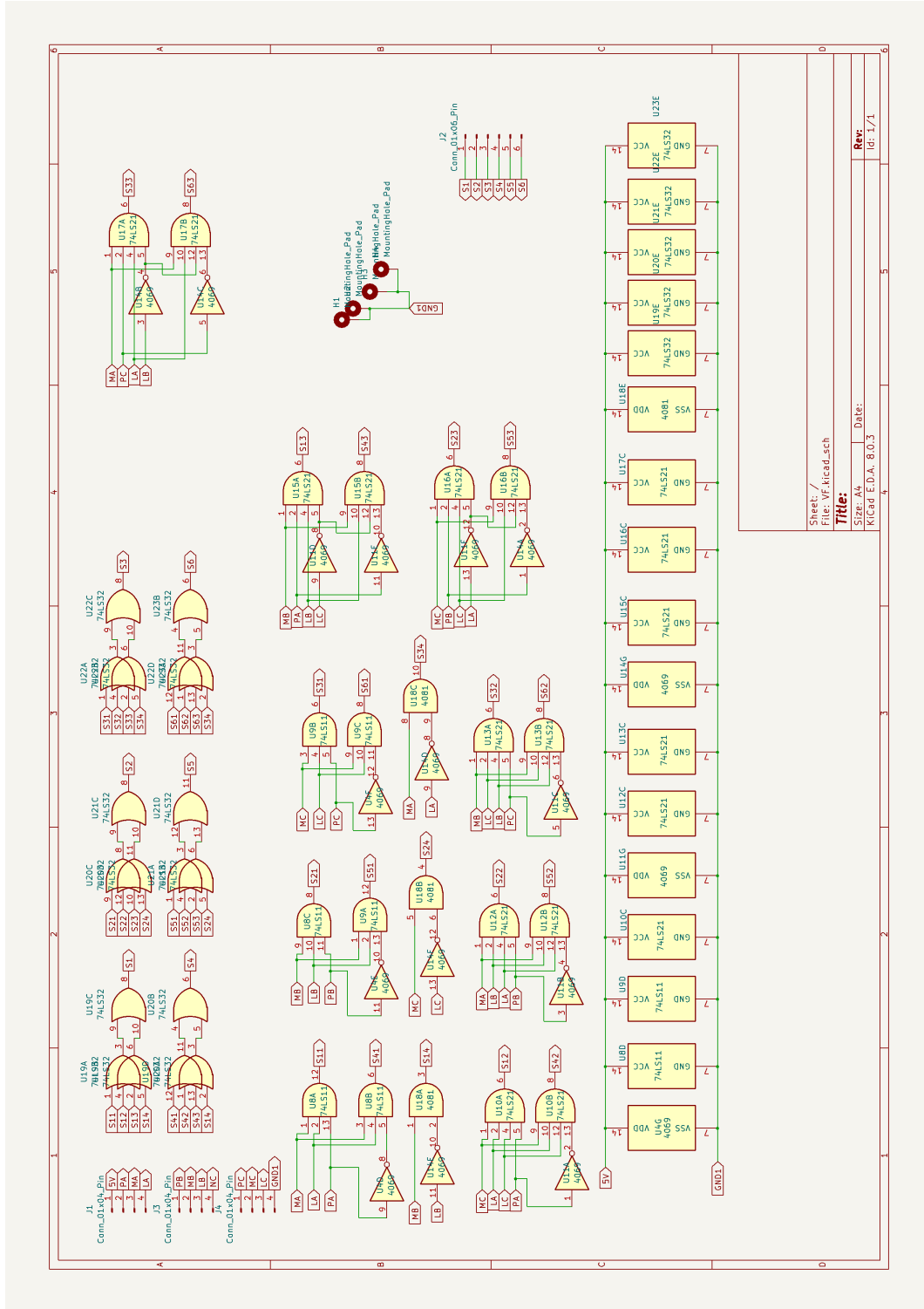
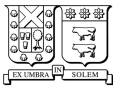
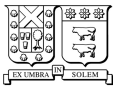
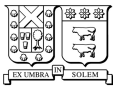


Figura 5: Diagrama eléctrico de la versión 2.0 de la placa PCB del prototipo.



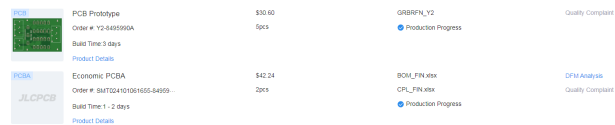
**Tabla 1:** CPL *chip placement* de la placa PCB.

Designator	Mid X	Mid Y	Layer	Rotation
D1	98,90000	-91,00000	Top	180
D2	98,90000	-95,00000	Top	180
D3	98,80000	-101,00000	Top	180
D4	98,80000	-104,50000	Top	180
D5	98,80000	-110,50000	Top	180
D7	98,80000	-114,50000	Top	180
R1	82,85780	-88,26100	Top	0
R2	82,85780	-91,55100	Top	0
R3	82,85780	-94,84100	Top	0
R4	82,85780	-98,13100	Top	0
R5	82,85780	-101,42100	Top	0
R6	82,85780	-104,71100	Top	0
R7	82,85780	-108,00100	Top	0
R8	82,85780	-111,29100	Top	0
R9	82,85780	-114,58100	Top	0
U1	90,50000	-81,42100	Top	0
U2	90,50000	-102,88100	Top	0
U3	90,50000	-124,34100	Top	0
U4	107,50000	-68,92100	Top	0
U5	117,58720	-68,92100	Top	0
U6	127,06220	-68,92100	Top	0
U7	136,56220	-68,96000	Top	0
U8	147,06220	-91,88000	Top	0
U9	136,56220	-91,88000	Top	0
U10	107,50000	-91,84100	Top	0
U11	117,58720	-91,84100	Top	0
U12	127,06220	-91,84100	Top	0
U13	107,50000	-114,00100	Top	0
U14	117,58720	-114,00100	Top	0
U15	127,06220	-114,00100	Top	0
U16	136,56220	-114,04000	Top	0
U17	147,06220	-114,04000	Top	0
U18	107,50000	-135,88100	Top	0
U19	117,58720	-135,88100	Top	0
U20	127,06220	-135,88100	Top	0
U21	136,56220	-135,92000	Top	0
U22	147,06220	-135,92000	Top	0
U23	147,06220	-68,96000	Top	0



**Tabla 2:** BOM *bill of materials* de la placa PCB.

Comment	Designator	Footprint	JLCPCB Part # (optional)
1N4148W	D7,D5,D4,D3,D2,D1	D_SOD-123	
4069	U14,U4,U11	SOIC-14_3.9x8.7mm_P1.27mm	
74LS21	U15,U16,U12,U10,U13,U17	SOIC-14_3.9x8.7mm_P1.27mm	
	J1	1098169	
	J3,J2	1098171	
74LS32	U20,U19,U22,U21,U23	SOIC-14_3.9x8.7mm_P1.27mm	
1000	R5,R7,R8,R6,R3,R9,R2,R4,R1	R_0603_1608Metric	
LM324	U1,U7,U6,U3,U2	SOIC-14_3.9x8.7mm_P1.27mm	
74LS11	U9,U8	SO-14_5.3x10.2mm_P1.27mm	
4081	U5,U18	SOIC-14_3.9x8.7mm_P1.27mm	



**Figura 6:** Imagen de <https://jlcpcb.com/>