

TRABAJO DE FINAL DE GRADO

Grado en ingeniería electrónica industrial y automática

**ESTUDIO DE ALGORITMOS DE SEGUIMIENTO DEL PUNTO DE  
MÁXIMA POTENCIA EN SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**



**Memoria**

**Autor:** Lucía Leticia González Sobrino  
**Director:** Herminio Martínez García  
**Co-Director:** Jordi Cosp Vilella  
**Convocatoria:** Octubre 2018



## **Resumen**

La necesidad de encontrar formas eficaces para el aprovechamiento de energías renovables se encuentra en auge debido a la enorme demanda energética de la sociedad actual. El objetivo del presente proyecto es desarrollar y diseñar un sistema cargador de baterías, basado en diferentes algoritmos MPPT que permiten incrementar la eficiencia de los paneles solares, utilizando dos convertidores de potencia CC/CC y un microcontrolador.

El primero es un convertidor elevador, que implementa el control MPPT utilizando diferentes algoritmos (Perturbar y observar, *hill climbing*, conductancia incremental, tensión en circuito abierto y corriente en cortocircuito) con el objetivo de optimizar la eficiencia hallando el punto de máxima potencia.

El segundo es un convertidor reductor, que controla la corriente y el voltaje de carga aplicado a la batería con la finalidad de protegerla ante daños comunes, como sobrecarga, descarga, sobre corriente...

Los modelos del panel solar, los convertidores y la batería han sido construidos en *MATLAB/Simulink* para poder simular el comportamiento dinámico del sistema. La implementación física de los controles ha sido programada a través de *Arduino*.

## Resum

La necessitat de trobar formes eficaces per l'aprofitament d'energies renovables es troba en auge a causa de l'enorme demanda energètica de la societat actual. L'objectiu d'aquest present projecte és desenvolupar i dissenyar un sistema carregador de bateries, basat en diferents algoritmes MPPT que permetin incrementar l'eficiència dels panells solars, utilitzant dos convertidors de potència CC/CC i un microcontrolador.

El primer és un convertidor elevador, que implementa el control MPPT utilitzant diferents algoritmes (pertorbar i observar, *hill climbing*, conductància incremental, tensió en circuit obert i corrent en curtcircuit) amb l'objectiu d'optimitzar l'eficiència trobant el punt de màxima potència.

El segon és un convertidor reductor, que controla el corrent i la tensió de càrrega aplicat a la bateria amb la finalitat de protegir-la de danys comuns, com sobrecàrrega, descàrrega, sobrecorrent, ...

Els models del panel solar, els convertidors i la bateria han estat construïts en *MATLAB/Simulink* per tal de simular el comportament dinàmic del sistema. La implementació física dels controls ha estat programada utilitzant *Arduino*.

## **Abstract**

The need to find effective techniques on the exploitation of renewable energy is on the rise because of the huge energy-demand of the today's society. The present project aims to presents the design and development of a battery charging system, based on different MPPT algorithms that allows to improve efficiency of solar panels by using two DC/DC converters and a micrcontroller.

The first is a boost converter that implements the MPPT control using different algorithms (Perturb and observe, hill climbing, incremental conductance, fractional open circuit and short current circuit) in order to optimize the efficacy finding the maximum power point.

The second is a buck converter that controls the charging current and voltage applied to the battery in order to protect it against common dangers, such as overcharge, over discharge, over current...

Models of the solar panel, converters and battery have been built in MATLAB/Simulink to simulate dynamic behaviour of the system, and the physical implementation of the controls were programmed with Arduino.

## Agradecimientos

A mi familia, por ser un punto de apoyo y brindarme su ayuda en los momentos difíciles, acompañarme en el camino a lo largo de la carrera y estar pendientes de mi bienestar durante estos años, especialmente a Lydia y Rossana, que han sido un soporte diario y en las que he descargado mis principales preocupaciones.

A mis directores de proyectos, Herminio Martínez y Jordi Cosp, por guiarme a través del desarrollo del proyecto, enseñarme conocimientos a lo largo de la carrera y ser un soporte en momentos complicados durante la realización de este trabajo.

A mis amigos y compañeros de carrera, que no sólo han compartido conmigo esta larga experiencia, sino que también han sido una gran fuente de aprendizaje.

A todos los profesores que he tenido a lo largo de estos años, que no han dudado en invertir horas fuera del horario habitual para que pudiera consolidar los conceptos adquiridos en clases.

Al resto de personas que han hecho posible la realización de este trabajo.

**Gracias a todos, de corazón.**



# Índice

<b>RESUMEN.....</b>	<b>II</b>
<b>RESUM .....</b>	<b>III</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>IV</b>
<b>AGRADECIMIENTOS.....</b>	<b>V</b>
<b>1. PREFACIO.....</b>	<b>1</b>
1.1. Origen del trabajo.....	1
1.2. Motivación .....	1
1.3. Requerimientos previos.....	1
<b>2. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>2</b>
2.1. Objetivos del trabajo .....	2
2.2. Abaste del trabajo.....	2
<b>3. DISEÑO DEL PANEL SOLAR.....</b>	<b>4</b>
3.1. Radiación solar .....	4
Datos históricos de la radiación solar .....	4
3.2. Instalaciones Fotovoltaicas.....	5
3.3. Modelización de una célula fotovoltaica.....	6
Modelo ideal .....	6
Parámetros considerados .....	7
3.4. Modelado del panel solar a través de <i>MATLAB – Simulink</i> .....	16
Descripción de los bloques .....	17
Simulación del sistema .....	20
<b>4. CONVERTIDORES DE POTENCIA .....</b>	<b>27</b>
4.1. Convertidor elevador.....	27



Análisis del convertidor.....	27
Dimensionado del convertidor.....	28
Selección de semiconductores .....	31
Selección de componentes pasivos .....	37
Pérdida y rendimiento global del convertidor.....	41
4.2.  Convertidor reductor .....	42
Análisis del convertidor.....	42
Dimensionado del convertidor.....	44
Selección de semiconductores .....	46
Selección de modelos comerciales .....	47
Selección de componentes pasivos .....	49
Pérdida y rendimiento global del convertidor.....	49
4.3.  Driver de puerta.....	50
Driver del elevador .....	50
Driver del reductor.....	52
4.4.  Circuito de sensado .....	54
Sensado de tensión.....	54
Sensado de corriente .....	54
4.5.  Cargas de prueba .....	56
<b>5.  ACUMULADOR DE ENERGÍA .....</b>	<b>57</b>
5.1.  Tipos y clasificación de las baterías .....	57
5.2.  Parámetros de la batería .....	57
5.3.  Estados de funcionamiento.....	58
Descarga de la batería.....	58
Carga de la batería .....	59
Circuito abierto o auto descarga .....	60
5.4.  Modelado de la batería .....	60
Información de la batería utilizada .....	60
Modelo de batería en <i>MATLAB – Simulink</i> .....	61
Extracción de los parámetros de la batería.....	62

Simulación de la batería.....	64
<b>6. SEGUIMIENTO DEL PUNTO MÁXIMO DE POTENCIA .....</b>	<b>66</b>
6.1. Tensión a circuito abierto (FOC).....	66
Diagrama de flujo .....	67
6.2. Corriente en cortocircuito.....	68
Diagrama de flujo .....	68
6.3. <i>Hill climbing</i> .....	70
Diagrama de flujo .....	70
Simulaciones en <i>MATLAB</i> .....	72
Resultados experimentales.....	73
6.4. Perturbar y observar .....	74
Diagrama de flujo .....	74
Simulaciones en <i>MATLAB</i> .....	78
Resultados experimentales.....	79
6.5. Conductancia incremental .....	80
Diagrama de flujo .....	80
Simulaciones en <i>MATLAB</i> .....	84
Resultados experimentales.....	85
6.6. Conductancia incremental con paso variable .....	86
Simulaciones en <i>MATLAB</i> para $N=0.02$ .....	87
Resultados experimentales con $N=0.01$ .....	88
Resultados experimentales con $N=0.02$ .....	89
6.7. Comparación de métodos .....	90
<b>7. REGULACIÓN DE CARGA DE LA BATERÍA .....</b>	<b>91</b>
7.1. Implementación del algoritmo.....	92
7.2. Limitaciones prácticas.....	94
<b>8. IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA COMPLETO .....</b>	<b>95</b>

<b>9. INTERFAZ DE SIMULACIÓN.....</b>	<b>96</b>
<b>CONCLUSIONES.....</b>	<b>97</b>
<b>PRESUPUESTO .....</b>	<b>98</b>
Material fungible .....	98
Equipos .....	100
Licencias de software .....	101
Recursos humanos .....	101
Presupuesto final.....	101
<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>V</b>

# 1. Prefacio

El presente proyecto pretende diseñar un sistema eficaz que permita alimentar una carga, en este caso una batería, a través de energía solar proveniente de placas fotovoltaicas.

## 1.1. Origen del trabajo

El correcto aprovechamiento de las energías renovables, en este caso la energía solar, es una necesidad que se encuentra muy presente en la sociedad actual. Por este motivo, se ha optado por desarrollar una herramienta de trabajo que permita evaluar los diferentes algoritmos utilizados para obtener el máximo rendimiento de la energía solar.

## 1.2. Motivación

La principal motivación de este proyecto es desarrollar una aplicación que permita simular el comportamiento de las placas solares, así como determinar el algoritmo de control que presente mejores resultados para que éstas trabajen en el punto de máxima potencia.

Por otra parte, se ha decidido completar el proyecto con un segundo control (sobre un convertidor adicional) que permita regular la tensión y corriente para la carga de una batería conectada en la salida de éste.

El proyecto se ha implementado de forma física, separando ambas partes, para comprobar el correcto funcionamiento físico del diseño. De esta forma, se ha desarrollado un sistema basado en dos convertidores, capaz de obtener el máximo rendimiento de las placas solares y controlar de forma eficaz la carga de una batería a través de la energía proporcionada por la radiación solar.

## 1.3. Requerimientos previos

Para el desarrollo de este proyecto han sido necesarios conocimientos adquiridos a lo largo del grado de ingeniería electrónica y automatización, especialmente de las asignaturas que se mencionan a continuación:

En primer lugar, la asignatura de “Electrónica de potencia”, ya que en ésta se ha estudiado el funcionamiento y diseño de los convertidores de potencia.

En segundo lugar, la asignatura de “Técnicas de control”, ya que ha sido necesario un conocimiento previo de los controles básicos que pueden emplearse sobre los convertidores de potencia.

Finalmente, han sido también necesarios los conocimientos adquiridos durante la carrera, en diferentes asignaturas, sobre programación de microcontroladores (“Informática industrial”), manejo de *MATLAB* y *Simulink* (“Regulación automática” entre otras), y *OrCad* (“Electrónica analógica”).

## 2. Introducción

### 2.1. Objetivos del trabajo

El objetivo es conseguir una herramienta de trabajo fiable, que permita probar diferentes algoritmos de máxima potencia, en este caso sobre un convertidor elevador, aunque podría implementarse sobre otro tipo de convertidores de potencia. En este proyecto se realizará una comparativa de los resultados obtenidos para cada uno de ellos, con la finalidad de concluir cual es el más adecuado.

Por otro lado, el proyecto se completa a través del desarrollo de un segundo sistema, conectado en cascada al primero, que permita controlar la carga de una batería.

De esta forma, la irradiancia del sol sobre el panel solar genera una potencia que será adaptada a través de una señal PWM, que encontrará el punto en el que la placa solar proporciona la potencia máxima según su curva característica y las condiciones ambientales existentes. Posteriormente, se implementará un segundo convertidor, en este caso reductor, que se encargará de controlar el estado de carga de la batería, con el fin de protegerlas y mantener sus valores dentro de los límites fijados por el fabricante según su nivel de carga o descarga. Ambos controles se realizarán a través de un microcontrolador, que controla el ciclo de trabajo de ambos convertidores y un interruptor de potencia necesario para evitar daños de sobrecarga en la batería.

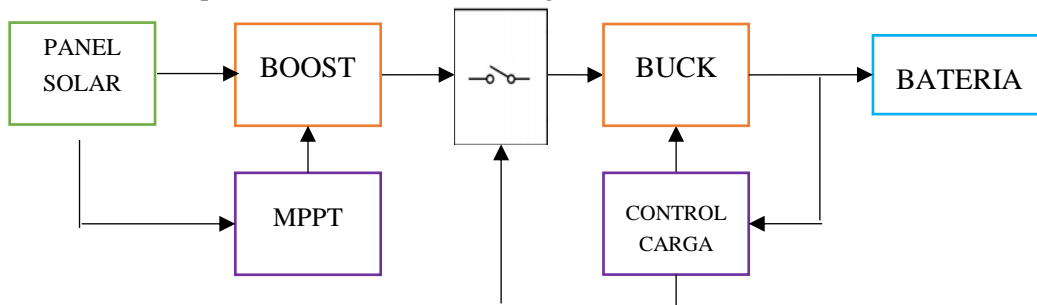


Fig 1 Esquema de bloques del sistema diseñado

### 2.2. Abaste del trabajo

El proyecto se encuentra organizado en diferentes partes que componen el sistema completo desarrollado:

- Diseño y modelado del panel solar en *Simulink*, a través de los valores proporcionados por el fabricante en su hoja de datos.
- Cálculos de los componentes de los convertidores de potencia, selección entre los modelos comerciales y evaluación de pérdidas de potencia. Implementación física de los circuitos.
- Modelado en *Simulink* de la batería comercial escogida.
- Estudio de los controles para obtener el punto de máxima potencia del panel solar e implementación de estos en *Simulink* y *Arduino*.

- Estudio y diseño del control de carga de la batería.
- Diseño de la interfaz de simulación que permita utilizar el sistema como herramienta de evaluación de los algoritmos de seguimiento del punto máximo de potencia en diferentes placas solares.

## **3. Diseño del panel solar**

### **3.1. Radiación solar**

La radiación solar es la energía electromagnética emitida por los procesos de fusión del hidrógeno contenido en el sol. No se trata de una energía constante, ya que varía durante el día, las estaciones, la nubosidad, ángulo de incidencia sobre la tierra y de la reflectancia de las superficies.

La irradiancia total o global es aquella radiación que recibe un metro cuadrado de una superficie horizontal, y viene dado por la suma de tres tipos de radiación solar:

- Directa: aquella que llega directamente del sol. Sólo existe cuando el sol es visible.
- Difusa o dispersa: efecto generado debido a que, cuando la radiación solar que alcanza la superficie de la atmosfera, se dispersa de su dirección como consecuencia de las moléculas presentes en la misma. Por este motivo, durante invierno es cuándo mayor porcentaje representa de la irradiancia total.
- Reflejada: aquella que es reflejada por la superficie terrestre. Depende del coeficiente de reflexión (llamado albedo) de la superficie sobre la cual incide.

La suma total de las tres radiaciones (irradiancia total) presenta, en el mejor de los casos, valores instantáneos de  $1000 \text{ W/m}^2$ .

#### **Datos históricos de la radiación solar**

Como ya se ha comentado, la potencia recibida por la radiación solar incidente varía en función de las condiciones ambientales y la localización de la instalación. Con el fin de obtener una simulación real de los datos a la hora de modelar el panel solar, se ha procedido a realizar un breve estudio de los valores habituales obtenidos en la ciudad de Barcelona.

A continuación, se enseña un gráfico de los datos obtenidos a través de la Agencia Estatal de Meteorología, en la cual se puede observar la evolución de la irradiancia en Barcelona durante el día 3 de septiembre de 2018:

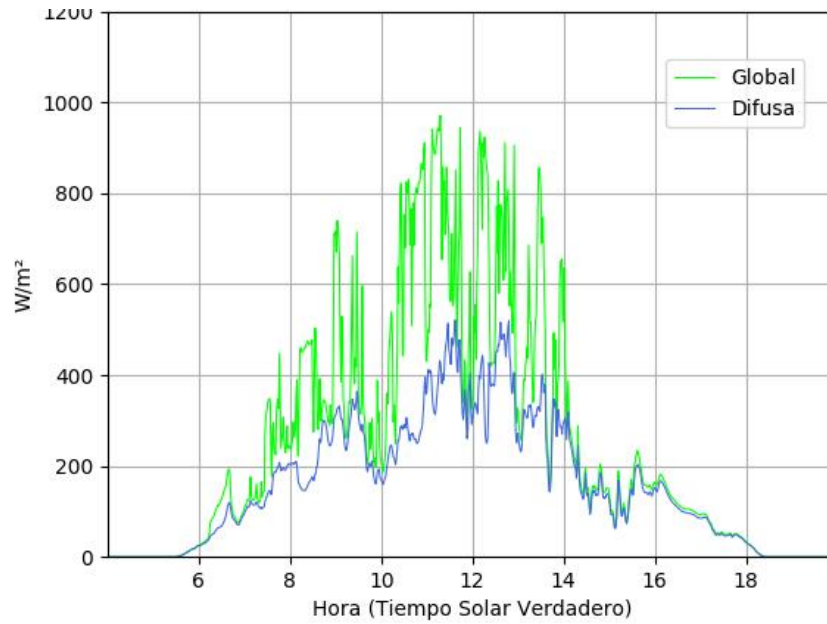


Fig 2 Radiación solar directa y difusa de la ciudad de Barcelona para el día 3 de septiembre de 2018 [16].

Estos datos pueden obtenerse diariamente, gracias al proyecto *AEMET OpenData* [16], y son correspondientes a la estación meteorológica situada en las coordenadas 41° 23' 26" N (latitud) y 2° 12' 0" E (longitud). El siguiente mapa muestra su localización geográfica:



Fig 3 Mapa de situación de la estación meteorológica de la que se han extraído los datos de irradiancia utilizados para la simulación

### 3.2. Instalaciones Fotovoltaicas

El funcionamiento de los dispositivos fotovoltaicos se basa en la capacidad de algunos materiales semiconductores, tratados oportunamente, de convertir la energía de la radiación solar en energía eléctrica (corriente continua) sin necesidad de partes mecánicas en movimiento. [15]



Las instalaciones fotovoltaicas se clasifican en dos grupos:

- Instalaciones aisladas (*stand-alone*): utilizado para abastecer usuarios con bajos consumos o sitios donde no llega la red eléctrica.
- Sistemas conectados en red (*grid-connected*): están conectados a la red eléctrica y permiten el intercambio de energía con ésta (tanto para inyectar energía en caso de excedente como para adquirirla en caso de no disponer de suficiente energía para abastecer la carga).

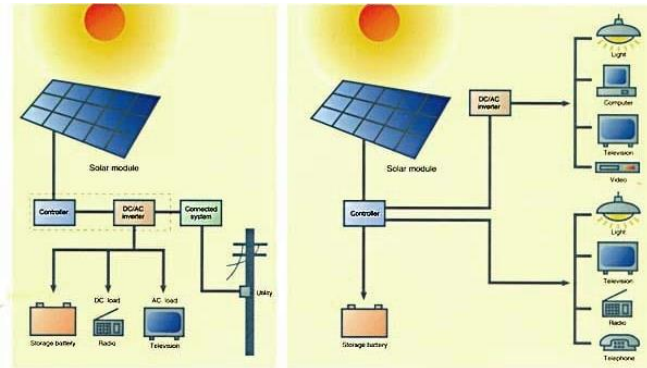


Fig 4 Ejemplo de instalaciones fotovoltaicas: Grid connected (izquierda) y Stand-alone (derecha).[14]

En este proyecto, la instalación fotovoltaica que se diseñará pertenece al primer grupo, ya que no se prevé conexión con la red eléctrica.

### 3.3. Modelización de una célula fotovoltaica

#### Modelo ideal

La curva característica I-V que presenta un panel solar ideal es la resultante de la superposición de la curva I-V del diodo con la corriente fotogenerada. Al incidir la luz, la curva se desplaza hacia el cuarto cuadrante de ésta, permitiendo la extracción de potencia del diodo.

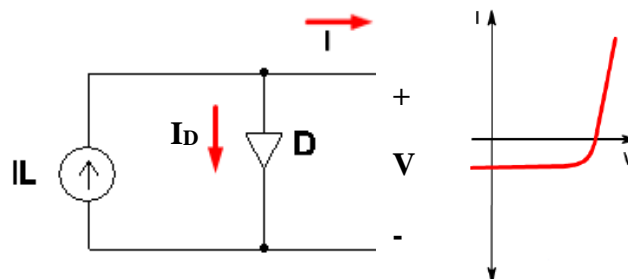


Fig 5 Modelo eléctrico ideal de un panel solar y su curva característica I-V.

Siendo  $I_L$  la corriente generada por la luz, para una célula solar ideal, se tiene entonces una corriente de salida:

$$I = I_L - I_D \quad (3.1)$$

No obstante, para que la estimación sea real, se deben de considerar diversos parámetros que afectarán al comportamiento ideal del circuito y, por lo tanto, harán variar la ecuación utilizada para emular el sistema.

## **Parámetros considerados**

### ***Corriente de cortocircuito***

Hace referencia a la mayor corriente que puede extraerse de la célula solar, ya que es aquella en la que el voltaje entre los terminales de la célula solar es cero (se encuentra cortocircuitada). Se debe a la generación y recolección de los portadores de carga generados por la luz, y se representa con  $I_{sc}$ . Marca el punto de intersección con el eje vertical de la gráfica característica I-V. Esta corriente depende de diferentes factores:

- Área de la célula solar (densidad de corriente).
- Número de fotones (potencia de la fuente de luz).
- Espectro de luz incidente (se utiliza, de manera normalizada AM 1.5).
- Propiedades ópticas de la célula solar (absorción y reflexión).
- Probabilidad de generación de carga (pasivación de superficie y tiempo de vida de los portadores minoritarios en la base).

Para realizar la lectura de  $I_{sc}$  en un panel fotovoltaico, se puede realizar a través de pinzas amperimétricas y de forma individual (no es recomendable realizar la medición para diferentes paneles conectados entre sí). Por otro lado, con el fin de aumentar la fiabilidad, es recomendable realizarlas cuando las placas solares se encuentran a mayor exposición solar, ya que las medidas se acercan más a los valores proporcionados por el fabricante.

### ***Voltaje en circuito abierto***

Hace referencia al máximo voltaje disponible en una célula solar, ya que es aquél en el que la corriente es cero (se encuentra en circuito abierto). Se debe a la cantidad de polarización directa de la célula solar, debido a la polarización de la unión de células solares como consecuencia de la corriente generada por la luz  $I_L$ , y se representa con  $V_{oc}$ . Marca el punto de intersección con el eje horizontal de la gráfica característica I-V.

### ***Punto de potencia máxima***

El punto de potencia máxima (PPM) es aquel punto de la curva característica de un panel solar en el que el producto de la corriente y el voltaje alcanza su máximo. En la siguiente gráfica se puede observar un ejemplo del mismo:

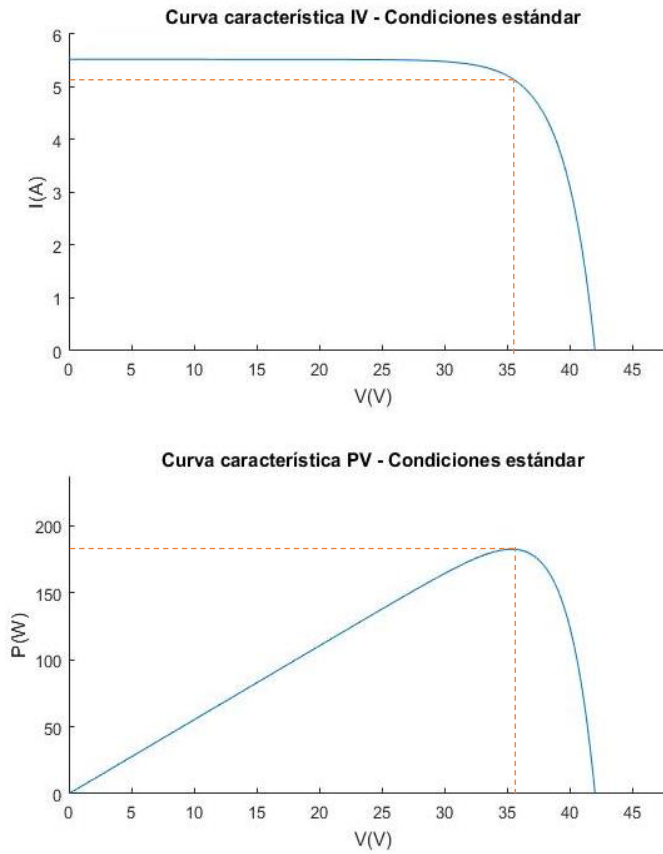


Fig 6 Curvas características de un panel solar para una radiación solar fija.

Cabe destacar que la curva de gráfica anterior puede variar en función de diversos parámetros, que afectan a la cantidad de radiación solar que recibe el panel. Los más importantes son los siguientes:

- Latitud
- Orientación del campo solar
- Estación
- Hora del día
- Sombras imprevisibles (edificios, nubes, ...)

Esto provocará una variación continua del PPM, ya que este corresponde al punto de tangencia entre la característica del generador fotovoltaico durante un cierto valor de radiación solar recibida y la hipérbola del producto entre el voltaje y la corriente. Viene dado por la siguiente fórmula:

$$P_m = VI = V_m (I_L - I_D) \quad (3.2)$$

### Factor de forma

El factor de forma o llenado (*fill factor*) es un parámetro que sirve para evaluar el rendimiento de las células solares comerciales. Se trata del cociente entre el máximo punto de potencia de la célula y el producto de  $I_{SC}$  y  $V_{OC}$ .

$$FF = \frac{P_{MPP}}{V_{OC} I_{SC}} = \frac{V_{MPP} I_{MPP}}{V_{OC} I_{SC}} = \frac{16.83 \cdot 1.31}{20.5 \cdot 1.4} = 76.82\% \quad (3.3)$$

Suele darse expresado en tanto por ciento o tanto por 1, siendo 100% el caso máximo que corresponderá gráficamente a una curva IV con perfil cuadrado (panel solar ideal), tal como puede observarse en la figura:

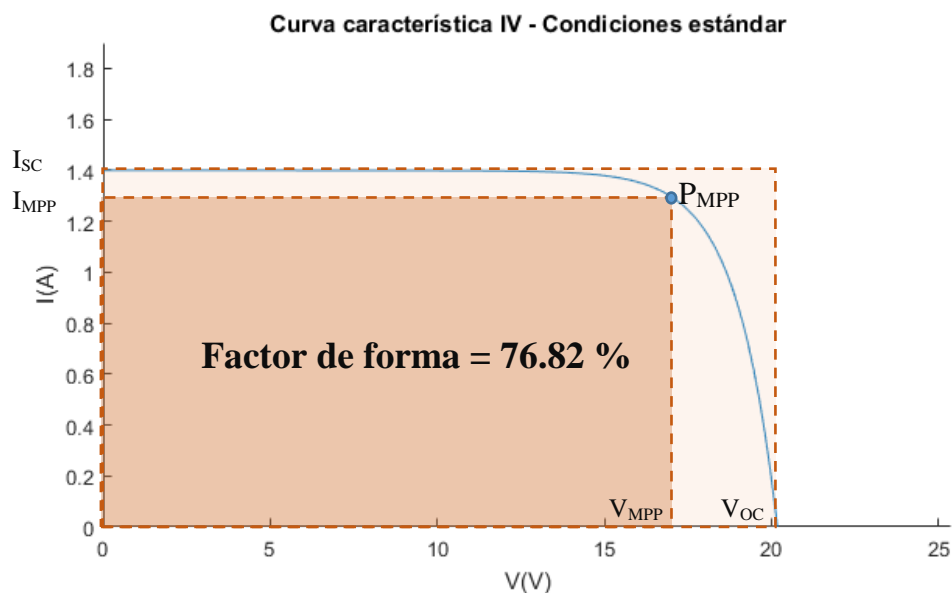


Fig 7 Representación gráfica del factor de forma en la curva característica I-V.

Puede verse que la relación entre las áreas definidas por ambos puntos de potencia (teórico y real) se corresponde al factor de llenado definido anteriormente. Los modelos comerciales suelen oscilar entre 70%-80%, las placas solares modeladas presentan un factor de forma del 76,82%.

### Eficiencia

Es la relación entre la potencia de entrada entregada por la irradiancia solar incidente sobre el panel ( $P_L$ ) y la proporcionada a la carga en el punto de máxima potencia ( $P_m$ ). Considerando la potencia de entrada como el producto entre la irradiancia incidente  $G$  y el área de la célula solar  $S$ :

$$\eta = \frac{P_m}{P_L} = \frac{I_{SC} \cdot V_{OC} \cdot FF}{G \cdot S} \quad (3.4)$$

### Resistencia característica de salida

Es la pendiente que pasa por el punto de máxima potencia, tal como puede observarse en la siguiente gráfica:

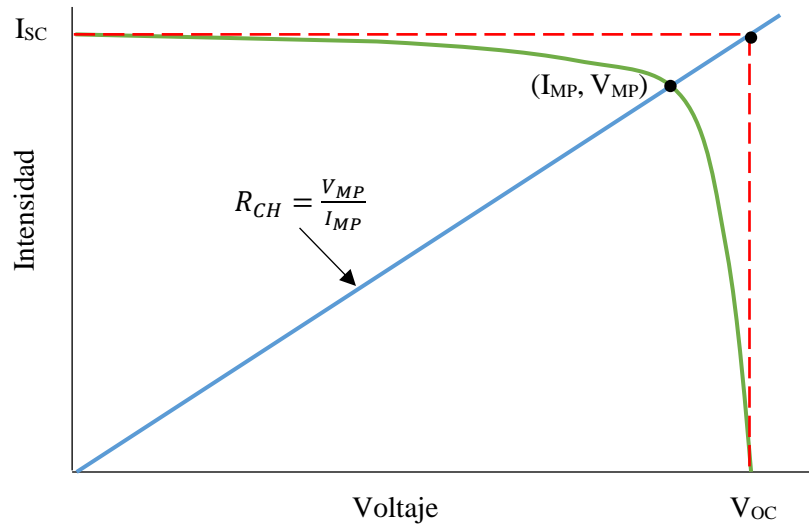


Fig 8 Resistencia de salida de la célula solar.

Para que poderse transferir la máxima potencia a la carga, la resistencia característica de la célula solar debe de ser idéntica al valor de la propia carga:

$$R_{out} = \frac{V_{OC}}{I_{SC}} = \frac{V_m}{I_m} \quad (3.5)$$

### Resistencia de pérdidas

Los efectos resistivos reducen la eficiencia de la célula solar, ya que comporta una disipación de energía en la misma. Existen dos resistencias comunes que componen, junto con el diodo, el modelo eléctrico de una célula solar: resistencia en serie y resistencia en paralelo. Los valores de éstas dependen del área de la célula solar y se suelen determinar empíricamente.

#### Resistencia en serie

Los efectos provocados por la resistencia en serie se denotan en la pendiente cerca del voltaje a circuito abierto, ya que la caída de corriente debido a esta es mayor en voltajes comprendidos entre  $V_{OC}$  y el punto máximo de trabajo, tal como se puede observar en la siguiente gráfica:

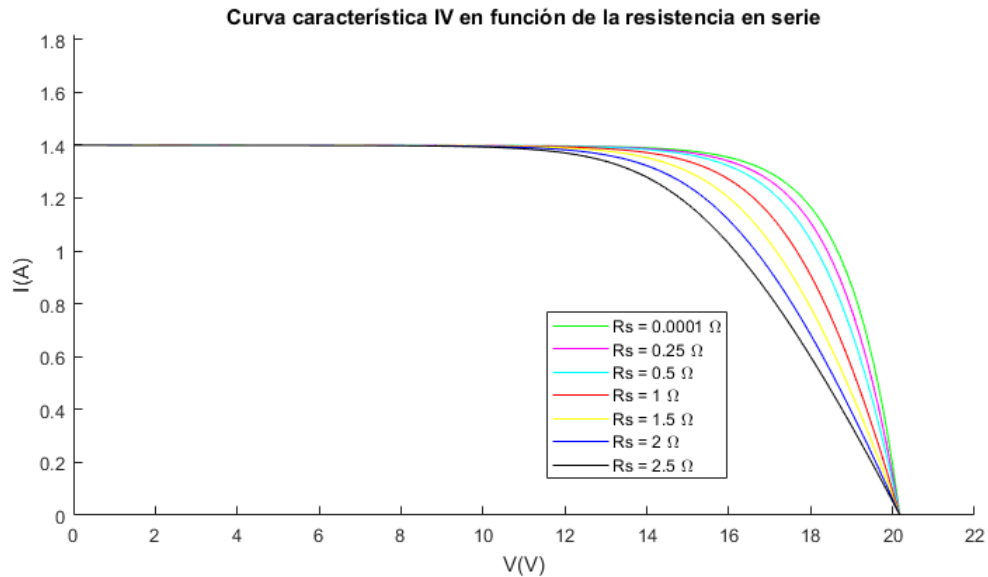


Fig 9 Afectación del valor de la resistencia en serie en las curvas características de un panel solar.

Puede utilizarse el gráfico anterior para determinar la resistencia de la misma, a condiciones específicas de irradiancia y temperatura. Esta resistencia se debe a diversos factores de diseño que alejan a la célula solar de su comportamiento real:

- Paso de corriente a través del emisor y la base de la célula.
- Resistencia de contacto entre el metal y el silicio que la conforman.
- Resistencia de los contactos entre metal frontal y trasero de la misma.

Los efectos causados por dicha resistencia son los siguientes:

- Reducción del factor de forma o relleno (menor rendimiento de la célula).
- En caso de tener valores excesivamente altos, también comporta una reducción notable de la corriente en cortocircuito,  $I_{sc}$ .
- No afecta al voltaje en circuito abierto,  $V_{oc}$ .

### **Resistencia en paralelo**

Los efectos provocados por la resistencia en paralelo se denotan en la pendiente comprendida entre el punto de corriente en circuito cerrado (cortocircuito) hasta valores cercanos al punto máximo de potencia.

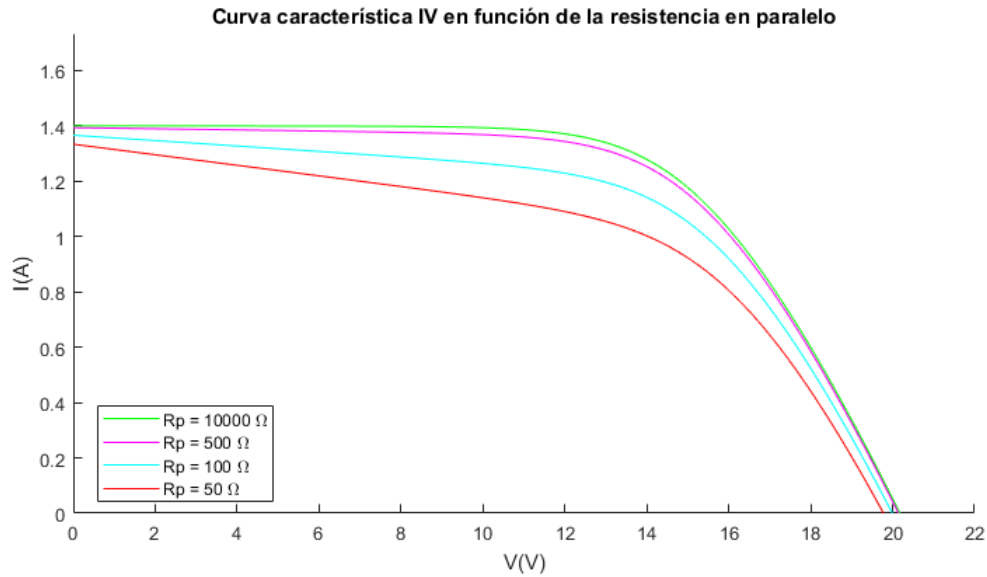


Fig 10 Afectación del valor de la resistencia en paralelo en las curvas características de un panel solar.

De manera idéntica a la resistencia en serie, el valor de ésta puede obtenerse a través de la pendiente comprendida en ambos puntos, a condiciones específicas de irradiancia y temperatura.

Esta resistencia es debido a defectos durante el proceso de fabricación de la placa y, a diferencia de la anterior, su valor está condicionado por:

- Fugas de corriente en bordes de la célula.
- Cortocircuitos metálicos.
- Caminos de difusión en fronteras de grano
- Los efectos causados por dicha resistencia son los siguientes:
  - Proporciona una ruta alternativa a la corriente generada  $I_L$ , que comporta una pérdida de energía en las células solares.
  - Reducción del voltaje de la célula solar.
  - Resulta particularmente grave para niveles bajos de irradiación, ya que la corriente generada será inferior y, como consecuencia, el impacto de la pérdida de corriente será mayor.

### **Factor de idealidad del diodo**

El diodo presenta efectos de segundo orden que no son contemplados en la ecuación del diodo ideal. Para poder ajustar estos efectos, el diodo presenta un factor de idealidad,  $m$ , que varía en función del material, de acuerdo con la siguiente tabla:

Tabla 1 Factor de idealidad del diodo según el material del panel solar [4]

Tecnología	Factor de idealidad
Si-mono	1.2
Si-poly	1.3
a-Si-H	1.8
a-Si-H tandem	3.3
a-Si-H triple	5
cdTe	1.5
CTs	1.5
AsGa	1.3

**Asociación de placas solares**

La potencia que proporciona una célula de tamaño estándar (10 x 10 cm) es de bajo valor, por lo que generalmente será necesario tener que asociar varias de ellas, con el fin de proporcionar la potencia necesaria para la instalación. Según la conexión eléctrica que se realice, aumentará el voltaje o la intensidad del módulo completo:

- Conexión serie: permitirá aumentar la tensión final en los extremos del módulo.
- Conexión en paralelo: permitirá aumentar la intensidad total del conjunto.

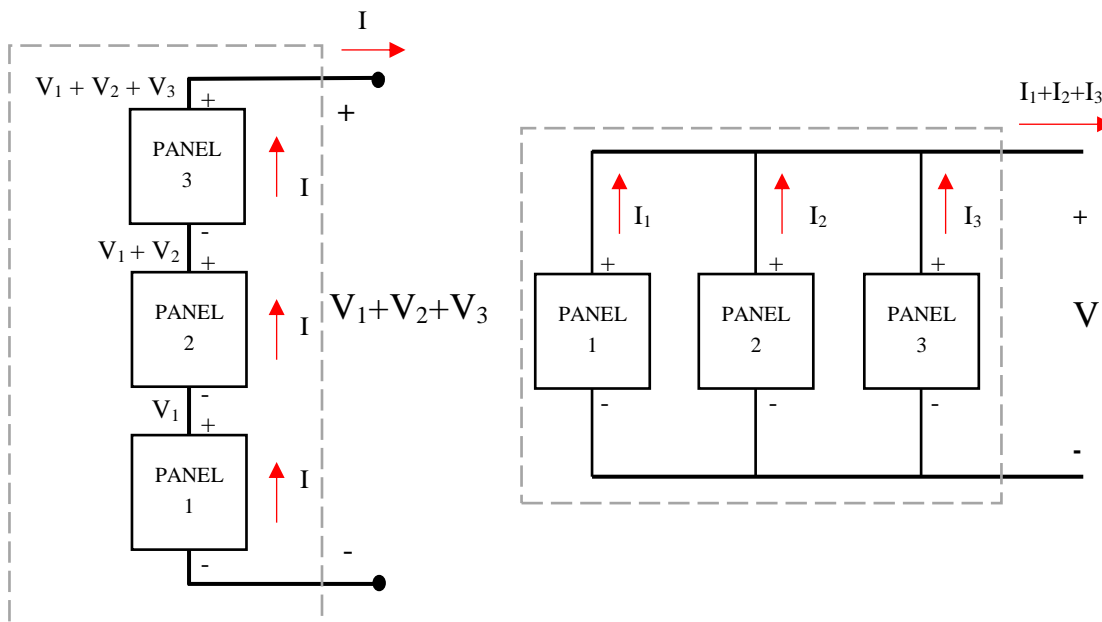


Fig 11 Asociación en serie (izquierda) y en paralelo (derecha)

A la hora de modelar el sistema, estas conexiones pueden realizarse físicamente (uniendo varios bloques del diseño para el panel solar) o incorporarse directamente en las ecuaciones que definen cada uno de los parámetros del sistema. Con el objetivo de simplificar las conexiones y poder variar



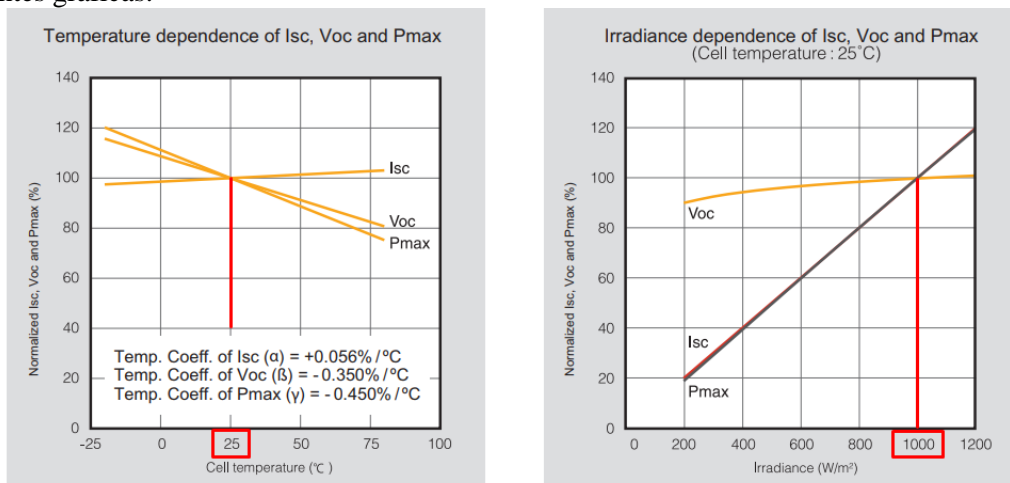
de manera sencilla la configuración del módulo fotovoltaico, se ha optado la segunda forma. Podrá observarse, a lo largo de las fórmulas que se describen en los siguientes apartados, los parámetros  $N_p$  y  $N_s$ , que corresponden al número de paneles en paralelo y en serie, respectivamente.

***Efecto de la irradiancia y temperatura***

La corriente generada por la célula fotovoltaica ( $I_L$ ) depende de dos variables ambientales que provocan un cambio en su curva característica:

- Irradiancia (G): cantidad de luz que incide sobre la célula por unidad de superficie [ $W/m^2$ ]. Impacto positivo (cuánto más irradiancia, mayor energía).
- Temperatura ambiente ( $T_a$ ): impacto negativo (cuánta más temperatura, menor energía, ya que aumenta la energía de gap del material y requiere que exista una mayor energía para poder cruzar la barrera, cosa que reduce la eficiencia de la celda fotovoltaica).

Las condiciones estándar de prueba  $G_{STD}$ ,  $T_{STD}$  vienen dadas por el fabricante en su hoja de especificaciones técnicas, y suelen ser  $25^\circ C$  y  $1000 W/m^2$ , tal como puede observarse en las siguientes gráficas:



*Fig 12 Dependencia de  $I_{sc}$  y  $V_{oc}$  con la temperatura y la irradiancia de la célula fotovoltaica.[12]*

Tanto en las gráficas como en las ecuaciones, puede observarse que una temperatura superior a la estándar provoca una disminución de la potencia máxima y, en cambio, una irradiancia superior comporta un aumento de la misma. El grado de afectación en la temperatura viene dado por los factores experimentales  $\mu_{voc}$  y  $\mu_{isc}$ , que son dados por el fabricante (gráfica izquierda).

En el Anexo IV se describen los principales modelos existentes para la afectación de cada uno de los parámetros de la placa solar, tanto los modelos utilizados en este proyecto, como otros que no han sido implementados en la modelización de las placas solares propuesta en el apartado 3.4.

### Modelo real de una célula fotovoltaica

El modelo eléctrico de una célula fotovoltaica con un diodo, modelizando todas las pérdidas a través de ambas resistencias, es el siguiente:

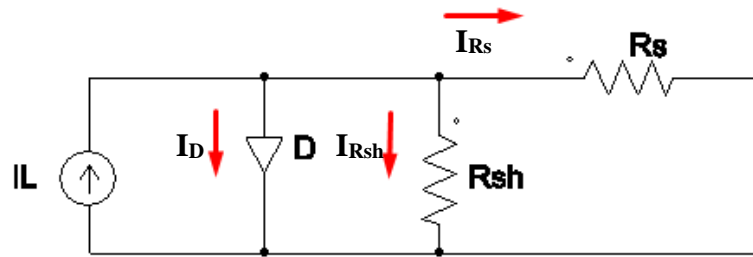


Fig 13 Modelo eléctrico de una célula fotovoltaica empleando un diodo

Analizando el circuito a través de la ley de nudos de *Kirchoff*, se obtiene la siguiente ecuación, que describe el comportamiento del mismo:

$$I = I_{PH} - I_0 \cdot \left( e^{\frac{V+I \cdot R_S}{N_S \cdot m \cdot V_T}} - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_S}{R_{SH}} \quad (3.6)$$

Siendo:

$$V_T = k \cdot \frac{T_1 + 273}{q} \quad (3.7)$$

$$I_0 = \frac{I_{SC} - \frac{V_{OC}}{R_{SH}}}{e^{\left(\frac{V_{OC}}{V_T}\right)} - 1} \quad (3.8)$$

Para la utilización de esta ecuación, es necesario conocer los valores de las resistencias y el factor de idealidad del diodo ( $m$ ). Estos parámetros están relacionados con el material empleado en su fabricación y en general, se determinan de forma experimental, ya que el fabricante no provee esta información. Una vez calculados, se consideran constantes en todo el rango de operación.

### Parámetros empíricos de una celda fotovoltaica

Como se ha podido observar en la fórmula que describe el comportamiento del panel solar, para poder modelar correctamente una celda fotovoltaica, es necesario conocer tres elementos claves que no suelen ser especificados por el fabricante:

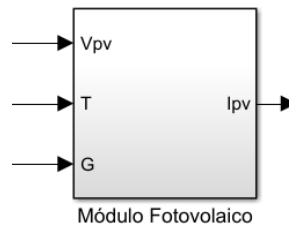
- Resistencia en serie ( $R_S$ )
- Resistencia de *shunt* ( $R_{SH}$ )
- Idealidad del diodo ( $m$ )

Debido que se trata de un trabajo teórico, los valores se obtendrán de manera aproximada, observando la pendiente de la recta en la hoja de especificaciones técnicas. En caso de no contener

esta información, dichos valores podrían hallarse de forma práctica o, en caso de no ser posible, a través del desarrollo de 5 ecuaciones (hay 5 variables desconocidas en la fórmula) que permitan resolver el sistema de ecuaciones a través del método de Newton-Raphson o un método iterativo, tal como se explica en el Anexo IV.

### **3.4. Modelado del panel solar a través de *MATLAB – Simulink***

El panel solar se ha diseñado a través de *MATLAB-Simulink*, incorporando diferentes bloques al sistema, que se describirán a en los siguientes apartados. A continuación, se observa el sistema global, con sus respectivas entradas y salidas:



*Fig 14 Bloque general del panel solar - Simulink*

El sistema está diseñado para que la temperatura y la irradiancia puedan modificarse manualmente durante la ejecución del mismo, aunque incorporará, como ya se ha explicado anteriormente, una base de datos que permitirá emular los datos reales de la ciudad de Barcelona. El voltaje vendrá impuesto por el control MPPT y el panel solar entregará al circuito una cantidad de corriente de acuerdo a la curva característica del mismo.

Internamente, el bloque general incorpora diferentes sub-bloques, tal como puede verse en la siguiente imagen:

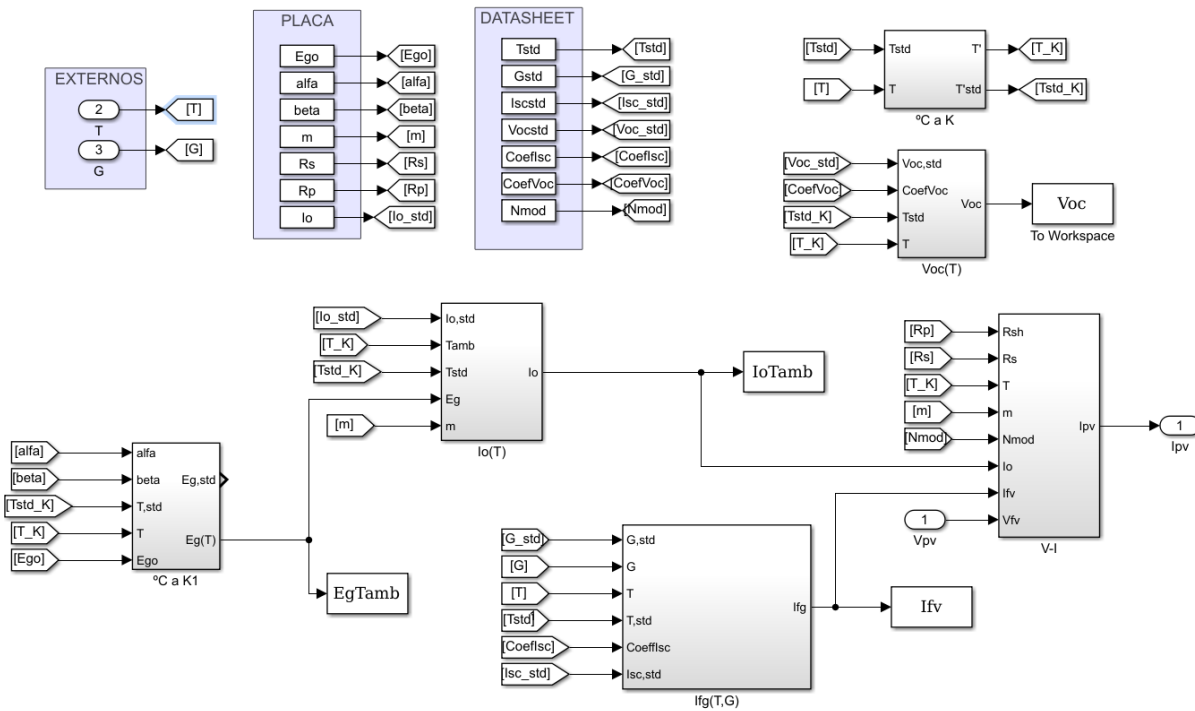


Fig 15 Subbloques contenidos en el modelo del panel solar - Simulink

Como puede observarse en la parte superior izquierda, los diferentes parámetros de la placa solar son introducidos externamente (mediante script o interfaz), para que no sea necesario recurrir a *Simulink* en caso de que se requiera modificar el modelo de la placa solar.

### Descripción de los bloques

A continuación, se realiza una breve explicación de cada uno de los bloques del sistema, con su respectivo diagrama de bloques:

#### Conversión de unidades de temperatura

Este bloque realiza una simple conversión de grados centígrados a grados Kelvin, tanto para la temperatura estándar como para la temperatura ambiente, necesaria para realizar cálculos en otros bloques del sistema.

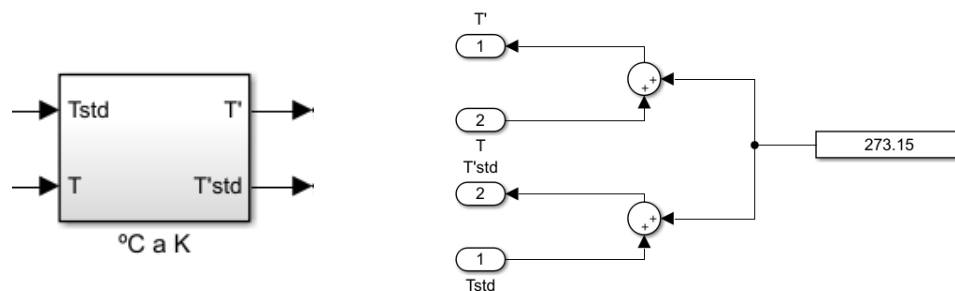


Fig 16 Bloque Simulink que realiza la conversión de unidades de temperatura

$$T(K) = T(^{\circ}C) + 273,15 \quad (3.9)$$

**Cálculo del voltaje en circuito abierto en función de la temperatura**

Como se ha explicado en los anexos, se han despreciado los efectos de la irradiancia sobre el voltaje en circuito abierto y, por lo tanto, la ecuación que describe el bloque es la siguiente:

$$V_{OC}(T) = V_{OC,STD} + \mu_{V_{OC}}(T - T_{STD}) \quad (3.10)$$

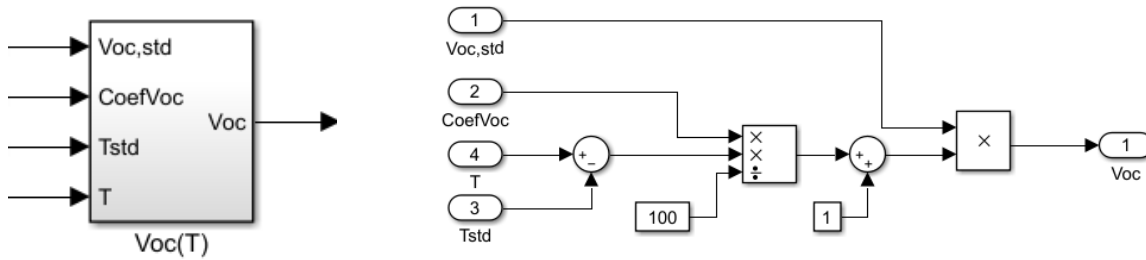


Fig 17 Bloque Simulink que realiza el cálculo de Voc en función de la temperatura

**Cálculo de la energía de gap en función de la temperatura**

Se ha decidido optar por el método que relaciona la corriente de saturación del diodo con la energía de gap. Por ello, es necesario calcular previamente la energía de gap en función de los parámetros de la placa y de la temperatura ambiente, de la siguiente forma:

$$E_G = E_{G,0} - \frac{\alpha_{GAP} \cdot T_K^2}{T_K + \beta_{GAP}} \quad (3.11)$$

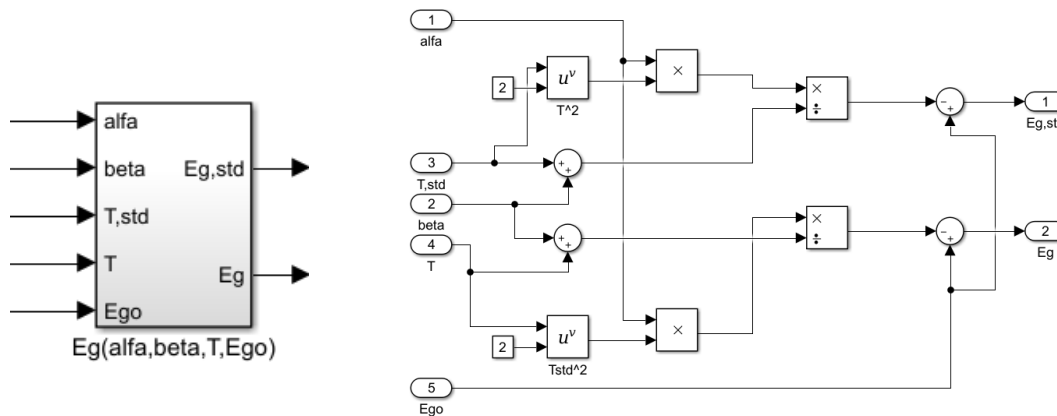


Fig 18 Bloque Simulink que realiza el cálculo de la energía de Gap en función de la temperatura

### Cálculo de la corriente de saturación inversa del diodo en función de la energía de Gap

El siguiente bloque calcula la corriente inversa de saturación del diodo, en función de la temperatura y la energía de gap hallada anteriormente:

$$I_O(T) = I_{O,STD} \left( \frac{T}{T_{STD}} \right)^3 e^{\frac{qE_g}{mK} \left( \frac{1}{T_{STD}} - \frac{1}{T} \right)} \quad (3.12)$$

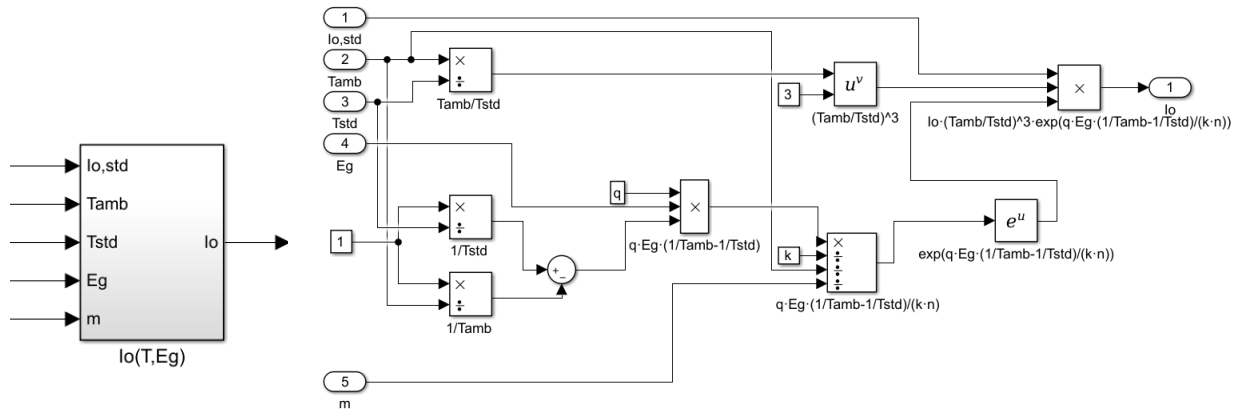


Fig 19 Bloque Simulink que realiza el cálculo de  $I_o$  en función de la energía de Gap

### Cálculo de la corriente fotogenerada en función de la temperatura y la irradiancia

El siguiente bloque calcula la corriente fotogenerada en función de los valores de irradiancia y temperatura de la placa:

$$I_{PH} = I_{SC}(G, T) = I_{SC,STD} \frac{G}{G_{STD}} \left( 1 + \frac{\mu_{I_{SC}}(T - T_{STD})}{100} \right) \quad (3.13)$$

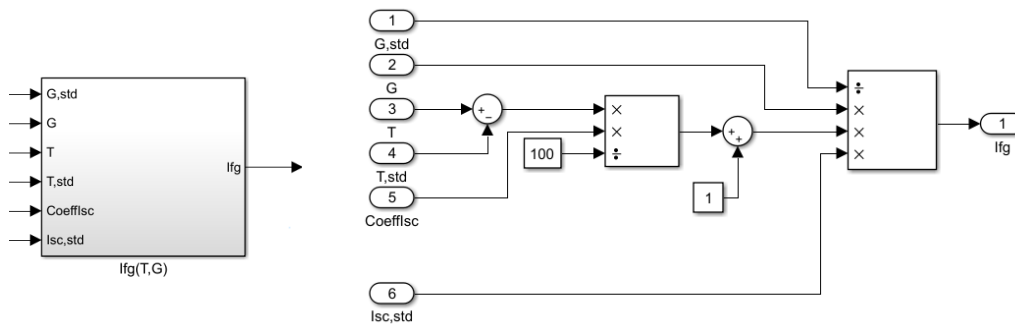


Fig 20 Bloque Simulink que realiza el cálculo de  $I_{PH}$  en función de  $T$  y  $G$

### Resolución de la ecuación que describe el circuito

Una vez calculados todos los parámetros anteriores según las condiciones ambientales, el último bloque resuelve la ecuación general del circuito, con su correspondiente realimentación de corriente tal como se observa en la fórmula:

$$I = I_{PH} - N_p \cdot I_0 \cdot \left( e^{\frac{q \cdot (V + I \cdot R_S)}{T \cdot N_S \cdot m \cdot K \cdot N_{MOD}}} - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_S}{R_p} \quad (3.14)$$

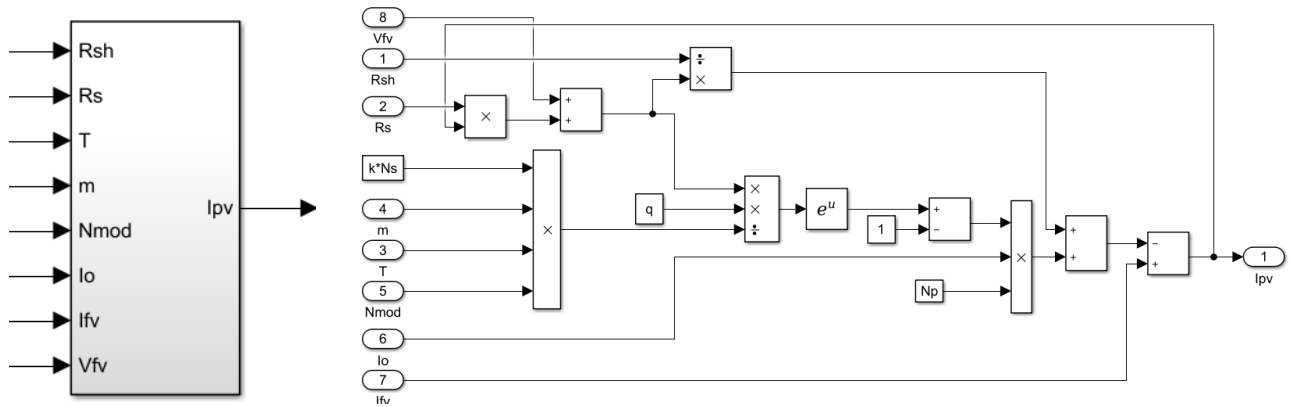


Fig 21 Bloque Simulink que resuelve la ecuación general del panel solar

### Simulación del sistema

A continuación, se presentan las curvas características del sistema fotovoltaico diseñado. Cabe destacar que, con el fin de representar la curva completa, se introduce una señal en rampa del voltaje de salida del panel, haciendo que los valores de potencia y corriente tomen todo el rango necesario para representar dichas curvas.

Se han realizado diferentes variaciones en los principales parámetros de la placa, con el fin de observar el cambio que introducen en el comportamiento de la misma. A continuación, se presentan los resultados y una breve conclusión de cada uno de ellos.

### Variación de la temperatura

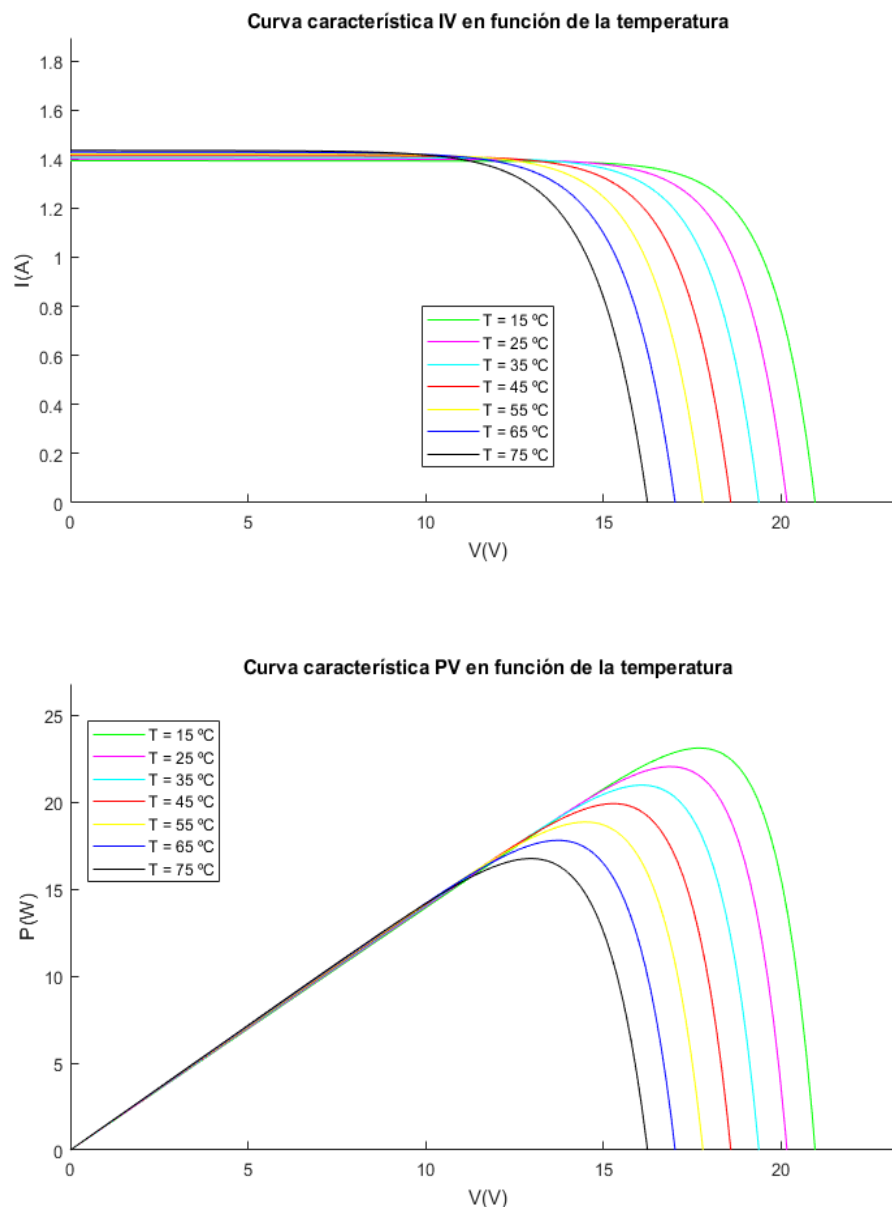


Fig 22 Curvas características del panel solar frente a variaciones de temperatura

Puede observarse que, cuánto más alto es el valor de la temperatura, menor es el voltaje de la célula (desplaza el punto de voltaje a circuito abierto  $V_{oc}$ ) y, por lo tanto, reduce significativamente la potencia total que es capaz de entregar al circuito.



### Variación de la irradiancia

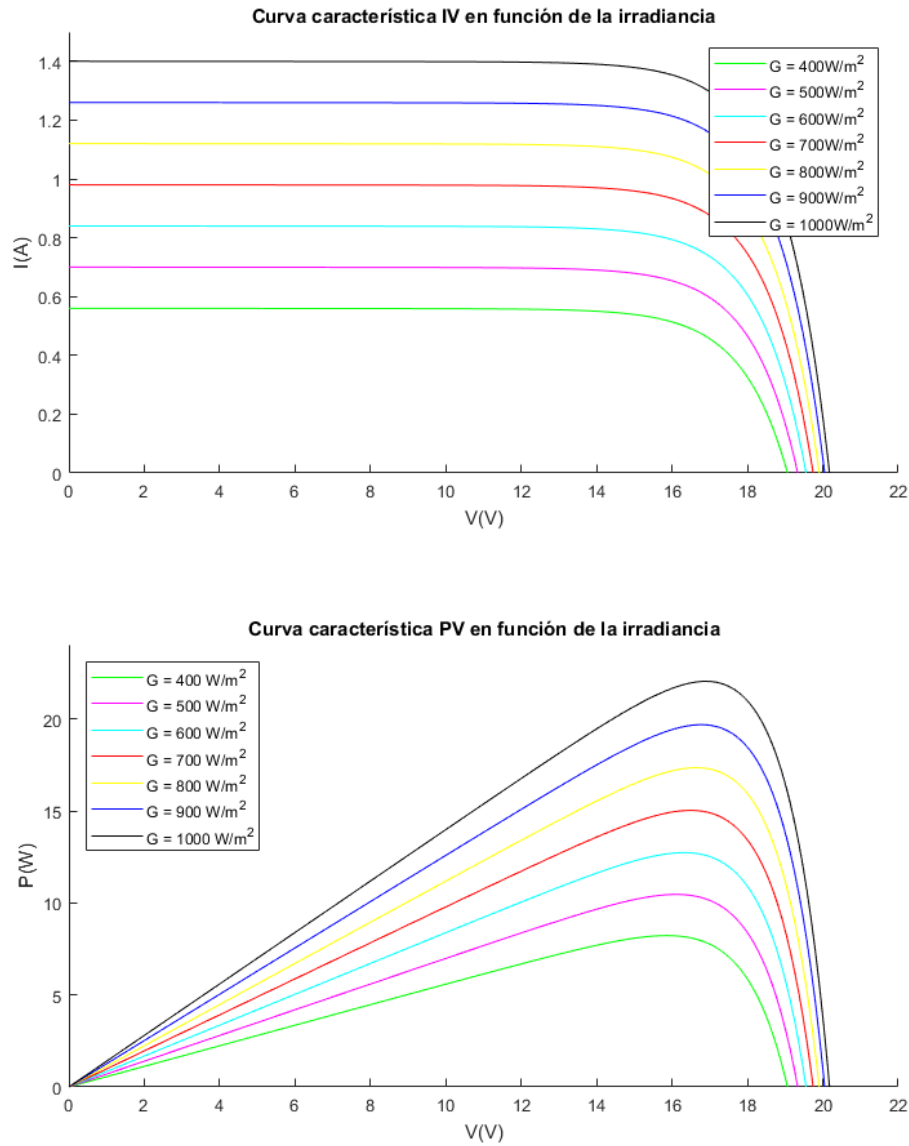


Fig 23 Curvas características del panel solar frente a variaciones de irradiancia

Tal como se explicó anteriormente, la irradiancia es la cantidad de potencia que la placa es capaz de absorber de la radiación solar recibida. Por este motivo, cuánta menor radiación incide sobre la placa, menor será la corriente fotogenerada por ésta.

### Variación de la resistencia en serie

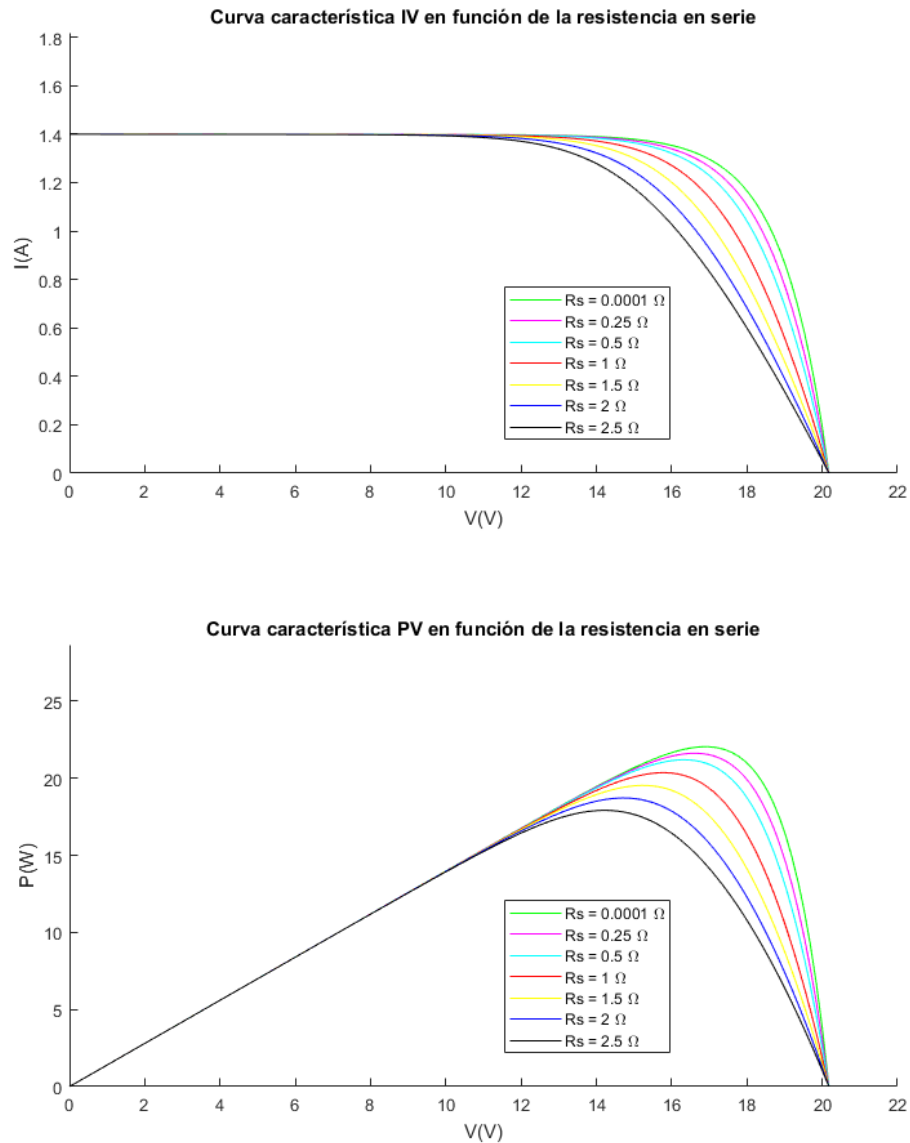


Fig 24 Curvas características del panel solar frente a variaciones de la resistencia en serie

Puede observarse un cambio de pendiente desde el punto de máxima potencia de la curva hasta el voltaje en circuito abierto. Al tratarse de una resistencia modelada en serie, cuánto mayor sea su valor, mayor será la potencia disipada a través de la misma y, por lo tanto, peor será el rendimiento del panel solar.

### Variación de la resistencia en paralelo

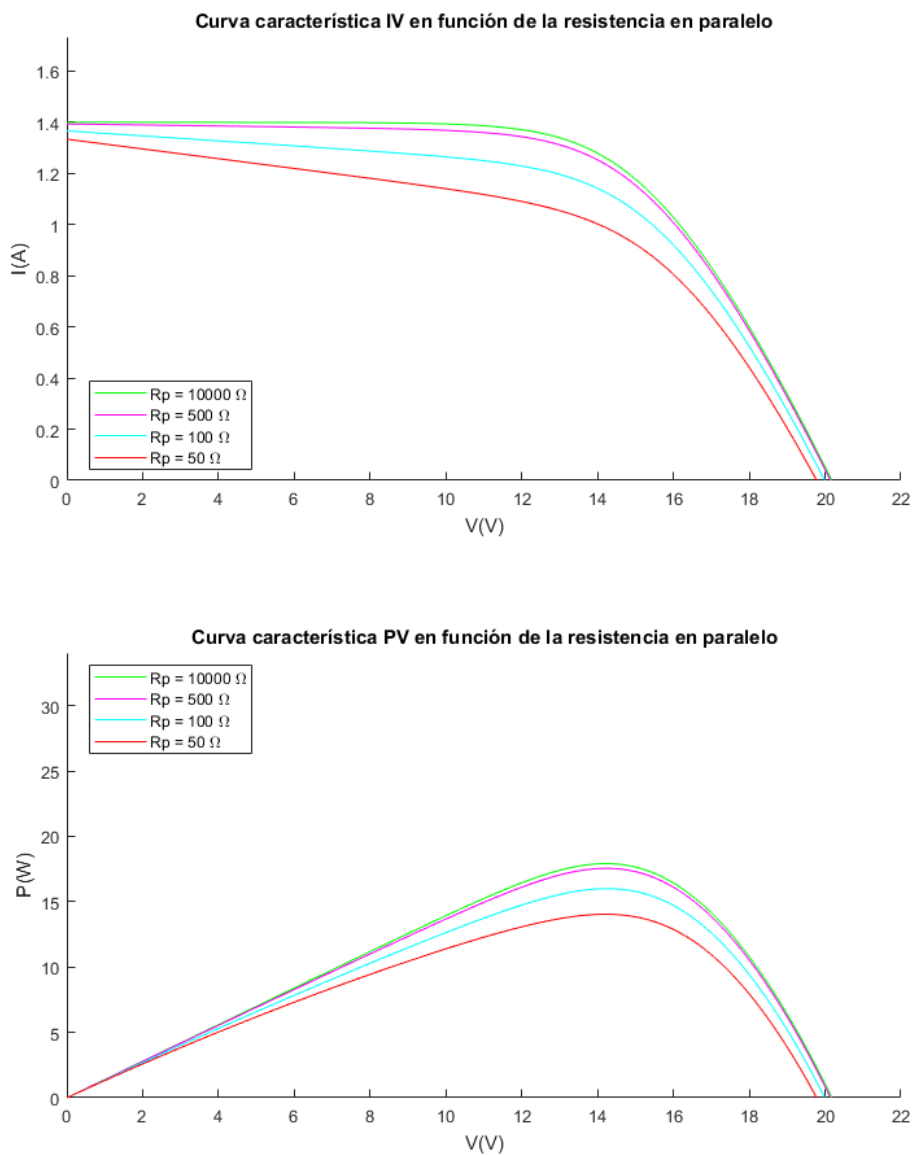


Fig 25 Curvas características del panel solar frente a variaciones de la resistencia en paralelo

La resistencia en paralelo comporta un cambio de pendiente desde 0 V hasta el punto de máxima potencia de la curva. Al tratarse de una resistencia modelada en paralelo, cuanto menor sea su valor, mayor será la corriente que se fuga hacia esa rama del circuito y, por lo tanto, menor será la corriente que será capaz de proporcionar el panel en su salida.

### Asociación de paneles en serie

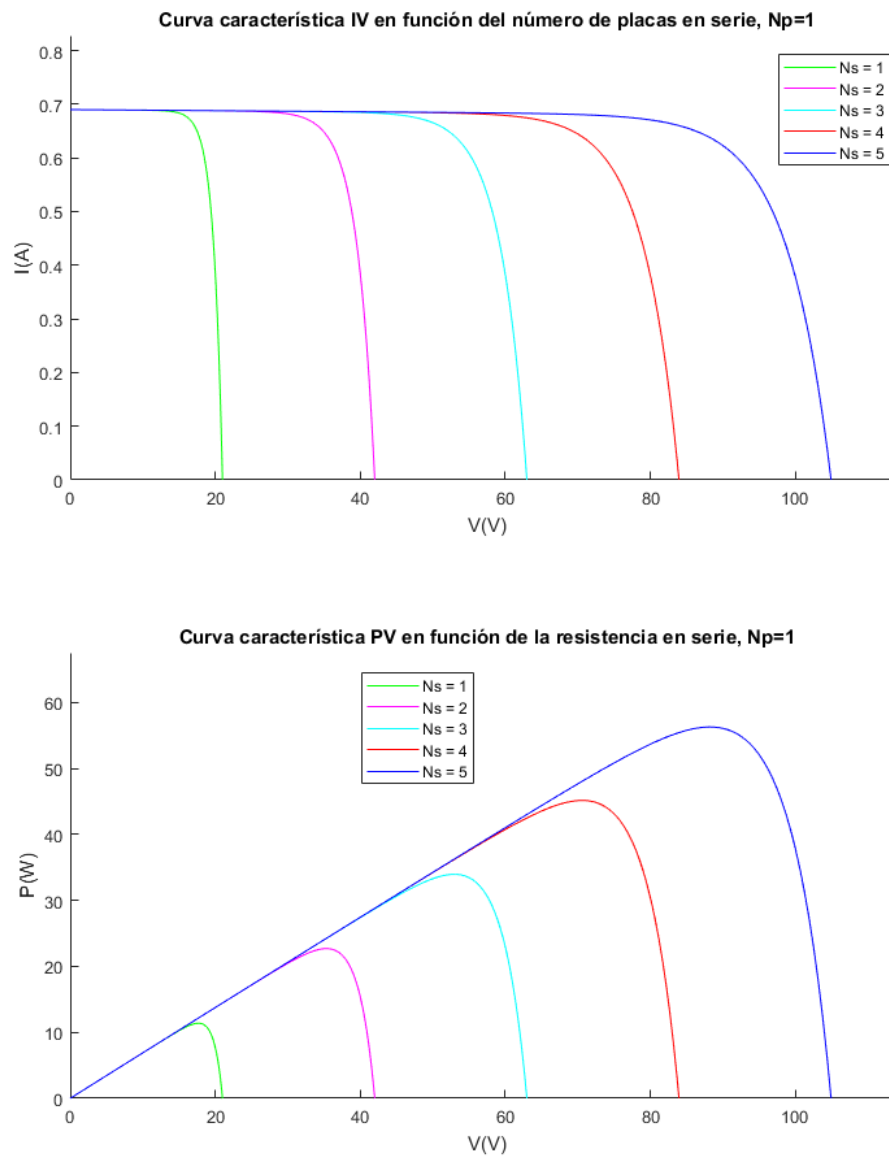


Fig 26 Curvas características en función de la cantidad de células asociadas en serie

La asociación en serie, tal como se ha comentado en el apartado 3.3, supone una suma de los voltajes en bornes de cada una de las placas. Para la simulación se han utilizado placas de idéntico valor e idénticas condiciones ambientales, por este motivo puede observarse que el voltaje en circuito abierto en bornes de la placa es el producto de la cantidad de paneles asociados y el voltaje individual de un solo panel.

**Asociación de paneles en paralelo**

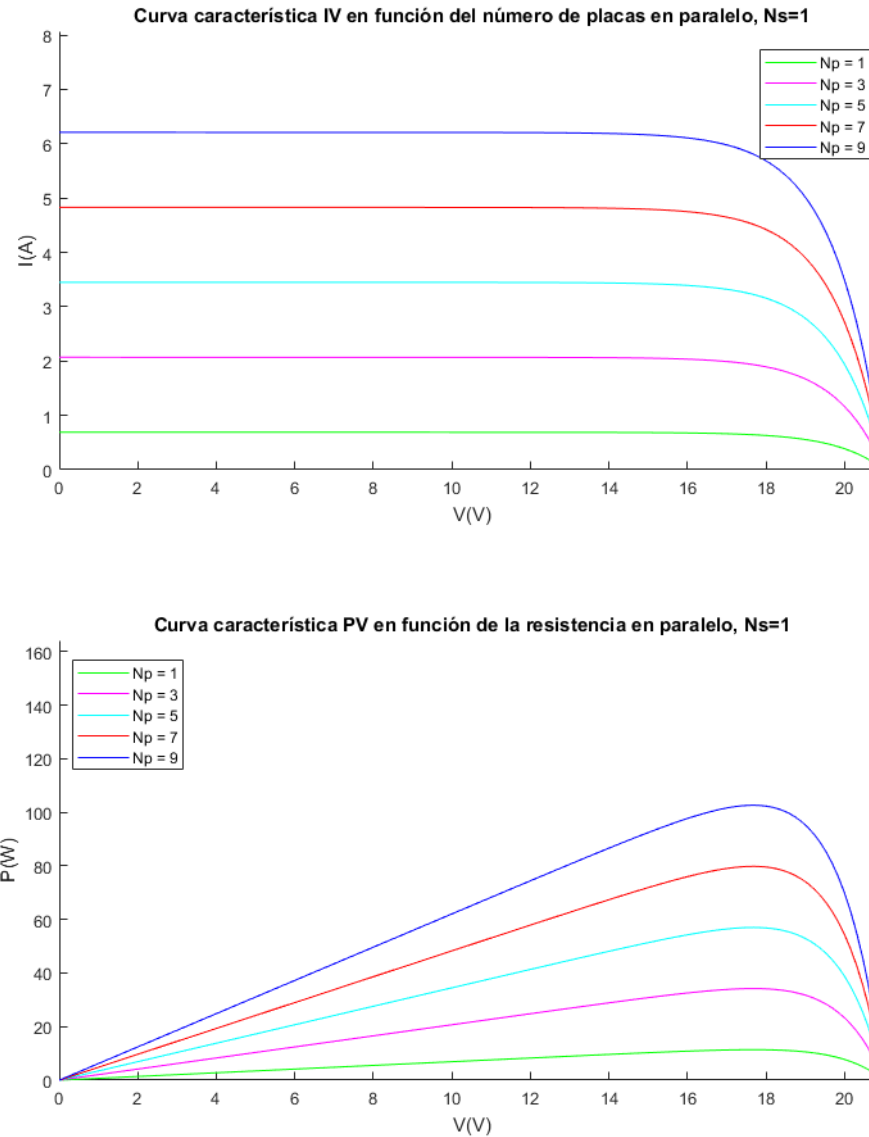


Fig 27 Curvas características en función de la cantidad de células asociadas en paralelo

Tal como se mencionó también en el apartado 3.3, la asociación en paralelo provoca una suma de la intensidad de los paneles (puede observarse con mayor claridad en la gráfica superior) y, por lo tanto, un aumento de la potencia suministrada por la placa (gráfica inferior). En este caso también se han utilizado asociaciones de paneles idénticos y con las mismas condiciones ambientales, motivo por el cual la intensidad en cortocircuito total de la placa es el producto de la cantidad de paneles asociados y el valor de la intensidad de cortocircuito individual.

## 4. Convertidores de potencia

### 4.1. Convertidor elevador

#### Análisis del convertidor

Este tipo de convertidor proporciona una tensión mayor a su salida que a la entrada, por lo que se trata de un elevador de tensión. El convertidor *Boost*, como puede observarse en la Fig 28 posee dos elementos pasivos almacenadores de energía (una bobina y un condensador) y dos elementos activos (un transistor y un diodo), que actúan como interruptores del circuito.

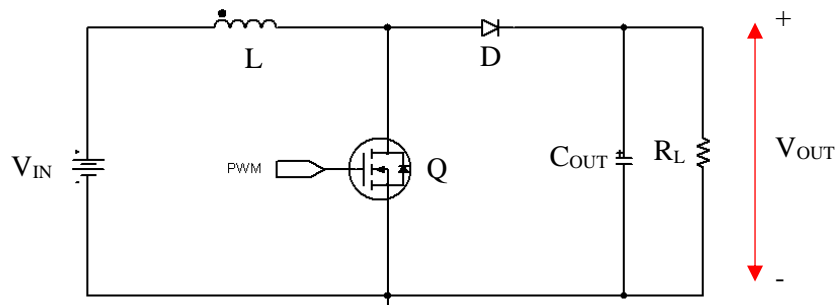


Fig 28 Esquema del convertidor Boost

Conmuta entre dos estados, aquél en el que el transistor MOSFET se encuentra en conducción ( $T_{ON}$ ), y en el que éste se encuentra en corte ( $T_{OFF}$ ). Esta conducción será forzada a través de una señal de control introducida en la puerta del transistor.

#### Estado de conducción

Cuando el transistor se encuentra en conducción, el diodo quedará polarizado de manera inversa, provocando que éste no pueda conducir. El circuito, sustituyendo el transistor por un cortocircuito (en conducción) y el diodo por un circuito abierto (en corte) quedaría de la siguiente manera:

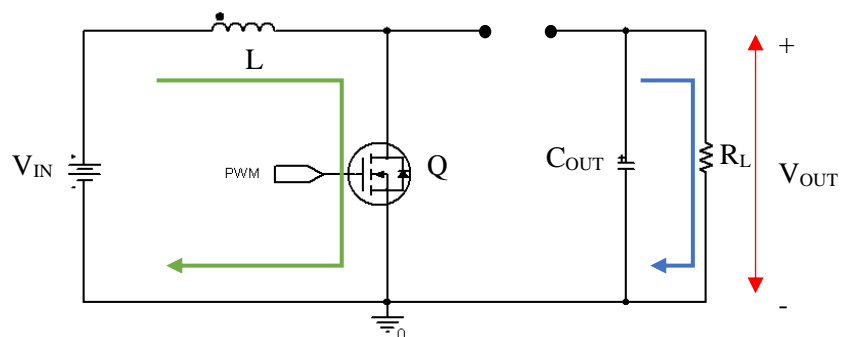


Fig 29 Esquema del convertidor Boost en estado de conducción del transistor

En este periodo, como puede observarse en el circuito, la energía proporcionada por la placa solar queda almacenada en la inductancia  $L$ . A su vez, el condensador de salida se descarga a través de la resistencia de carga  $R_L$ .

### Estado de corte

Cuando el transistor se encuentra en estado de corte, el diodo queda polarizado en directa, provocando la conducción espontánea del mismo. El circuito, sustituyendo el transistor por un circuito abierto (en corte) y el diodo por un cortocircuito (en conducción) quedaría de la siguiente manera:

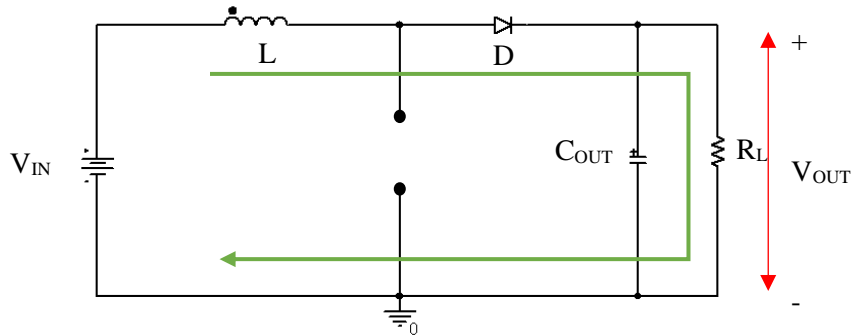


Fig 30 Esquema del convertidor Boost en estado de corte del transistor

En este caso, la energía almacenada en la bobina se transfiere a la resistencia de la carga, provocando también la carga del condensador.

### Modo de conducción continua (MCC)

Cuando un convertidor elevador opera en modo continuo, la corriente a través del inductor ( $I_L$ ) nunca llega a cero. La tensión de salida viene dada por el ciclo de trabajo que determine la conmutación de los semiconductores y la tensión de entrada del convertidor. La fórmula que describe dicha tensión es la siguiente:

$$V_{OUT} = \frac{1}{1 - D} V_{IN} \quad (4.1)$$

### Modo de conducción discontinua (MCD)

En algunas ocasiones, la cantidad de energía requerida por la carga es suficientemente pequeña como para ser transferida en un tiempo menor que el tiempo total del ciclo de conmutación. En este caso, la corriente a través del inductor cae hasta cero durante parte del periodo. El modo discontinuo debe de evitarse en este tipo de aplicaciones. Para ello, se limitará la corriente del convertidor de tal manera que la corriente mínima que circule por la bobina sea siempre superior a la mitad del rizado pico-pico permitido en ésta. Esto se consigue a través del valor de la inductancia y la frecuencia de conmutación de los semiconductores, como se explica más adelante.

### Dimensionado del convertidor

Con el fin de realizar el dimensionado de los componentes, se establecen diferentes valores de partida:

Tabla 2 Parámetros del convertidor elevador

Parámetro del convertidor	Valor
$V_{IN,max}$	5-21V
$V_{OUT,max}$	24 V
$P_{MAX}$	22 W
$f_S$	10 kHz
$I_L = I_{IN}$	0,4-1,4 A
$\Delta I_L$	0,35 A
$\Delta V_{OUT}$	2,4 A

El rizado de la corriente de entrada y el voltaje de salida se ha fijado a un 25% del valor máximo de cada magnitud. Cabe recordar que  $\Delta I_L/2$  debe de ser menor a la corriente mínima de la inductancia (que será igual a la de entrada) con el fin de evitar que el convertidor trabaje en MCD.

### Ciclo de trabajo

En el caso estudiado, la tensión de entrada podrá variar entre 5 V y 21 V, ya que dependerá de la tensión en la que se encuentre el punto de máxima potencia de la placa. El ciclo de trabajo máximo y mínimo que aplicará el control serán los siguientes:

$$D_{max} = 1 - \frac{V_{INMIN}}{V_{OUT,max}} = 1 - \frac{5}{24} = 0.79 \quad (4.2)$$

$$D_{min} = 1 - \frac{V_{INMAX}}{V_{OUT,max}} = 1 - \frac{21}{24} = 0.125 \quad (4.3)$$

Idealmente, puesto que el ciclo de trabajo varía entre 0 y 1, la ganancia podría llegar a ser infinita. Sin embargo, debido a las no idealidades de los componentes (en especial la resistencia en serie de la bobina), la curva de ganancia de un convertidor real decrece en ciclos de trabajos próximos a la unidad y también su rendimiento. Por este motivo, se limitará el ciclo de trabajo a valores entre 0,1 y 0,9.

### Inductancia

El rizado de la corriente en la inductancia viene dado por la siguiente expresión:

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} D}{L f_S} \quad (4.4)$$

Sin embargo, como en este caso la tensión variable será la de la entrada, el cálculo del rizado debe de realizarse a través de la tensión de salida, que se mantendrá constante en todo momento:

$$V_{IN} = (1 - D) V_{OUT} \rightarrow \Delta I_L = \frac{(1 - D) V_{OUT} D}{L f_S} \quad (4.5)$$



Por lo tanto, el valor mínimo de la inductancia para obtener un rizado menor al fijado en las condiciones de diseño del circuito, debe de calcularse a través de la siguiente expresión:

$$L_{min} = \frac{(1 - D) V_{OUT} D}{\Delta I_{L,max} f_S} \quad (4.6)$$

Para los valores fijados del convertidor, y considerando un ciclo de trabajo máximo (caso más desfavorable) se obtiene un valor de inductancia  $L \geq 2,83$  mH. El valor de la inductancia es considerablemente alto, cosa que aumentaría tanto su tamaño como su coste.

La manera más sencilla de reducir el valor de dicha inductancia sería aumentando la frecuencia de conmutación del circuito, pero este hecho significaría también un aumento en las pérdidas de conmutación en los semiconductores. Por lo tanto, se encuentra en este punto una limitación práctica que se explicará en el apartado correspondiente.

Por otro lado, se podría disminuir el valor de la inductancia a través del aumento del rizado permitido en la corriente que pasa a través de ésta. Como se ha explicado anteriormente, este hecho podría suponer que el convertidor funcionara en modo de conducción discontinua cuando la corriente proporcionada por las placas sea de bajo valor.

### **Condensador de salida**

Considerando un convertidor ideal, por conservación de la energía, puede obtenerse la corriente máxima de salida del convertidor:

$$P_{IN} = P_{OUT} \rightarrow V_{IN} \cdot I_{IN} = V_{OUT} \cdot I_{OUT} \quad (4.7)$$

$$I_{OUT} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \quad (4.8)$$

$$I_{OUT,max} = (1 - D) \cdot I_{IN,max} \rightarrow I_{OUT} = (1 - 0.125) \cdot 1,4 = 1,225 \text{ A} \quad (4.9)$$

Analizando el circuito por nudos, se obtiene la siguiente ecuación:

$$I_D = I_{C_{OUT}} + I_{OUT} \quad (4.10)$$

Aplicando el valor medio de las corrientes, y teniendo en cuenta que la corriente media por el condensador de salida es nula, se obtiene que:

$$\langle I_D \rangle = I_{OUT} \quad (4.11)$$

Para dimensionar el condensador, se debe de analizar a través de la energía máxima que éste deberá de almacenar o suministrar. Esta energía máxima se producirá para un ciclo de trabajo y una corriente de salida máxima, tal como puede observarse en la siguiente figura:

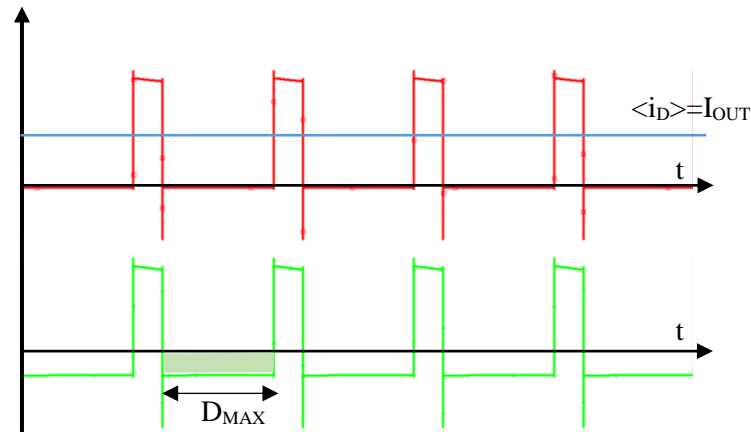


Fig 31 Formas de onda de la corriente en el diodo y el condensador de un convertidor elevador.

El rectángulo de color rojo representa la cantidad de energía que deberá de suministrar el condensador, y puede expresarse de la siguiente manera:

$$Q = C \Delta V \tag{4.12}$$

$$Q = \int i dt \rightarrow Q = \int_0^{T_{ON}} i dt = I_{OUT} T_{ON} = \frac{I_{OUT} D}{f} \tag{4.13}$$

Igualando ambas expresiones de la carga Q del condensador, puede obtenerse el valor mínimo de capacitancia que debe de poseer el condensador de salida:

$$C \Delta V = \frac{I_{OUT} D}{f} \rightarrow C = \frac{I_{OUT} D_{MAX}}{\Delta V_{MAX} f} \tag{4.14}$$

Este valor dependerá entonces de la frecuencia de conmutación, el rizado máximo permitido, la corriente máxima de salida y el ciclo de trabajo máximo al que se opere. En el convertidor estudiado, el valor del condensador será como mínimo 9,62  $\mu$ F. No obstante, se aplicará un factor multiplicador de 5 para fijar un límite de seguridad.

### Selección de semiconductores

La elección de los semiconductores deberá de realizarse en función a la temperatura máxima de trabajo y por sus valores máximos de corriente y tensión.

Las temperaturas de trabajo de los semiconductores dependen directamente de las pérdidas que se producen en ellos durante los periodos de conmutación y conducción, así como de la capacidad de evacuar dichas pérdidas, que se ve reflejado en el valor de la resistencia térmica de los mismos.

Se ha diseñado un convertidor semicontrolado y, por lo tanto, uno de los semiconductores será un diodo. Por otro lado, al tratarse de corrientes y potencia de salida poco elevadas, se ha optado por un transistor MOSFET, utilizados especialmente para aplicaciones de carga de baterías.

Para la selección de los semiconductores se han llevado a cabo cuatro pasos simultáneos, que se desarrollarán con más detalle en los siguientes apartados:

- Cálculo de corrientes y tensiones máximas de ambos semiconductores en conducción y conmutación.
- Estudio de los módulos y componentes existentes en el mercado.
- Cálculo de las pérdidas de conmutación y conducción de ambos semiconductores.
- Estudio, a partir de dichas pérdidas, de la necesidad de incorporar un equipo de refrigeración en función de la temperatura máxima permitida en el semiconductor.

### ***Cálculo de corrientes y tensiones máximas***

#### **Diodo en conmutación**

La corriente máxima que deberá soportar el diodo en conmutación será equivalente a la corriente máxima de la bobina. Es decir, la suma del valor medio máximo y su correspondiente rizado:

$$I_{D,max} = I_{L,max} = \langle I_L \rangle_{max} + \frac{\Delta I_{L,max}}{2} = 1,47 \text{ A} \quad (4.15)$$

La tensión máxima del diodo en conmutación será igual a la tensión máxima de salida. Es decir, la suma del valor de salida medio y su correspondiente rizado:

$$V_{D,max} = V_{OUT} = \langle V_{OUT} \rangle + \frac{\Delta V_{OUT}}{2} = 26,4 \text{ V} \quad (4.16)$$

#### **Diodo en conducción**

La corriente máxima que deberá soportar el diodo en conducción será equivalente a la suma de la corriente en la carga y del condensador de salida. Dado que la corriente que atraviesa el condensador tiene un valor medio idealmente nulo, puede aproximarse de la siguiente manera:

$$I_{D,max} = I_{RL,max} + \langle I_C \rangle_{max} = I_{RL,max} = 1,225 \text{ A} \quad (4.17)$$

La tensión máxima del diodo en conducción será aquella que especifique la hoja de especificaciones técnicas del componente, idealmente nula.

#### **MOSFET en conmutación**

La corriente máxima que deberá soportar el MOSFET en conmutación será equivalente a la corriente máxima de la bobina. Es decir, la suma del valor medio máximo y su correspondiente rizado:

$$I_{Q,max} = I_{L,max} = \langle I_L \rangle_{max} + \frac{\Delta I_{L,max}}{2} = 1,47 A \quad (4.18)$$

La tensión máxima del MOSFET en conmutación será igual a la tensión máxima de salida. Es decir, la suma del valor de salida medio y su correspondiente rizado:

$$V_{Q,max} = V_{OUT} = \langle V_{OUT} \rangle + \frac{\Delta V_{OUT}}{2} = 26,4 V \quad (4.19)$$

### **MOSFET en conducción**

La corriente máxima que deberá soportar el MOSFET será equivalente a la corriente máxima de la bobina. Es decir, la suma del valor medio máximo y su correspondiente rizado:

$$I_{Q,max} = I_{L,max} = \langle I_L \rangle_{max} + \frac{\Delta I_{L,max}}{2} = 1,47 A \quad (4.20)$$

La tensión máxima del MOSFET en conducción será aquella que especifique la hoja de especificaciones técnicas del componente, idealmente nula.

### ***Cálculo de pérdidas***

#### **Diodo en conmutación**

Las hojas de especificaciones técnicas de los diodos adecuados para este convertidor no proporcionan los datos suficientes para el cálculo de dichas pérdidas. No obstante, al tratarse de diodos con tiempos de recuperación muy elevados en comparación a la frecuencia de conmutación utilizada, las pérdidas de conmutación pueden despreciarse.

#### **Diodo en conducción**

Las pérdidas en conducción del diodo se describen a través de la siguiente fórmula:

$$P_{D.cond} = I_{D,max} V_{D,cond} (1 - D_{min}) \quad (4.21)$$

El voltaje en conducción del diodo debe de obtenerse a través de la hoja de especificaciones del componente, y variará en función de la corriente que circule por el mismo. Para el cálculo de las pérdidas en conducción se tomará el caso más desfavorable, es decir, la corriente máxima que circule por el diodo y su correspondiente ciclo de trabajo.

A continuación, puede observarse un ejemplo de cálculo, correspondiente a la hoja de especificaciones del diodo SB240S:

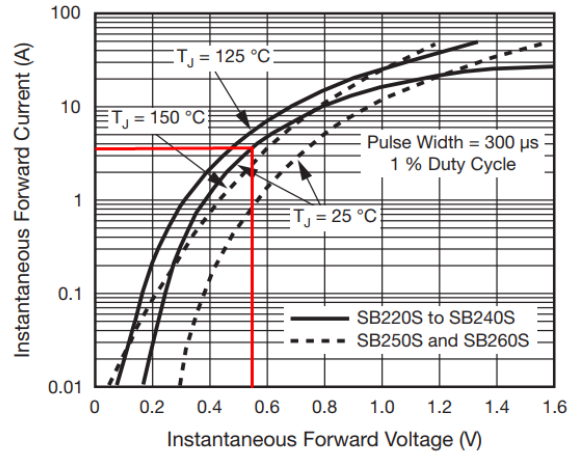


Fig 32 Tensión del diodo en conducción ( $V_D$ ) en función de la corriente que circula ( $I_D$ ) [20].

Puede observarse que, para una corriente de 1,225 A, el voltaje máximo que cae en el diodo durante su conducción es de aproximadamente 0,55 V.

### MOSFET en conmutación

Las pérdidas en conmutación del transistor MOSFET, referentes a la potencia disipada durante el encendido y apagado del mismo, deben de calcularse teniendo en cuenta el tiempo que tarda el transistor en pasar de un estado al otro:

- Tiempo de encendido (*rise time*): es el intervalo de tiempo que le cuesta a la intensidad de drenador pasar del 10% al 90% de su valor final.
- Tiempo de apagado (*fall time*): es el intervalo de tiempo que tarda la intensidad de drenador en bajar del 90 al 10% de su valor en saturación

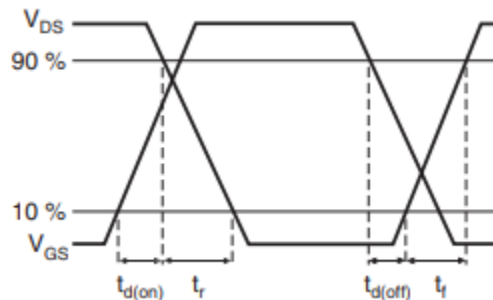


Fig 33 Formas de onda y tiempo de conmutación.[21]

Dichas pérdidas de conmutación se pueden aproximar en la siguiente ecuación, dónde el voltaje drenador-surtidor,  $V_{DS}$ , es equivalente a la tensión de entrada del convertidor y  $f_s$  es la frecuencia de conmutación del interruptor:

$$P_{Q,conm} = \frac{1}{2}(t_{rise} + t_{fall})V_{DS}I_{Q,max}f_s \quad (4.22)$$

### **MOSFET en conducción**

Las pérdidas en conducción del transistor MOSFET se calculan fácilmente a través del valor eficaz máximo de la corriente en el drenador,  $I_{Q,max}$ , y su resistencia drenador-surtidor,  $R_{DS}$ , que puede hallarse en la hoja de especificaciones técnicas del fabricante. Se producirá una pérdida máxima de potencia en la conducción en caso de que el ciclo de trabajo del mismo sea máximo, tal como se observa en la siguiente expresión:

$$P_{Q,cond} = D_{max} R_{ON} I_{Q,max}^2 \quad (4.23)$$

### **Recuperación inversa del diodo**

Cuando el MOSFET es polarizado en inversa, según su estructura interna, se comporta como un diodo. Esto provoca una pérdida de potencia al cambiar de estado (corte – conducción) que queda caracterizado por el tiempo de recuperación en inversa proporcionado por el fabricante en su hoja de datos. La siguiente expresión permite el cálculo de dichas pérdidas:

$$P_{Q,trr} = \frac{1}{2} V_{DS} t_{rr} I_{rr} f_s \quad (4.24)$$

### **Capacidad de entrada del MOSFET**

La carga de la puerta del MOSFET comporta también una pérdida de energía relacionada con la capacidad de entrada del semiconductor. La potencia disipada se puede calcular a través del parámetro  $Q_g$  que ofrece la hoja de especificaciones del fabricante, con la siguiente expresión:

$$P_{Q,gatein} = \frac{1}{2} Q_{g,total} V_{GS} f_s \quad (4.25)$$

### **Capacidad de salida del MOSFET**

Esta pérdida de potencia está relacionada con la capacidad de salida,  $C_{OSS}$ , del transistor MOSFET. Se trata de una capacidad parásita, dependiente del voltaje de drenador, que proporciona el fabricante a través de la hoja de especificaciones técnicas. La potencia disipada puede calcularse a través de la siguiente expresión:

$$P_{Q,gateout} = \frac{1}{2} C_{OSS} V_{DS}^2 f_s \quad (4.26)$$

### ***Selección de modelos comerciales***

A continuación, se resume el proceso de selección de los semiconductores que forman parte del circuito y las principales características de los modelos escogidos. En el Anexo I se encuentran las tablas comparativas entre los principales modelos evaluados de cada uno de los elementos.

## Diodo

La elección del diodo se ha realizado en base al tiempo de recuperación (es por ello que sólo se han considerado diodos *Schottky*), la corriente y el voltaje máximo en continua que es capaz de soportar. Con estos datos, se ha seleccionado el más adecuado en función de la potencia disipada (caída de tensión en bornes durante el estado de conducción), la disponibilidad y el coste.

El diodo seleccionado ha sido el modelo [1N5822](#) del fabricante *Vishay*. En la siguiente tabla se resumen sus principales características:

Tabla 3 Características principales del diodo seleccionado 1N5822

Parámetro del componente	Valor
$I_{\max}$	3 A
$V_{\max}$	40 V
$V_{D,ON}$	0.53 V
$P_{DISIPADA}$	0.136 W

## MOSFET

La elección del transistor MOSFET se ha realizado en base a la corriente y el voltaje máximo en continua que es capaz de soportar. Con estos datos, se ha seleccionado la más adecuada en función de la potencia disipada (resistencia en conducción, en conmutación, derivada de la capacidad de puerta y del tiempo de recuperación en inversa del diodo asociado), la disponibilidad y el coste.

El transistor seleccionado ha sido el modelo [IRLZ14](#) del fabricante *TDK Corporation*. En la siguiente tabla se resumen sus principales características:

Tabla 4 Características principales del MOSFET seleccionado IRLZ14

Parámetro del componente	Valor
$I_{\max}$	10 A
$V_{\max}$	60 V
$R_{DS}$	0.2 $\Omega$
$t_{rise}$	110 ns
$t_{fall}$	26 ns
$t_{tr}$	130 ns
$I_{tr}$	3.5 A
$Q_g$	8.4 nC
$C_{OSS}$	170 pF
$P_{DISIPADA}$	0.388 W

## *Dimensionado del equipo de refrigeración*

Al tratarse de un circuito de potencia, es posible que alguno de los semiconductores empleados como interruptores eleven excesivamente su temperatura debido a la disipación de potencia. Para

evitar la destrucción del dispositivo, debe de contemplarse la posibilidad de incluir un disipador en función de las características del componente seleccionado.

Una vez calculada la potencia máxima que disipa el componente, se debe de saber si la resistencia térmica de este es suficiente para disipar dicha potencia. Para ello es necesario extraer de la hoja de datos del fabricante la temperatura máxima de la unión ( $T_{Jmax}$ ) y compararla con la resultante al aplicar la siguiente fórmula:

$$T_j = T_a + P_{dis}R_{th,j-a} \quad (4.27)$$

En caso de que la temperatura calculada exceda la máxima establecida por el fabricante, deberá de implementarse un disipador cuya resistencia térmica sea inferior o igual al valor calculado en la siguiente expresión:

$$R_{thJa} = \frac{T_{J,max} - T_C}{P_{max}} \quad (4.28)$$

La temperatura  $T_C$  es la del encapsulado y se hace coincidir con la temperatura ambiente del dispositivo, que se establecerá en 25 °C.

### Diodo

En este caso, la temperatura de la unión provocada por la disipación de potencia máxima para el diodo seleccionado es muy inferior a la máxima soportada por el mismo y, por lo tanto, no es necesario implementar un disipador.

### MOSFET

En este caso, la temperatura de la unión provocada por la disipación de potencia máxima para el MOSFET seleccionado es muy inferior a la máxima soportada por el mismo y, por lo tanto, tampoco es necesario implementar un disipador.

### **Selección de componentes pasivos**

#### *Cálculo de pérdidas*

### Condensador

Un condensador real, además de una capacitancia pura, presenta diferentes elementos parásitos asociados al mismo, como inductancias y resistencias. Por este motivo, el modelo real de un condensador puede representado a través del siguiente circuito eléctrico:

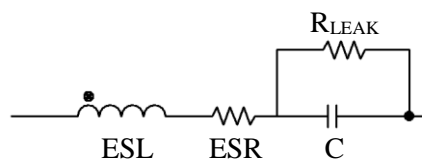


Fig 34 Modelo real de un condensador



Puede observarse una inductancia en serie, ESL, una resistencia en serie, ESR, que es la principal causante de las pérdidas por efecto Joule, una capacidad C y, finalmente, una resistencia que representa la fuga de corrientes que se producen en el dieléctrico,  $R_{leak}$  (las pérdidas son muy pequeñas, motivo por el cual el valor de la resistencia es alto).

Los valores de ESL y ESR varían en función del mismo, y el fabricante suele proporcionar una gráfica que permite determinar el valor exacto. Un condensador es diseñado para trabajar dentro de su zona capacitiva y, por lo tanto, es importante escoger uno cuya inductancia en serie suponga una frecuencia de resonancia superior a la de trabajo.

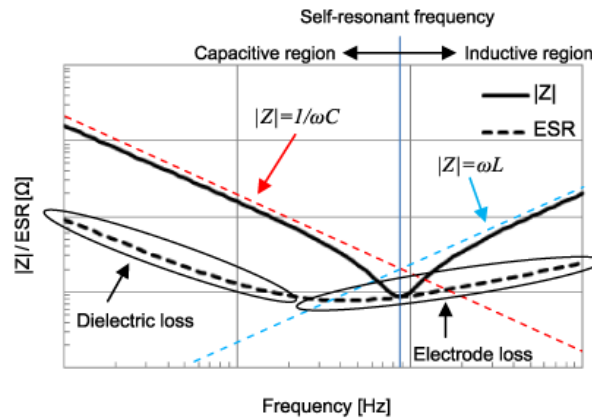


Fig 35 Respuesta en frecuencia de un condensador real.[29]

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{ESL \cdot C}} > f_s \quad (4.29)$$

$$ESL > \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C} \quad (4.30)$$

Por otro lado, las pérdidas derivadas del efecto Joule por calentamiento, aparte de ser producidas fundamentalmente por su ESR, también lo son por su temperatura. Es importante asegurarse de que no se produzca un sobrecalentamiento del condensador, es decir, que la temperatura que alcance el punto caliente del mismo ( $T_h$ ) esté por debajo de la temperatura máxima admisible por el condensador.

Para conseguir el valor de la resistencia en serie, se recurre a un método iterativo que debe de aplicarse en la tabla proporcionada por el fabricante, con el objetivo de hallar el coeficiente de ESR que permita encontrar el valor de ésta en función de la temperatura ( $T_h$ ) y la frecuencia de trabajo( $f_s$ ). En primer lugar, se obtiene el valor del coeficiente para la temperatura de trabajo estimada, que se ha decidido hacer coincidir con la temperatura ambiente máxima,  $T_a$ , proporcionada también por el fabricante. Una vez hecho esto, se deberá de calcular el valor de la resistencia en serie, aplicando el coeficiente hallado en la tabla al valor ESR normalizado.

$$ESR(F_s, T_a) = ESR(100 \text{ Hz}, 20^\circ\text{C}) \cdot \text{Coeficiente} \quad (4.31)$$

Hallado este valor, se procede a calcular las pérdidas del condensador a través de la siguiente fórmula:

$$P_{Cout} = I_{C,RMS}^2 ESR \quad (4.32)$$

$$I_{C,RMS} = \sqrt{\left[ I_{OUT} \left( 1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \right) \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}} \right]^2 + \left[ I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}}} \right]^2} \quad (4.33)$$

Aunque el método explicado anteriormente resulte la manera más exacta de calcular las pérdidas en el condensador de salida, la mayoría de fabricantes no proporcionan dichos valores en el tipo de condensadores adecuados para el convertidor diseñado. Es por este motivo, que se recurre a otro método práctico: Para poder calcular las pérdidas en el condensador deben obtenerse los valores de la resistencia en serie a bajas frecuencias,  $ESR_{LF}$ , y por el otro., el factor de disipación ( $\tan \delta$ ), un índice de pérdida de energía en modo oscilatorio, que denotan la calidad del componente. La siguiente fórmula permite obtener el valor de la resistencia en serie para la frecuencia de conmutación,  $ESR_{HF}$ :

$$ESR_{HF} = \tan \delta \frac{1}{2\pi f_S C} \quad (4.34)$$

A partir de estas dos resistencias en serie, que representan las pérdidas del componente tanto para la corriente alterna como para la continua, pueden calcularse las pérdidas globales del condensador:

$$P_{Cout} = ESR_{LF} I_{RMS,DC}^2 + ESR_{HF} I_{RMS,AC}^2 \quad (4.35)$$

### **Inductancia**

Existen dos tipos de pérdidas asociadas a la inductancia, la pérdida de potencia a través del hilo (asociada al paso de corriente continua) y la del núcleo de la bobina (asociada a la pérdida en corriente alterna).

Para calcular la pérdida de corriente en hilo se debe de recurrir a la información que proporciona la hoja de especificaciones del fabricante y obtener el valor  $R_{DC}$ , es decir, la resistencia del hilo en continua:

$$P_{L,DC} = I_L^2 \cdot R_{L,DC} \quad (4.36)$$

Por otro lado, las pérdidas del núcleo variarán en función de la frecuencia de trabajo y la densidad de flujo de la inductancia. El fabricante suele proporcionar gráficas que permiten obtener el valor directamente, tal como se presenta a continuación:

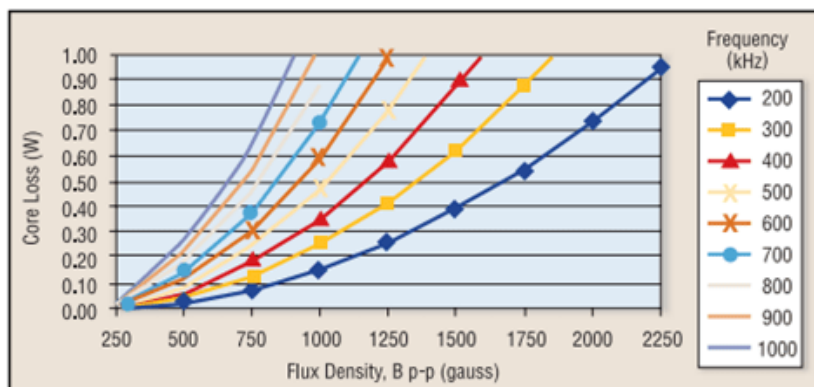


Fig 36 Pérdida de potencia en el núcleo de la bobina en función de la frecuencia de trabajo y la temperatura [27]

Este tipo de pérdida suele ser significativa sólo en convertidores de muy alta potencia, motivo por el cual las hojas de datos técnicos de las inductancias apropiadas para esta aplicación no proporcionan dicha información. Serán únicamente consideradas entonces las pérdidas asociadas al hilo, mencionadas anteriormente.

### Selección de modelos comerciales

A continuación, se resume el proceso de selección de los componentes pasivos que forman parte del circuito y las principales características de los modelos escogidos. En el Anexo I, se encuentran las tablas comparativas entre los principales modelos evaluados de cada uno de los elementos.

### Condensador

La elección del condensador se ha realizado siguiendo una serie de pasos que se mencionan a continuación:

- Estudio de mercado y elección de diferentes alternativas en función de la capacidad mínima requerida y la tensión  $V_{DC}$  que debe soportar el componente entre sus bornes.
- Análisis de la respuesta en frecuencia del condensador, tal como se ha explicado en el apartado anterior, para asegurar su correcto funcionamiento en la frecuencia de trabajo fijada.
- Elección del condensador adecuado en función de la pérdida de potencia, la vida útil, la disponibilidad y su coste.

El condensador seleccionado ha sido el modelo [870055775006](#) del fabricante *Würth Elektronik*. En la siguiente tabla se resumen sus principales características:

Tabla 5 Características principales del condensador seleccionado 870055775006

Parámetro del componente	Valor
C	56 $\mu$ F
V <sub>DC</sub>	50 V
ESR	35 m $\Omega$
tan $\delta$	0.12
I <sub>ripple</sub>	2 A
Multiplicador I <sub>ripple</sub>	0.7
Vida útil	2000 h
P <sub>DISIPADA</sub>	0.115 W

### Inductancia

La elección de la inductancia se ha realizado en base al valor de la misma y la intensidad máxima permitida. Con estos datos, se ha seleccionado la más adecuada en función de la potencia disipada (resistencia parásita en serie), la disponibilidad y el coste.

La inductancia seleccionada ha sido el modelo [B82724J8322N040](#) del fabricante *TDK Corporation*. En la siguiente tabla se resumen sus principales características:

Tabla 6 Características principales de la inductancia seleccionada B82724J8322N040

Parámetro del componente	Valor
L	10 mH
I <sub>L,max</sub>	3,2 A
R <sub>DC</sub>	80 m $\Omega$
P <sub>DISIPADA</sub>	0.1568 W

### **Pérdida y rendimiento global del convertidor**

La potencia total disipada en el convertidor elevador es la suma de las diferentes pérdidas causadas por los elementos del mismo, tanto semiconductores como elementos pasivos.

$$P_{DIS,TOTAL} = P_{Q,cond} + P_{Q,conm} + P_{Q,trr} + P_{Q,gatein} + P_{Q,gateout} + P_{D,cond} + P_{L,DC} + P_{Cout} \quad (4.37)$$

El cálculo del rendimiento del convertidor elevador se realiza a través de la potencia total disipada y la potencia de entrada del mismo:

$$\eta(\%) = \frac{P_{IN} - P_{DIS,TOTAL}}{P_{IN}} \cdot 100 \quad (4.38)$$

A continuación, puede observarse una tabla resumen de las diferentes potencias asociadas al convertidor elevador y sus elementos:

Tabla 7 Resumen de las potencias disipadas en el convertidor

Magnitud	Valor
$P_{D,cond}$	135.26 mW
$P_{Q,comm}$	22.85 mW
$P_{Q,cond}$	310.33 mW
$P_{GATE,Cin}$	0.21 mW
$P_{GATE,Cout}$	0.49 mW
$P_{Q,trr}$	54.6 mW
$P_{L,DC}$	156.8 mW
$P_{Cout}$	114.29 mW
$P_{DIS,total}$	794.84 mW
$P_{IN}$	29.4 W
$\eta(\%)$	97.30 %

A pesar de obtener un rendimiento alto del convertidor, en siguientes apartados se explicarán circuitos complementarios (driver de activación de puerta, circuitos necesarios para el sensado de variables, ...) que comportarán pérdidas de potencia, haciendo disminuir el rendimiento global del sistema.

## 4.2. Convertidor reductor

### Análisis del convertidor

Este tipo de convertidor proporciona una tensión menor a su salida que a la entrada, por lo que se trata de un reductor de tensión. El convertidor *Buck*, como puede observarse en la Fig 37 posee dos elementos pasivos almacenadores de energía (una bobina y un condensador) y dos elementos activos (un transistor y un diodo), que actúan como interruptores del circuito.

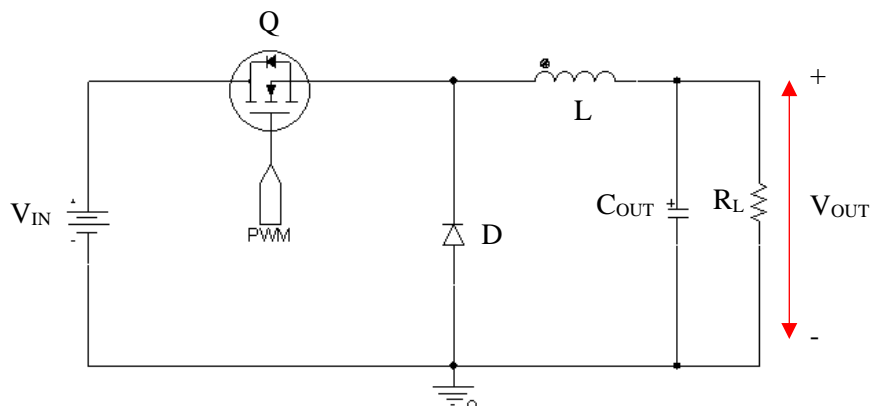


Fig 37 Esquema del convertidor Buck

Conmuta entre dos estados, aquél en el que el transistor MOSFET se encuentra en conducción ( $T_{ON}$ ), y en el que éste se encuentra en corte ( $T_{OFF}$ ). Esta conducción será forzada a través de una señal de control introducida en la puerta del transistor.

**Estado de conducción**

Cuando el transistor se encuentra en conducción, el diodo quedará polarizado de manera inversa, provocando que éste no pueda conducir. El circuito, sustituyendo el transistor por un cortocircuito (en conducción) y el diodo por un circuito abierto (en corte) quedaría de la siguiente manera:

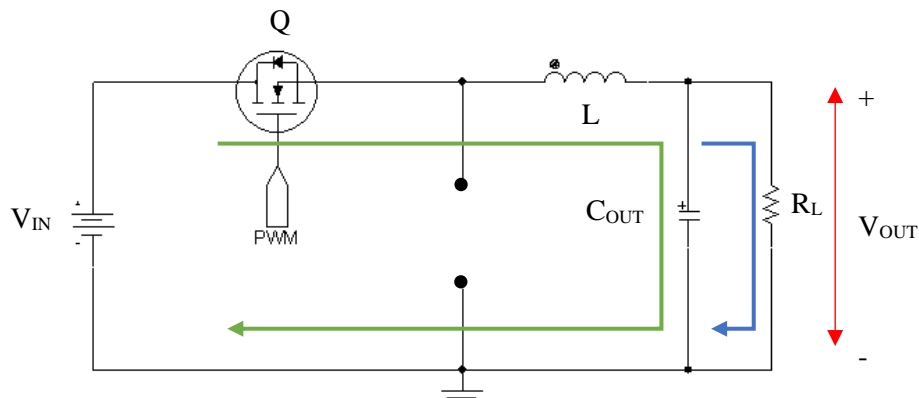


Fig 38 Esquema del convertidor Buck en estado de conducción del transistor

En este periodo, como puede observarse en el circuito, la energía proporcionada por la placa solar se transfiere a la carga y, a su vez, realiza la carga de la inductancia L y el condensador C.

**Estado de corte**

Cuando el transistor se encuentra en estado de corte, el diodo queda polarizado en directa, provocando la conducción espontánea del mismo. El circuito, sustituyendo el transistor por un circuito abierto (en corte) y el diodo por un cortocircuito (en conducción) quedaría de la siguiente manera:

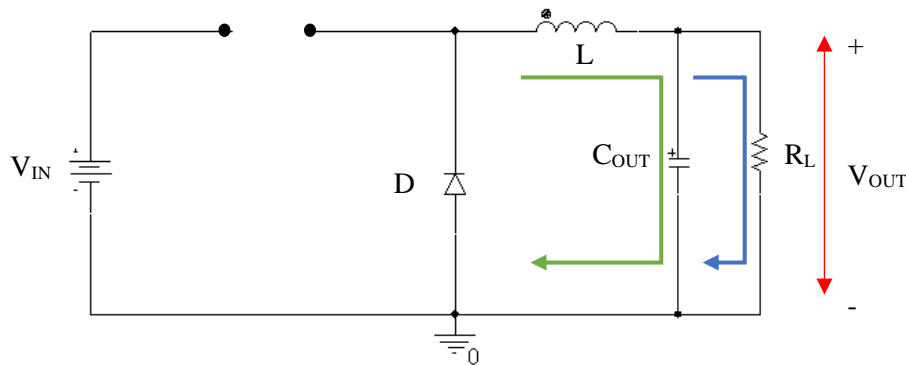


Fig 39 Esquema del convertidor Buck en estado de corte del transistor

En este caso, la placa solar no proporciona energía a la carga, sino esta recibe la energía almacenada anteriormente por el condensador C y la inductancia L.

### **Modo de conducción continua (MCC)**

Cuando un convertidor reductor opera en modo continuo, la corriente a través del inductor ( $I_L$ ) nunca llega a cero. La tensión de salida viene dada por el ciclo de trabajo que determine la conmutación de los semiconductores y la tensión de entrada del convertidor. La fórmula que describe dicha tensión es la siguiente:

$$V_{OUT} = D V_{IN} \quad (4.39)$$

### **Modo de conducción discontinua (MCD)**

Tal como ocurre en el convertidor elevador, se evita el modo de conducción discontinua, ya que no es el adecuado para este tipo de aplicaciones. Para ello, se llevan a cabo las mismas precauciones que para el circuito anterior.

### **Dimensionado del convertidor**

Con el fin de realizar el dimensionado de los componentes, se establecen diferentes valores de partida, que están condicionados a la salida del convertidor elevador diseñado en el apartado 4.1 y las condiciones de salida necesarias para la carga de la batería:

*Tabla 8 Parámetros del convertidor reductor*

<b>Parámetro del convertidor</b>	<b>Valor</b>
$V_{IN}$	14– 40 V
$V_{OUT}$	12 V (batería)
$f_S$	10 kHz
$I_L = I_{IN}$	0,29 - 1,225 A
$\Delta I_L$	0,30 A
$\Delta V_{OUT}$	0.6 A

El rizado del voltaje de salida se ha fijado a un 5% del valor máximo. Cabe recordar que  $\Delta I_L/2$  debe de ser menor a la corriente mínima de la inductancia con el fin de evitar que el convertidor trabaje en MCD.

### **Ciclo de trabajo**

En el caso estudiado, la tensión de entrada podrá variar entre 14 V y 40 V, ya que dependerá de la tensión en la que se encuentre el punto de máxima potencia de la placa. El ciclo de trabajo máximo y mínimo que aplicará el control serán los siguientes:

$$D_{max} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN_{MIN}}} = \frac{12}{14} = 0.85 \quad (4.40)$$

$$D_{min} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN_{MIN}}} = \frac{12}{40.3} = 0.45 \quad (4.41)$$

Idealmente, puesto que el ciclo de trabajo varía entre 0 y 1, la ganancia podría llegar a ser infinita. Sin embargo, debido a las no idealidades de los componentes (en especial la resistencia en serie de la bobina), la curva de ganancia de un convertidor real decrece en ciclos de trabajos próximos a la unidad y también su rendimiento. Por este motivo, se limitará el ciclo de trabajo a valores entre 0,9 y 0,1.

### **Inductancia**

El rizado de la corriente en la inductancia viene dado por la siguiente expresión:

$$\Delta I_L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) D}{L f_S} \quad (4.42)$$

Por lo tanto, el valor mínimo de la inductancia para obtener un rizado menor al fijado en las condiciones de diseño del circuito, debe de calcularse a través de la siguiente expresión:

$$L_{min} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) D}{\Delta I_{L,max} f_S} \quad (4.43)$$

Para los valores fijados del convertidor, y considerando un ciclo de trabajo máximo (caso más desfavorable) se obtiene un valor de inductancia  $L \geq 2,14$  mH.

### **Condensador de salida**

La función del condensador de salida es, principalmente, reducir el rizado de la tensión de salida del convertidor. En este caso, al conectarse una batería en la salida del convertidor, que puede ser tratada como una fuente de tensión, teóricamente este rizado no existiría. Sin embargo, como se explicará en el apartado 5, la tensión en bornes de una batería real no se mantiene fija y, por lo tanto, el rizado se debe de regular. El valor mínimo del condensador para limitar el rizado de corriente en la inductancia y de voltaje en bornes de la batería es el siguiente:

$$C_{min} = \frac{\Delta I_L}{8 f_S \Delta V_{OUT,max}} \quad (4.44)$$

Este valor dependerá entonces de la frecuencia de conmutación, el rizado máximo de tensión permitido a la salida y el rizado máximo de corriente en la inductancia para evitar el MCD. En el convertidor estudiado, el valor del condensador será como mínimo 6,38  $\mu$ F. No obstante, se aplicará un factor multiplicador de 5 para fijar un límite de seguridad.



## Selección de semiconductores

La selección de semiconductores se ha realizado de manera idéntica al convertidor elevador. Por este motivo, se procede a indicar las corrientes y tensiones máximas que deberán de soportar los componentes y, a continuación, directamente se hace un resumen de los componentes escogidos.

### *Cálculo de corrientes y tensiones máximas*

#### **Diodo en conmutación**

La tensión máxima del diodo en conmutación será igual a la suma de la tensión de salida y la inductancia. Considerando nula la tensión en bornes de la inductancia, la tensión en bornes máxima del diodo en conmutación será:

$$V_{D,max} = V_{IN,max} + \Delta V_{IN,max} = 40,3 V \quad (4.45)$$

#### **Diodo en conducción**

La corriente máxima que deberá soportar el diodo en conducción será equivalente a la suma de la corriente en la carga y del condensador de salida. Dado que la corriente que atraviesa el condensador tiene un valor medio idealmente nulo, puede aproximarse de la siguiente manera:

$$I_{D,max} = I_{RL,max} + \langle I_C \rangle_{max} = I_{RL,max} = 2.695 A \quad (4.46)$$

La tensión máxima del diodo en conducción será aquella que especifique la hoja de especificaciones técnicas del componente, idealmente nula.

#### **MOSFET en conmutación**

La corriente máxima que deberá soportar el MOSFET en conmutación será equivalente a la corriente máxima de la bobina. Es decir, la suma del valor medio máximo y su correspondiente rizado:

$$I_{Q,max} = I_{RL,max} + \langle I_C \rangle_{max} = I_{RL,max} = 2.695 A \quad (4.47)$$

La tensión máxima del MOSFET en conmutación será igual a la tensión máxima de salida. Es decir, la suma del valor de salida medio y su correspondiente rizado:

$$V_{Q,max} = V_{IN,max} + \Delta V_{IN,max} = 40,3 V \quad (4.48)$$

#### **MOSFET en conducción**

La corriente máxima que deberá soportar el MOSFET en conducción será equivalente a la corriente máxima de la bobina. Es decir, la suma del valor medio máximo y su correspondiente rizado:

$$I_{Q,max} = I_{RL,max} + \langle I_C \rangle_{max} = I_{RL,max} = 2.695 A \quad (4.49)$$

La tensión máxima del MOSFET en conducción será aquella que especifique la hoja de especificaciones técnicas del componente, idealmente nula.

### Selección de modelos comerciales

El cálculo de pérdidas se ha realizado de forma idéntica al convertidor, empleando las fórmulas utilizadas en el apartado Cálculo de pérdidas. En el Anexo I, se encuentran las tablas comparativas entre los principales modelos evaluados de cada uno de los elementos.

### Diodo

La elección del diodo se ha realizado siguiendo los mismos criterios empleados en el convertidor elevador. Escogiendo la mejor relación precio – potencia disipada, el componente seleccionado ha sido el modelo [80SQ045N](#) del fabricante *ON Semiconductor*. En la siguiente tabla se resumen sus principales características:

Tabla 9 Características principales del diodo seleccionado 80SQ045N

Parámetro del componente	Valor
$I_{\max}$	8 A
$V_{\max}$	45 V
$V_{D,ON}$	0.4 V
$P_{DISIPADA}$	0.225 W

### MOSFET

La elección del MOSFET se ha realizado siguiendo los mismos criterios empleados en el convertidor elevador. Escogiendo la mejor relación precio – potencia disipada, el componente seleccionado ha sido el modelo [IRLZ14](#) del fabricante *TDK Corporation*, igual que para el convertidor elevador. En la siguiente tabla se resumen sus principales características:

Tabla 10 Características principales del MOSFET seleccionado IRLZ14

Parámetro del componente	Valor
$I_{\max}$	10 A
$V_{\max}$	60 V
$R_{DS}$	0.2 $\Omega$
$t_{rise}$	110 ns
$t_{fall}$	26 ns
$t_{tr}$	130 ns
$I_{tr}$	3.5 A
$Q_g$	8.4 nC
$C_{OSS}$	170 pF
$P_{DISIPADA}$	1.259 W

## Dimensionado del equipo de refrigeración

### Diodo

En este caso, la temperatura de la unión provocada por la disipación de potencia máxima para el diodo seleccionado es muy inferior a la máxima soportada por el mismo y, por lo tanto, no es necesario implementar un disipador.

### MOSFET

En este caso, la temperatura de la unión provocada por la disipación de potencia máxima para el MOSFET seleccionado es ligeramente inferior a la máxima soportada por el mismo. Por este motivo, se ha decidido implementar un disipador como precaución. Para ello, se aplica un coeficiente de seguridad de  $k=0.5$ , y se calcula la resistencia térmica máxima que debe tener el equipo de refrigeración a través de la siguiente ecuación:

$$R_{th,ja} = R_{th,jc} + R_{th,cd} + R_{th,da} = \frac{k T_{j,max} - T_c}{P_{max}} \quad (4.50)$$

Las resistencias térmicas que se observan en la ecuación anterior son el reflejo del flujo de calor atravesando los diferentes medios desde la unión PN hasta llegar al radiador:

- Resistencia unión – cápsula ( $R_{th,jc}$ ): Es la resistencia térmica de la unión a la cápsula y, por lo tanto, depende del tipo de encapsulado. En este caso, el fabricante especifica el valor de la resistencia para el encapsulado TO-220 a  $3.5 \text{ °C/W}$ .
- Resistencia cápsula – disipador ( $R_{th,cd}$ ): Depende del tipo de encapsulado y aislamiento, si lo hubiera, entre el componente y el disipador. Normalmente se usa pasta de silicona o mica, y el valor de la resistencia variará en función del material empleado. En este caso, al no utilizar ningún aislamiento, el valor de la resistencia térmica es el fijado por el fabricante a  $0.5 \text{ °C/W}$ .
- Resistencia disipador – ambiente ( $R_{th,da}$ ): Es el valor que se debe de calcular para evitar que la temperatura exceda del margen de seguridad.

El disipador necesario para cumplir las necesidades del MOSFET debe de tener, como máximo,  $45,63 \text{ °C/W}$ . Por lo tanto, un disipador de pequeñas dimensiones será suficiente. Se ha escogido el modelo MAX09NG del fabricante CUI Inc. En la siguiente tabla se resumen las principales características:

Tabla 11 Características principales del disipador MAX09NG

Parámetro del componente	Valor
$R_{TH}$	31.94 °C/W
Longitud	19 mm
Anchura	19 mm
Altura	9.52 mm
Encapsulado apropiado	TO-220

## Selección de componentes pasivos

### Condensador

La elección del condensador de salida se ha realizado siguiendo los mismos criterios empleados en el convertidor elevador. Escogiendo la mejor relación precio – potencia disipada, el componente seleccionado ha sido el modelo [870055775006](#) del fabricante *Würth Elektronik*, igual que para el convertidor elevador. En la siguiente tabla se resumen sus principales características:

Tabla 12 Características principales del condensador seleccionado 870055775006

Parámetro del componente	Valor
C	56 $\mu$ F
V <sub>DC</sub>	50 V
ESR	35 m $\Omega$
tan $\delta$	0.12
I <sub>ripple</sub>	2 A
Multiplicador I <sub>ripple</sub>	0.7
Vida útil	2000 h
P <sub>DISIPADA</sub>	0.110 W

### Inductancia

La elección de la inductancia se ha realizado siguiendo los mismos criterios empleados en el convertidor elevador. Escogiendo la mejor relación precio – potencia disipada, el componente seleccionado ha sido el modelo [B82724J8322N040](#) del fabricante *TDK Corporation*, igual que para el convertidor elevador. En la siguiente tabla se resumen sus principales características:

Tabla 13 Características principales de la inductancia seleccionada B82724J8322N040

Parámetro del componente	Valor
L	10 mH
I <sub>L,max</sub>	3,2 A
R <sub>DC</sub>	80 m $\Omega$
P <sub>DISIPADA</sub>	0.581 W

### **Pérdida y rendimiento global del convertidor**

A continuación, puede observarse la tabla resumen de las diferentes potencias asociadas al convertidor reductor y sus elementos:

Tabla 14 Resumen de las potencias disipadas en el convertidor

Magnitud	Valor
$P_{D,cond}$	224.58 mW
$P_{Q,comm}$	48.38 mW
$P_{Q,cond}$	1149.98 mW
$P_{GATE,Cin}$	0.21 mW
$P_{GATE,Cout}$	0.59 mW
$P_{Q,trr}$	60.06 mW
$P_{L,DC}$	581.04 mW
$P_{Cout}$	109.71 mW
$P_{DIS,total}$	2174.56 mW
$P_{IN}$	32.34 W
$\eta(\%)$	93.28 %

A pesar de obtener un rendimiento alto del convertidor, en siguientes apartados se explicarán circuitos complementarios (driver de activación de puerta, circuitos necesarios para el sensado de variables, ...) que comportarán pérdidas de potencia, haciendo disminuir el rendimiento global del sistema.

### 4.3. Driver de puerta

Debido a que el microcontrolador es incapaz de suministrar al transistor MOSFET la potencia necesaria para activar la puerta, se utiliza un driver que acondiciona dicha señal para cada uno de los controles empleados. Los criterios que se han tenido en cuenta a la hora de escoger el driver utilizado en cada uno de los casos son los siguientes:

- Aislamiento del circuito de control y la etapa de potencia.
- Correcta respuesta a la frecuencia de conmutación utilizada.
- Rango de tensión y corriente adecuados a las exigencias del circuito diseñado.
- Precio, disponibilidad y potencia disipada.

#### Driver del elevador

El driver empleado para el convertidor elevador es el [MCP1407](#) del fabricante *Microchip*, capaz de proporcionar una corriente de pico en la salida de 6 A, permitiendo así la rápida carga y descarga de la capacidad interna del MOSFET. Por otro lado, su alimentación permite alcanzar la tensión necesaria entre la puerta y el surtidor ( $V_{GS}$ ) para forzar la conducción del mismo. Para llevar a cabo el montaje del driver, se tienen en cuenta diferentes consideraciones:

- Alimentación del driver a una tensión suficientemente alta para garantizar una diferencia de tensión entre la puerta y el surtidor ( $V_{GS}$ ) que fuerce la activación del transistor.
- Condensadores de desacoplo entre la tensión de alimentación y la masa, con el fin de filtrar perturbaciones que perjudiquen al driver y mantener la alimentación estable. Estos

- condensadores deberán de conectarse lo más cerca posible de lo pines de alimentación, evitando así inductancias parásitas.
- Diodo zener con una tensión nominal superior a 10 V con el fin de proteger el transistor de posibles sobretensiones.
  - Resistencia entre la puerta y el surtidor, que ejerza de resistencia de *pull-down*, con el fin de ayudar a descargar la puerta del transistor cuando este se encuentre en corte.
  - Resistencia en la puerta para limitar la corriente procedente del driver hacia el transistor.

### ***Cálculo de la resistencia de pull-down***

Además de incorporar un zener entre la puerta y el surtidor para proteger el MOSFET, se incorpora una resistencia que permita descargar la capacidad del transistor ante posibles cargas parásitas. Para ello, se debe de seleccionar una resistencia lo suficientemente baja para permitir esta descarga a una constante de tiempo inferior a la carga parásita asociada a la corriente de fuga del transistor y, a su vez, de un valor alto para no interferir en el encendido del driver.

A través de la expresión que define la tensión del condensador se procede a calcular la constante de tiempo de la carga parásita de la capacidad:

$$V_C = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt \quad (4.51)$$

$$\tau_{carga} = 0.632 t = 0.632 \frac{V_{GS,min} C_G}{I_{LK}} \quad (4.52)$$

$$R_{GS} < \frac{\tau_{carga}}{C_{GS}} \quad (4.53)$$

Siendo  $C_G$  la capacidad de puerta del transistor,  $V_{GS,min}$  la tensión mínima necesaria para activar el transistor y  $I_{LK}$  la corriente de fuga. Estos valores, proporcionados por el fabricante, permiten obtener el valor máximo de la resistencia. Se ha decidido implementar una resistencia de 10 k $\Omega$ , ya que cumpliría el máximo requerido y no afectaría al correcto funcionamiento del circuito.

### ***Cálculo de la resistencia de puerta***

El valor de la resistencia debe de ser suficiente para reducir las variaciones de tensión y corriente durante el encendido del transistor (evitando así encendidos parásitos del mismo), pero a la vez, no muy alto para evitar grandes pérdidas en la conmutación. El valor mínimo de la resistencia vendrá dado por el pico máximo de corriente que pueda suministrar el driver, tal como se puede observar en la siguiente fórmula:

$$R_G \geq \frac{V_{CC} - V_{EE}}{I_{OL,pico}} \quad (4.54)$$

Siendo  $V_{CC}$  la tensión de alimentación positiva,  $V_{EE}$  la tensión de alimentación negativa e  $I_{OL,pico}$ , tal como se ha comentado, el pico máximo que es capaz de suministrar el driver. Se ha decidido

implementar una resistencia de  $3.33 \Omega$ , ya que cumpliría el mínimo requerido y no supondría un gran gasto de potencia.

### Selección de componentes y esquema circuital

En el siguiente esquema circuital pueden observarse los modelos y valores seleccionados para cada uno de los componentes que forman el circuito que acondiciona la señal procedente del microcontrolador:

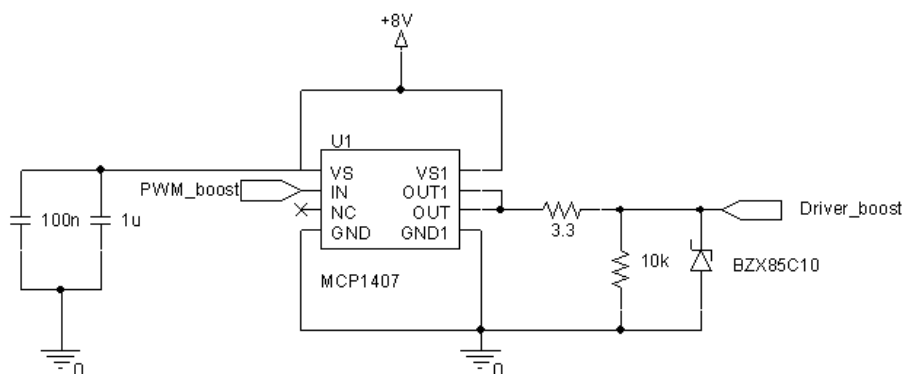


Fig 40 Circuito de acondicionamiento de la señal de control del Boost

Como puede observarse, el driver necesita una tensión de alimentación estable de 8 V para poder suministrar la tensión de salida adecuada para activar el MOSFET. El regulador de tensión empleado es el [LM2937-8](#) del fabricante Texas Instruments. Se proporcionará una tensión de entrada de 20 V con el fin de obtener una tensión de salida de 8 V estables. A continuación, se puede observar el esquema circuital necesario para el correcto funcionamiento del regulador:

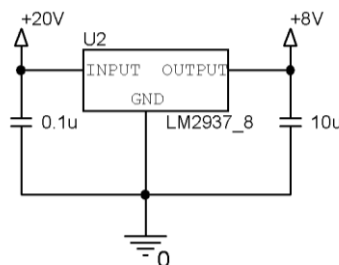


Fig 41 Regulador de tensión para la alimentación del driver

### Driver del reductor

El driver empleado para el convertidor reductor es el [IR2125](#) del fabricante *Infineons*, capaz de proporcionar una corriente de pico en la salida de 1.5 A, permitiendo así la rápida carga y descarga de la capacidad interna del MOSFET. Por otro lado, su alimentación permite alcanzar la tensión necesaria entre la puerta y la fuente ( $V_{DS}$ ) para forzar la conducción del mismo.

En el convertidor reductor, a diferencia del elevador, el surtidor del MOSFET se encuentra flotante (no está conectado a masa), motivo por el cual se implementa, además de los componentes adicionales considerados para el driver del *boost*, implementar un condensador *bootstrap*, que se

encarga de almacenar la energía durante el apagado del transistor, y entregarla a través del pico de corriente necesario para encenderlo. En paralelo con el condensador, se incorpora también un diodo que permitirá el paso de la corriente y la carga del condensador cuando el transistor se encuentre en corte.

### ***Diodo Bootstrap***

El diodo debe de ser capaz de soportar una tensión en inversa superior a la aplicada en el drenador del transistor durante el periodo en el que el MOSFET se encuentra en conducción y, a su vez, operar lo suficientemente rápido para no afectar los tiempos de conmutación del circuito. Por este motivo, se ha empleado el diodo [BYV26C](#) del fabricante *Vishay*, que cumple con ambos requisitos.

### ***Condensador Bootstrap***

Como ya se ha comentado, es el encargado de almacenar la energía para suministrar al transistor el pico de corriente necesario para su encendido. El valor del condensador debe de ser lo suficientemente alto para evitar perturbaciones en la tensión de alimentación durante el encendido del transistor, pero a su vez, no muy elevado para no aumentar la constante de tiempo del mismo, limitando entonces la frecuencia de conmutación del transistor. El valor mínimo del condensador se calcula mediante la siguiente expresión [35]:

$$C_{bs} \geq \frac{2 \left( 2Q_G + \frac{I_{qbs,max}}{f_s} + \frac{I_{Cbs,leak}}{f_s} \right)}{V_{CC} - V_f - V_{LS} - V_{min}} \quad (4.55)$$

Donde:

- $Q_G$ : Carga del transistor en nivel alto (C).
- $f_s$ : Frecuencia de operación (Hz).
- $I_{Cbs,leak}$ : Corriente de fugas del condensador *bootstrap* (A).
- $V_{CC}$ : Tensión de alimentación del driver (V).
- $V_f$ : Caída de tensión del diodo *bootstrap* (V).
- $V_{min}$ : Voltaje mínimo entre la puerta y la fuente (V).

### ***Selección de componentes y esquema circuital***

En el siguiente esquema circuital pueden observarse los modelos y valores seleccionados para cada uno de los componentes que forman el circuito que acondiciona la señal procedente del microcontrolador:



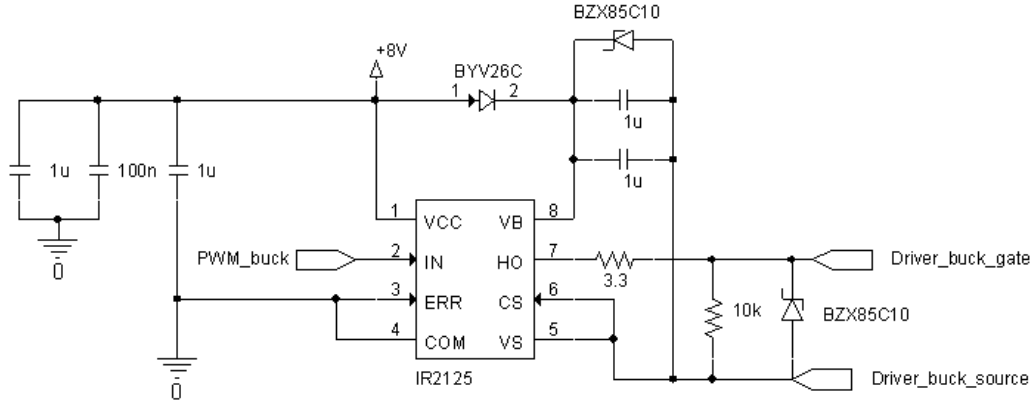


Fig 42 Circuito de acondicionamiento de la señal de control del Buck

## 4.4. Circuito de sensado

### Sensado de tensión

Para realizar el sensado de ambos convertidores es necesario sensar diferentes variables a lo largo del circuito:

- Tensión de entrada en la placa solar ( $V_{PLACA}$ )
- Tensión intermedia entre ambos convertidores ( $V_{INTERMEDIO}$ )
- Tensión en bornes de la batería ( $V_{BATERIA}$ )

Con el fin de adaptar los voltajes a valores que puedan ser leídos por el microcontrolador, se utilizan divisores de tensión con valores de resistencia elevados, ya que de esta forma se evitan corrientes elevadas que pudieran generar excesivas pérdidas en el circuito. El cálculo de la potencia disipada se realiza con la siguiente ecuación:

$$P_{sens} = \frac{V_{max,real}^2}{R_1 + R_2} \quad (4.56)$$

En la siguiente tabla se resumen los valores de resistencia empleados, la transformación de voltaje y las pérdidas ocasionadas por cada una de las asociaciones:

Tabla 15 Sensado de voltaje en las diferentes partes del circuito

Medida	$V_{max,real}$ (V)	Divisor	$V_{max,sens}$ (V)	$R_1$ (k $\Omega$ )	$R_2$ (k $\Omega$ )	$P_{disipada}$ (mW)
$V_{PLACA}$	21	5	4.2	40	10	8.82
$V_{INTERMEDIO}$	27	6	4.5	50	10	12.15
$V_{BATERIA}$	12	3	4	20	10	4.8

### Sensado de corriente

Para los controles empleados, tanto para el seguimiento del punto máximo de potencia del panel solar como para el control de carga de la batería, es necesario el sensado de corriente a la entrada y

la salida de ambos convertidores. Para ello, se ha empleado una solución práctica y económica, el sensor de corriente ACS712. Se trata de un sensor de efecto Hall que detecta el campo magnético que se produce por inducción de la corriente que circula por el cable, entregando una tensión proporcional a la corriente medida.

Existen tres modelos del sensor, en función del rango de corriente necesario. En este caso, como que ninguna de las corrientes medidas supera los  $\pm 5$  A, el sensor escogido para tal fin es el modelo [ACS712-05A](#). En la siguiente tabla se resumen las principales características:

Tabla 16 Características principales del sensor de corriente ACS712-05A

Parámetro del componente	Valor
V <sub>CC</sub>	5 V
I <sub>max</sub>	$\pm 5$ A
V <sub>OUT</sub>	0-5 V
BW	80 kHz
R <sub>sensor</sub>	1.2 m $\Omega$
Sensibilidad	185 mV/A

El fabricante ofrece únicamente un encapsulado 8-SOIC, sin embargo, por comodidad en el montaje, se ha adquirido el componente junto a una placa adaptativa para microcontroladores que, además, incorpora los principales componentes para el correcto funcionamiento del mismo, tal como se puede observar en la siguiente figura:

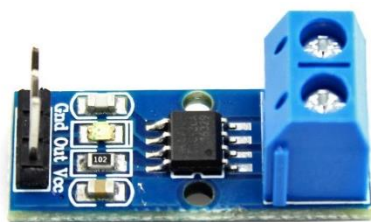


Fig 43 Placa adaptativa del sensor de corriente ACS712 [34]

La potencia disipada para cada una de las corrientes medidas puede obtenerse a través de la resistencia interna que proporciona la hoja de datos del fabricante, utilizando la siguiente fórmula:

$$P_{DISIPADA} = R_{IN,sens} I_{sens}^2 \quad (4.57)$$

En la siguiente tabla se muestran las intensidades máximas medidas y la potencia disipada en cada una de las partes del circuito.

Tabla 17 Sensado de intensidad en las diferentes partes del circuito

Medida	$I_{\max}$ (A)	$R_{\text{sensor}}$ (m $\Omega$ )	$P_{\text{disipada}}$ (mW)
$I_{\text{PLACA}}$	1.40	1.2	2.35
$I_{\text{INTERMEDIO}}$	1.25	1.2	1.88
$I_{\text{BATERIA}}$	2.70	1.2	8.72

Finalmente, con el objetivo de realizar mediciones de corriente con la mayor exactitud posible, es importante calibrar correctamente el sensor, tal como se explica en el Anexo VI.

## 4.5. Cargas de prueba

Con el fin de comprobar el funcionamiento de ambos convertidores, antes de proceder al montaje final con los paneles solares y una batería colocada en la salida, se realizarán diferentes pruebas y mediciones sobre éstos utilizando cargas resistivas. En la siguiente tabla se pueden consultar las cargas que han sido utilizadas para cada convertidor, así como el ensayo realizado con cada una de ellas. En el Anexo III pueden consultarse los resultados obtenidos experimentalmente.

Tabla 18 Cargas y ensayos realizados para el testeo del convertidor Boost

Modelo	$R_L$ ( $\Omega$ )	$P_{\text{MAX}}$ (W)	$V_{\text{IN}}$ (V)	$I_{\text{IN}}$ (V)	$V_{\text{OUT}}$ (V)	$I_{\text{OUT}}$ (V)	$P_R$ (W)
2201015	22	15	5	1.09	24	0.23	5.45
3301015	33	15	20	0.72	24	0.60	14.54
4701015	47	15	15	0.51	24	0.32	7.65

Tabla 19 Cargas y ensayos realizados para el testeo del convertidor Buck

Modelo	$R_L$ ( $\Omega$ )	$P_{\text{MAX}}$ (W)	$V_{\text{IN}}$ (V)	$I_{\text{IN}}$ (V)	$V_{\text{OUT}}$ (V)	$I_{\text{OUT}}$ (V)	$P_R$ (W)
2201015	22	15	24	0.55	12	1.09	13.09
4701015	47	15	24	0.26	12	0.51	6.13
1011015	100	15	24	0.12	12	0.24	2.88

Las cargas se agruparán en una sola placa, de manera que esta disponga de las conexiones necesarias para poder variar manualmente la carga utilizada según el ensayo realizado.

## 5. Acumulador de energía

La batería es un dispositivo que almacena energía, en forma electroquímica, proveniente de fuentes generadoras, en este caso paneles fotovoltaicos, con el fin de disponer de ésta para diferentes aplicaciones (almacenar energía para periodos con poca luz solar, inyectar picos de corriente en arranque de motores, ...).

Una batería comercial está formada por diversas celdas, en función del tipo de batería, que disponen de dos electrodos (positivo y negativo) sumergidos en un electrolito, que es el medio iónico que permite la transferencia de electrones.

### 5.1. Tipos y clasificación de las baterías

Existen dos tipos de celdas suministradoras de energía, en función del tipo de reacción química que sean capaces de realizar:

- Celdas primarias: transforman la energía química a energía eléctrica de manera irreversible y, por lo tanto, cuando se agotan los reactivos la energía no puede ser restaurada (no recargables)
- Celdas secundarias: las reacciones químicas son reversibles y, por lo tanto, se pueden volver a recargar suministrando energía eléctrica.

Por otro lado, según su naturaleza interna (características electroquímicas), las baterías pueden clasificarse en diferentes tipos. En este caso, se ha optado por la elección de una batería de plomo ácido con celdas secundarias (recargable) para ya que resulta adecuada para este tipo de aplicaciones.

### 5.2. Parámetros de la batería

En una batería se deben de tener en cuenta diferentes parámetros asociados al funcionamiento y estado de la misma:

- Tensión nominal ( $V_{nom}$ ): Tensión en bornes de la batería que proporciona el fabricante en su hoja de especificaciones técnicas. Representa el final de la zona lineal de la curva de descarga.
- Tensión de carga ( $V_{carga}$ ): Tensión necesaria en bornes de la batería para vencer la resistencia que ésta opone para ser cargada.
- Tensión en circuito abierto ( $V_0$ ): Tensión en bornes de la batería cuando la corriente es nula y, por lo tanto, depende únicamente de las características intrínsecas de la batería.
- Capacidad nominal ( $C_{nom}$ ): La capacidad es la cantidad máxima de energía que la batería puede proporcionar a una carga. Depende de la velocidad de descarga, la temperatura y la tensión final, motivo por el cual el fabricante proporciona un valor en condiciones normalizadas de estos tres parámetros, que es el valor de capacidad nominal indicado en la hoja de especificaciones técnicas.

- Resistencia interna ( $R_{in}$ ): Es un concepto teórico que representa la resistencia que oponen los diferentes componentes de la batería (electrodos, electrolitos, ...). Depende del estado de carga, el estado de salud, la corriente y la temperatura de funcionamiento. No puede medirse directamente de la batería, pero puede calcularse a través de la siguiente expresión:

$$R_{in} = \frac{V_0 - V_{carga}}{I} \quad (5.1)$$

- Estado de carga (SOC): Indica el nivel de carga de la batería de manera porcentual. Un 100% representa que la batería almacena el máximo posible de energía, mientras un 0% indica que está completamente descargada.
- Estado de salud (SoH): es el parámetro que cuantifica la degradación y envejecimiento que ha sufrido la batería, y que se ve reflejado en la capacidad máxima de la misma.
- Vida útil: Tiempo que tarda la batería en reducir su capacidad máxima por debajo de un límite, ya que el nivel de esta capacidad se ve afectado en función del número de veces que es recargada la batería.
- Auto descarga: Pérdida de capacidad de la batería, expresada de manera porcentual, cuando ésta se mantiene en circuito abierto.

$$Autodescarga (\%) = \frac{C_{perdida}}{C_{nom}} \cdot 100 \quad (5.2)$$

- Eficiencia energética: Es la relación entre la energía eléctrica que devuelve la batería y la necesaria para cargarla.

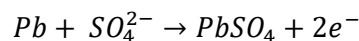
### 5.3. Estados de funcionamiento

Como se ha mencionado anteriormente, la batería seleccionada para esta aplicación es de plomo ácido. En este tipo de baterías, el electrolito es ácido sulfúrico ( $H_2SO_4$ ) disuelto en agua ( $H_2O$ ), y contiene dos electrodos sumergidos en él, uno de plomo (Pb) y otro de dióxido de plomo ( $PbO_2$ )

Una batería puede encontrarse en diferentes estados, en función de la reacción química que se esté realizando en la misma, que harán variar sus características. A continuación, se realiza una breve explicación de cada uno de ellos.

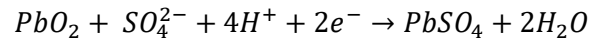
#### Descarga de la batería

La reacción química que tiene lugar durante de la descarga de la batería, en el electrodo de plomo, es la siguiente:



Como puede observarse, los iones de sulfato hacen que los átomos neutros de plomo se ionicen positivamente, perdiendo dos electrones, mientras que se forma mediante enlace iónico una molécula de sulfato de plomo, que se engancha a la superficie del electrodo de plomo, quedando así cargado negativamente.

Por otro lado, la reacción química que tiene lugar durante de la descarga de la batería, en el electrodo de óxido de plomo, es la siguiente:



En este caso, puede observarse que los iones se unen en moléculas nuevamente, pero a diferencia del anterior, es necesario extraer dos electrones del electrodo, quedando este con dos huecos y, por lo tanto, cargado positivamente.

Esta diferencia de potencial eléctrico entre un electrodo y otro, produce una transferencia de electrones, que da lugar a una corriente eléctrica. En las baterías de plomo ácido, la diferencia de tensión en bornes de la batería no sigue una relación lineal respecto a su estado de carga, por este motivo viene detallada en la hoja de características técnicas. A continuación, puede observarse la gráfica del voltaje en función de la descarga de la batería seleccionada:

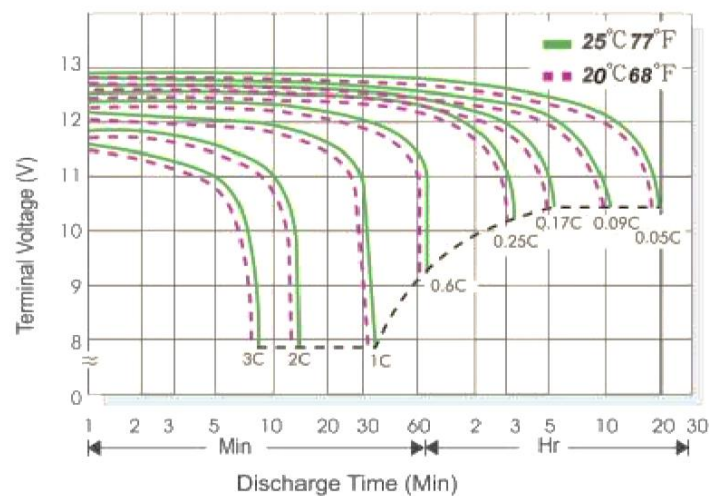
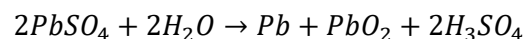


Fig 44 Voltaje en bornes de la batería en función del tiempo de descarga [42]

Como puede distinguirse en la gráfica, esta tensión variará en función de la temperatura, la corriente y el estado de salud de la batería.

### Carga de la batería

La reacción química que tiene lugar durante de la carga de la batería, es decir, cuando se suministra una energía eléctrica, es la siguiente:



En este caso, en el electrodo negativo quedaría adherido el plomo, y en el positivo el óxido de plomo. La carga tampoco sigue una relación lineal, y por ello también viene indicado en la hoja de

características técnicas. A continuación, puede observarse la gráfica del voltaje en función de la carga de la batería seleccionada:

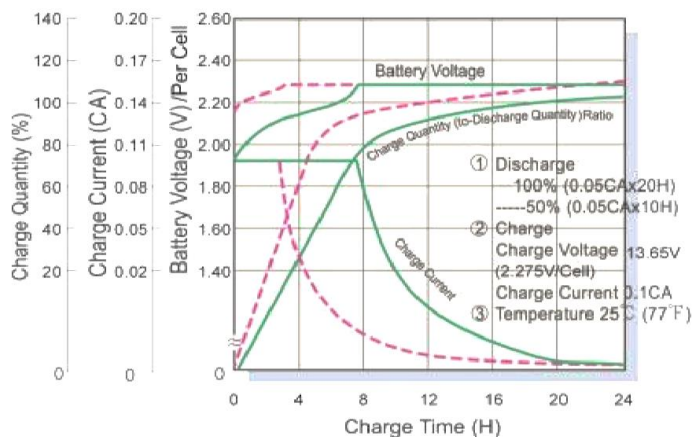
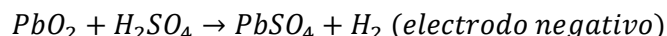
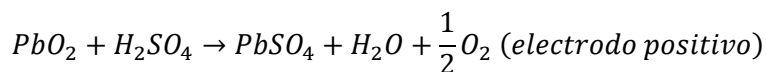


Fig 45 Voltaje en bornes de la batería en función del tiempo de carga [42]

### Circuito abierto o auto descarga

Cuando la batería no está conectada, la corriente suministrada o absorbida por la misma es nula. Sin embargo, los electrodos son inestables termodinámicamente al electrolito y, por lo tanto, se producen reacciones que suponen la pérdida de un pequeño porcentaje de la carga total de la batería. Este fenómeno, llamado auto descarga, suele estar entorno al 3% mensual de la capacidad máxima de la batería. Las reacciones que tienen lugar en cada uno de los electrodos son las siguientes:



## 5.4. Modelado de la batería

### Información de la batería utilizada

La batería seleccionada para conectar a la salida del convertidor es el modelo [10324](#) del fabricante DSK. En la siguiente tabla se resumen sus principales características:

Tabla 20 Características de la batería 10324

Parámetro del componente	Valor
Tipo de batería	Plomo ácido
Vida útil	3-5 años
Tensión nominal	12 V
Tensión de carga absorción	14.4 – 15 V
Tensión de carga flotación	13.6 – 13.8 V
Impedancia interna	22 mΩ
Capacidad	7 Ah (25 °C, 2V)

### Modelo de batería en MATLAB – Simulink

Para realizar la simulación del sistema se ha recurrido al modelo de batería que dispone *Simulink* en su librería. Este modelo permite elegir el tipo de batería y variar diferentes parámetros que permitirán asemejar el modelo teórico al modelo real de la batería utilizada.

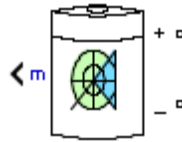


Fig 46 Modelo genérico de una batería en MATLAB - Simulink

Este bloque, implementa un modelo dinámico parametrizado para diferentes tipos de baterías comerciales. En la siguiente figura puede observarse el modelo equivalente:

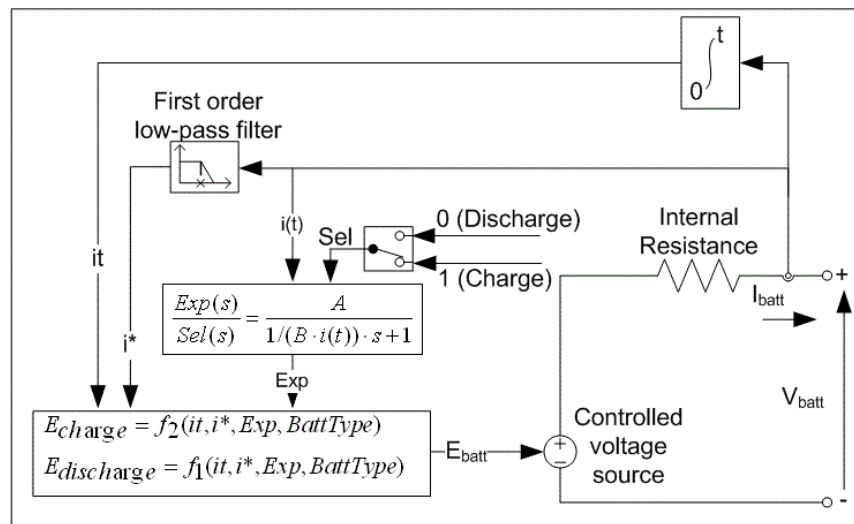


Fig 47 Modelo dinámico equivalente del bloque de la batería en MATLAB - Simulink

El bloque contiene un vector de tres señales, que pueden visualizarse a través de un bus selector conectado a la salida m (Fig 46), e indican los siguientes parámetros:

- Estado de carga de la batería (SOC).
- Corriente de la batería.
- Voltaje de la batería.

Para una batería de plomo ácido, las ecuaciones de carga y descarga del modelo implementado en *MATLAB* son las siguientes:

Carga de la batería ( $I < 0$  A)

$$f_1(it, i^*, i, Exp) = E_0 - K \frac{Q}{Q - it} i^* - K \frac{Q}{Q - it} it + Laplace^{-1} \left( \frac{Exp(s)}{Sel(s)} \cdot 0 \right) \quad (5.3)$$

Descarga de la batería ( $I > 0$  A)



$$f_2(it, i^*, i, Exp) = E_0 - K \frac{Q}{it + 0.1Q} i^* - K \frac{Q}{Q - it} it + Laplace^{-1} \left( \frac{Exp(s)}{Sel(s)} \cdot \frac{1}{s} \right) \quad (5.4)$$

Donde:

- $E_0$  es la tensión constante (V).
- $Exp(s)$  es la zona dinámica exponencial (V)
- $Sel(s)$  representa el modo de funcionamiento de la batería:
  - o  $Sel(s) = 1$ : batería en modo carga.
  - o  $Sel(s) = 0$ : batería en modo descarga.
- $K$  es la constante de polarización ( $Ah^{-1}$ ) o Resistencia de polarización ( $\Omega$ ).
- $i^*$  es la corriente dinámica de baja frecuencia (A).
- $i$  es la corriente de la batería (A).
- $it$  es la capacidad de extracción de la batería (Ah).
- $Q$  es la capacidad máxima de extracción de la batería (A).
- $A$  es la tensión exponencial (V).
- $B$  es la capacidad exponencial ( $Ah^{-1}$ ).

### Extracción de los parámetros de la batería

El modelo de batería de *Simulink* dispone de un menú mediante el cual se pueden fijar los diferentes parámetros que permiten ajustar el modelo de la batería al modelo real. En la siguiente figura puede observarse la tabla de parámetros presentes en las diferentes pestañas del asistente:

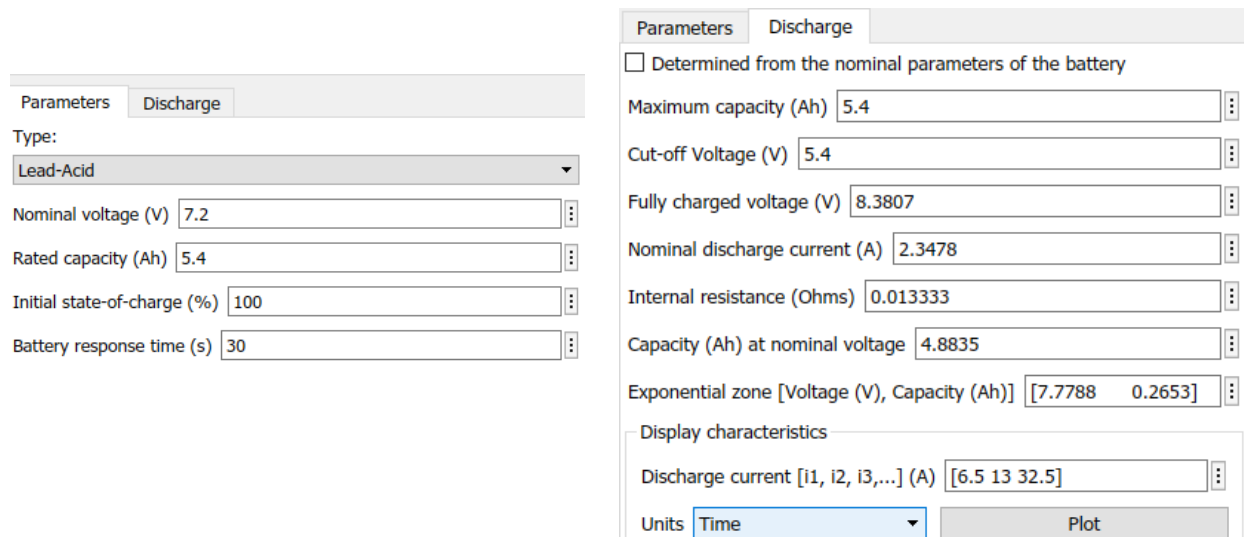


Fig 48 Tabla de parámetros del modelo de batería. Parámetros generales (imagen izquierda) y de descarga (imagen derecha).

Los datos deben de extraerse de la hoja de características proporcionada por el fabricante. Algunos de ellos se pueden obtener directamente y otros, sin embargo, deben de encontrarse extrayendo información de la curva de descarga. Los parámetros fijados para modelar la batería comercial utilizada son los siguientes:

Tabla 21 Parámetros extraídos de la hoja de características técnicas de la batería DSK 10324

Parámetro	Valor
Type	Lead-acid
Nominal voltage (V) <sup>2</sup>	12 <sup>C</sup>
Rated capacity (Ah) <sup>1</sup>	7
Initial state of charge (%)	100
Battery response time (s)	30 s
Maximum capacity (Ah) <sup>2</sup>	20h <sup>D</sup> x 0.35A = 7
Cut-off Voltage (V)	14.04
Fully charged voltage (V) <sup>2</sup>	12.85 <sup>A</sup>
Nominal discharge current (A) <sup>1</sup>	7
Internal resistance (Ω) <sup>1</sup>	0.022
Capacity (Ah) at nominal voltage <sup>2</sup>	4.3
Exponential zone (V, Ah) <sup>2</sup>	(12.7, 0.23) <sup>B</sup>

<sup>1</sup> Parámetros obtenidos directamente de la hoja de especificaciones técnicas.

<sup>2</sup> Parámetros obtenidos de la curva de descarga de la batería..

La gráfica de descarga proporcionada por el fabricante es la siguiente:

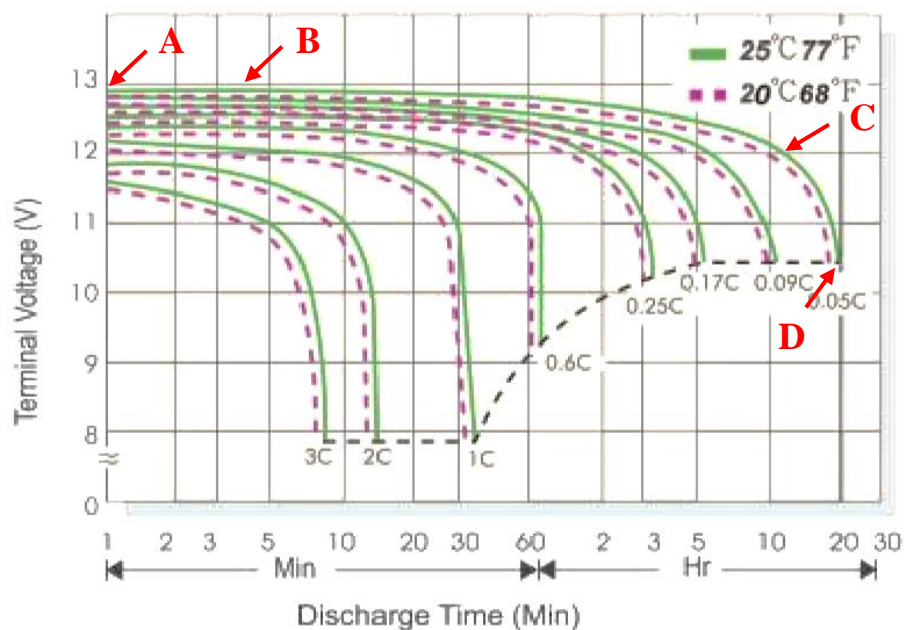


Fig 49 Curva de descarga de la batería DSK 10324 [42]

Como puede observarse, las indicaciones de la descarga están referidas a la unidad C, que es la tasa de carga o descarga. Cuando una batería se carga o descarga a la intensidad máxima permitida, tarda un tiempo determinado en hacerlo. Para la batería utilizada, si se descarga a 7 A constantes, idealmente quedaría completamente descargada en 1 hora, ya que es la capacidad especificada por el fabricante. Sin embargo, existen pérdidas asociadas a la descarga que harán disminuir este tiempo, tal como puede observarse en la gráfica (el final de la curva 1 C se corresponde a unos 40 minutos).

Estas pérdidas variarán en función de la tasa de carga y descarga utilizadas (que no deben de ser necesariamente las mismas).

En este caso, se supone una tasa de carga de 0.1 C (0.7 A), ya que es un valor que se ajusta a la corriente que sería capaz de suministrar el panel solar, y una tasa de descarga de 0.05 C (0.35 A), aunque no se ha previsto ninguna aplicación concreta para la descarga de la batería.

### Simulación de la batería

Introduciendo los parámetros obtenidos en la hoja de datos, se procede a graficar en *Simulink* la curva de descarga de la batería, con el fin de observar si ésta se corresponde con la proporcionada por el fabricante. A continuación, pueden observarse las diferentes gráficas obtenidas para diferentes corrientes de descarga:

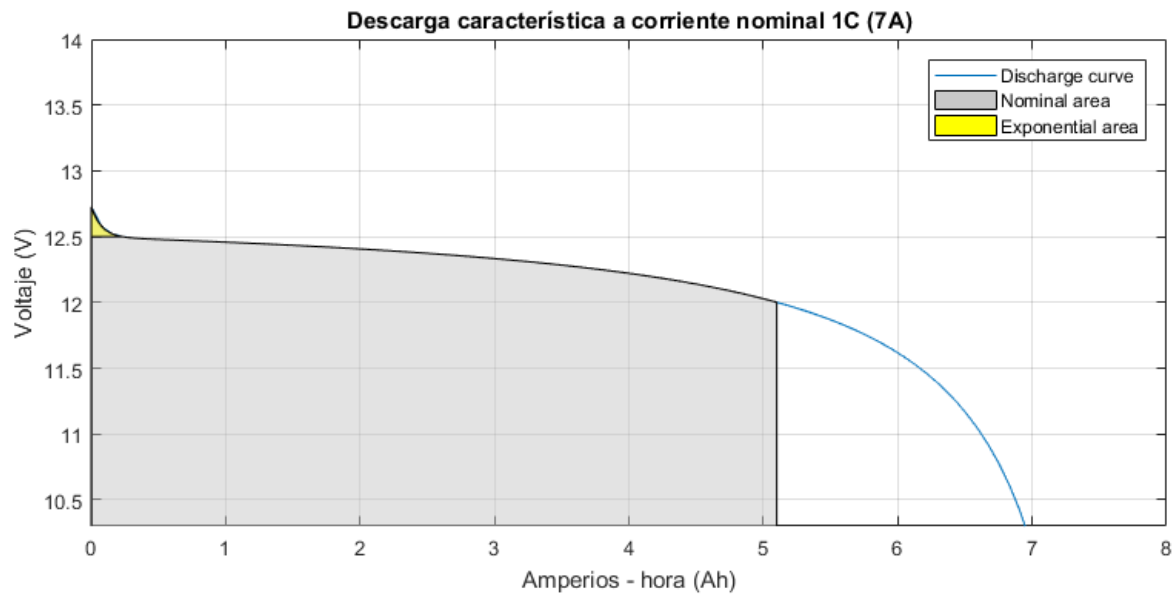


Fig 50 Zonas de la curva de descarga a corriente nominal

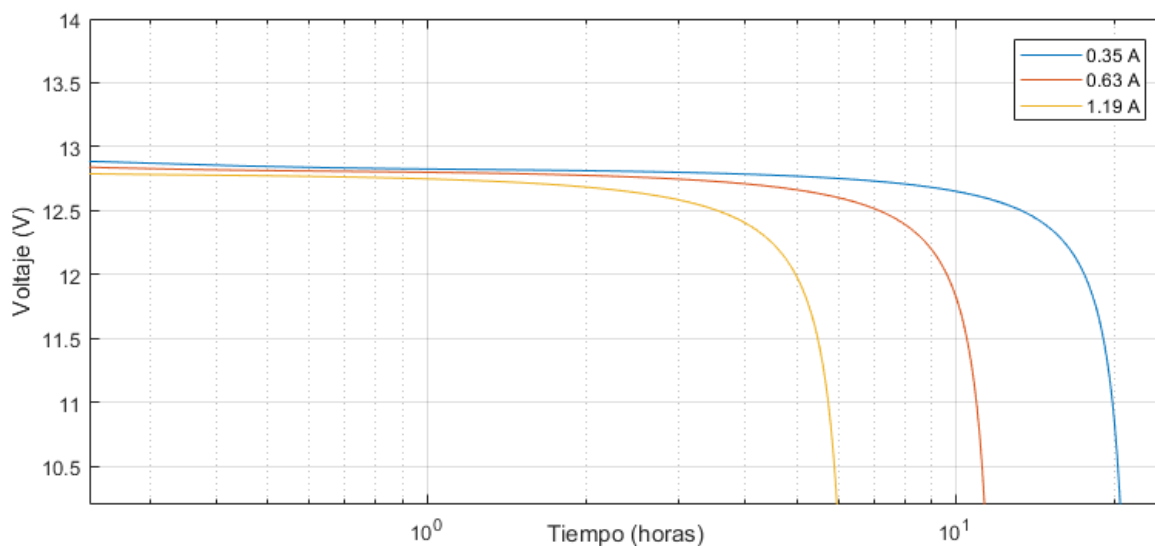


Fig 51 Tensión en bornes de la batería en función de las horas de descarga a determinadas corrientes constantes

Además, durante la representación de las curvas de descarga, *Simulink* calcula automáticamente los parámetros de las ecuaciones de carga y descarga de la batería, que se muestran en la siguiente tabla:

Tabla 22 Parámetros de las ecuaciones de carga y descarga de la batería obtenidos mediante *Simulink*

Parámetro	Valor
Tensión constante ( $E_0$ )	12.85 V
Constante de polarización (K)	27.54 m $\Omega$
Tensión exponencial (A)	0.1524 V
Capacidad exponencial (B)	13.0435 Ah <sup>-1</sup>

## 6. Seguimiento del punto máximo de potencia

Como se ha mencionado en diversas ocasiones a lo largo del documento, la cantidad de energía generada en una instalación fotovoltaica depende de diversos factores, principalmente de la temperatura e irradiancia solar. Para obtener un máximo rendimiento del panel solar, es necesario operar en el punto de máxima potencia (MPP), que varía constantemente en función de las condiciones externas de la placa o las variaciones de carga del circuito. Para ello, se deben obtener de manera automática los puntos óptimos de operación (voltaje y corriente).

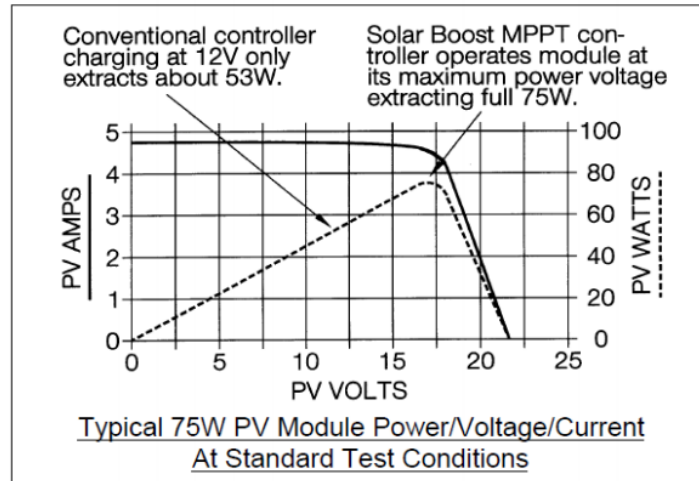


Fig 52 Seguimiento del máximo punto de potencia [41]

Existen diferentes estrategias utilizadas para optimizar la potencia de salida de los paneles solares. En este documento, se explicarán e implementarán los algoritmos más utilizados frecuentemente en este tipo de instalaciones y, finalmente, se hará una comparación entre ellos para valorar cuál de ellos resulta más adecuado. Cada algoritmo se ha implementado de dos maneras diferentes: a través de código y mediante bloques de la librería de *Simulink*, tal como se detalla en el Anexo V.

De manera convencional, los algoritmos introducen perturbaciones directamente sobre el voltaje al que opera la placa. Sin embargo, los diseñados en este documento introducen la perturbación sobre el ciclo de trabajo del convertidor al que se encuentra conectada el panel, con el objetivo de controlar la potencia del convertidor sin necesidad de otro tipo de control adicional sobre el mismo.

### 6.1. Tensión a circuito abierto (FOC)

Este algoritmo se basa en el concepto teórico de que el punto de máxima potencia del panel solar es linealmente proporcional a la tensión en circuito abierto del mismo. Esta constante de proporcionalidad,  $K$ , depende del material, la fabricación de las placas y, principalmente, de las condiciones externas. Se puede representar de la siguiente manera:

$$K_v = \frac{V_{mpp}}{V_{OC}} \quad (6.1)$$

La relación de proporcionalidad oscila entre el 71-78% [41], por lo tanto el valor  $V_{MPP}$  de referencia puede ser calculado a través del voltaje  $V_{OC}$  proporcionado por el fabricante y una constante de proporcionalidad dentro de este intervalo, que generalmente se sitúa en el 76%.

### Diagrama de flujo

La implementación del algoritmo en *MATLAB* se lleva a cabo siguiendo el diagrama de flujos que se presenta a continuación, siendo  $k$  cada una de las iteraciones realizadas para llegar y mantenerse en el máximo punto de potencia:

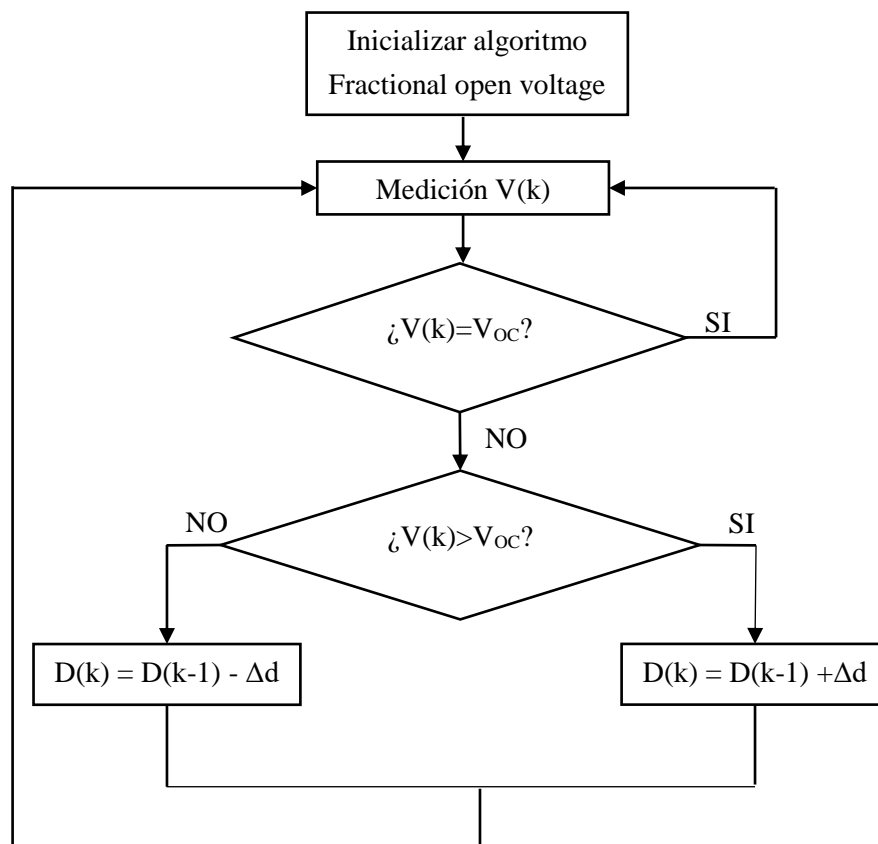


Fig 53 Diagrama de flujo del algoritmo Fractional Open Circuit

Como puede deducirse, si el valor de la constante de proporcionalidad  $K$  y la referencia  $V_{OC}$  no varían durante la ejecución del algoritmo, el panel operará a voltaje constante independientemente de las condiciones externas. En este caso, suele hacerse un estudio de los valores de  $V_{OC}$  y  $V_{MPP}$  a diferentes temperaturas e irradiancias, con el objetivo de variar la constante de proporcionalidad y el voltaje en circuito abierto según de las condiciones externas. En el artículo [41] puede encontrarse un ejemplo de ello.

## Simulaciones en *MATLAB*

En este caso, como el algoritmo lo único que hace es variar el ciclo de trabajo hasta llegar al voltaje en bornes del panel solar y, una vez alcanzado, se mantiene operando en las mismas condiciones (siempre que no haya un cambio en la carga del convertido), no se realizan simulaciones como en el resto de algoritmos. Sin embargo, se procede a graficar las curvas de potencia a diferentes irradiancias y temperaturas utilizando el modelado del panel solar, y calcular la constante de proporcionalidad en cada una de las condiciones. En la siguiente tabla se muestran los resultados obtenidos:

Tabla 23 Cálculo de  $V_{OC}$ ,  $V_{MPP}$  y  $K$  para diferentes condiciones externas

Condiciones externas	$V_{OC}$ (V)	$V_{MPP}$ (V)	$K$
G= 1000 W/m <sup>2</sup> T= 25 °C	22.0	16.83	0.756
G= 800 W/m <sup>2</sup> T= 25 °C	21.3	16.66	0.782
G= 600 W/m <sup>2</sup> T= 25 °C	20.47	16.34	0.798
G= 400 W/m <sup>2</sup> T= 25 °C	19.98	15.84	0.793
G= 200 W/m <sup>2</sup> T= 25 °C	19.15	15.02	0.784

Como puede observarse, existen variaciones según las condiciones externas de la placa que el algoritmo considera insignificantes, lo cual hace que el rendimiento de este método sea bajo.

## 6.2. Corriente en cortocircuito

Se basa, igual que el algoritmo anterior, en una constante de proporcionalidad entre dos magnitudes, en este caso la corriente en cortocircuito y la corriente a la que opera la placa cuando se encuentra en el punto de máxima potencia.

$$K_I = \frac{I_{mpp}}{I_{SC}} \quad (6.2)$$

La relación de proporcionalidad oscila entre 78%-92% [41], por lo tanto el valor  $I_{MPP}$  de referencia puede ser calculado a través de la corriente  $I_{SC}$  proporcionada por el fabricante y una constante de proporcionalidad dentro de este intervalo, que generalmente se sitúa en el 90%.

### Diagrama de flujo

La implementación del algoritmo en *MATLAB* se lleva a cabo siguiendo el diagrama de flujos que se presenta a continuación, siendo  $k$  cada una de las iteraciones realizadas para llegar y mantenerse en el máximo punto de potencia:

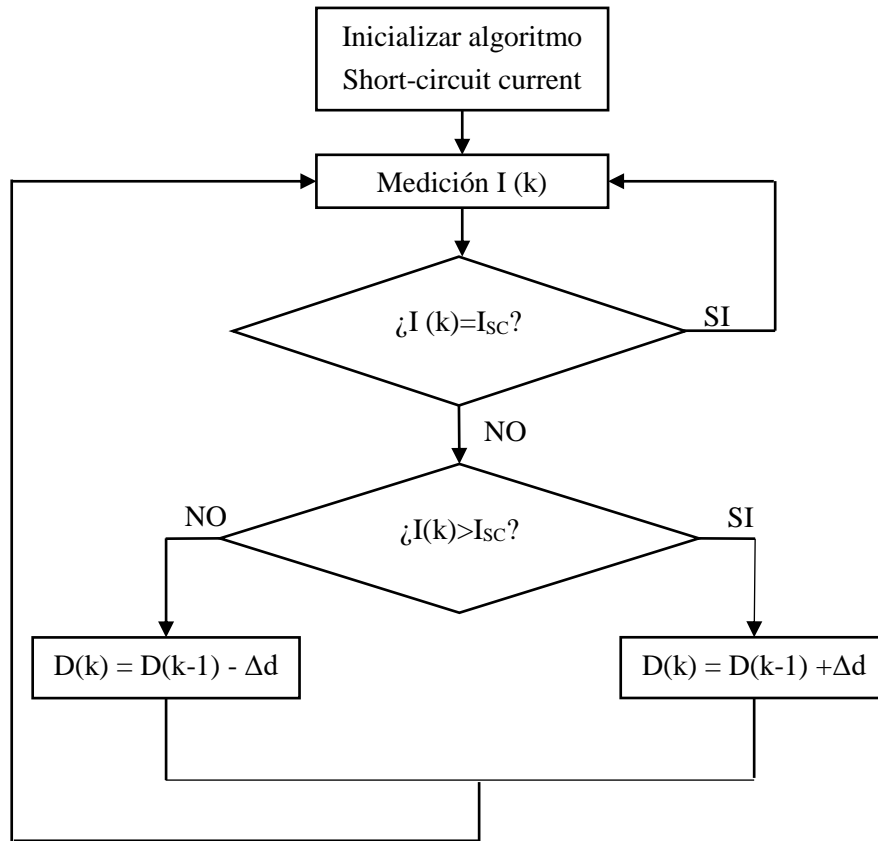


Fig 54 Diagrama de flujo del algoritmo Short-circuit current

Igual que en el algoritmo anterior, puede realizarse un estudio de los valores de las corrientes  $I_{SC}$  e  $I_{MPP}$  variando las condiciones externas de irradiancia y temperatura. Sin embargo, obtener los valores de  $I_{SC}$  no resulta tan sencillo, ya que es necesario implementar un interruptor en paralelo con el panel solar, para poder cortocircuitar los terminales haciendo que  $V_{PV}=0V$ .

### Simulaciones en MATLAB

Como puede observarse en el diagrama de bloques, este algoritmo tampoco presenta interés en alcanzar la corriente de referencia. Por este motivo, se ha procedido a calcular la constante de proporcionalidad para diferentes valores de irradiancia y temperatura, que se muestran en la siguiente tabla:

Tabla 24 Cálculo de  $I_{sc}$ ,  $I_{MPP}$  y  $K$  para diferentes condiciones externas

Condiciones externas	$I_{SC}$ (A)	$I_{MPP}$ (A)	$K$
$G= 1000 \text{ W/m}^2 \text{ T}= 25 \text{ }^\circ\text{C}$	1.4	1.2970	0.926
$G= 800 \text{ W/m}^2 \text{ T}= 25 \text{ }^\circ\text{C}$	1.12	1.0410	0.929
$G= 600 \text{ W/m}^2 \text{ T}= 25 \text{ }^\circ\text{C}$	0.84	0.7794	0.928
$G= 400 \text{ W/m}^2 \text{ T}= 25 \text{ }^\circ\text{C}$	0.56	0.5192	0.927
$G= 200 \text{ W/m}^2 \text{ T}= 25 \text{ }^\circ\text{C}$	0.28	0.2586	0.9236



### 6.3. Hill climbing

Este algoritmo se basa en introducir una perturbación fija al ciclo de trabajo del convertidor, provocando un cambio en la potencia extraída de la placa solar, que se analiza para deducir la dirección a la que se realizará la siguiente perturbación, con el propósito de acercarse al punto de máxima potencia.

#### Diagrama de flujo

La implementación del algoritmo en *MATLAB* se lleva a cabo siguiendo el diagrama de flujos que se presenta a continuación, siendo  $k$  cada una de las iteraciones realizadas para llegar y mantenerse en el máximo punto de potencia. Como puede observarse, el algoritmo variará el ciclo de trabajo en función del incremento de potencia entre dos iteraciones.

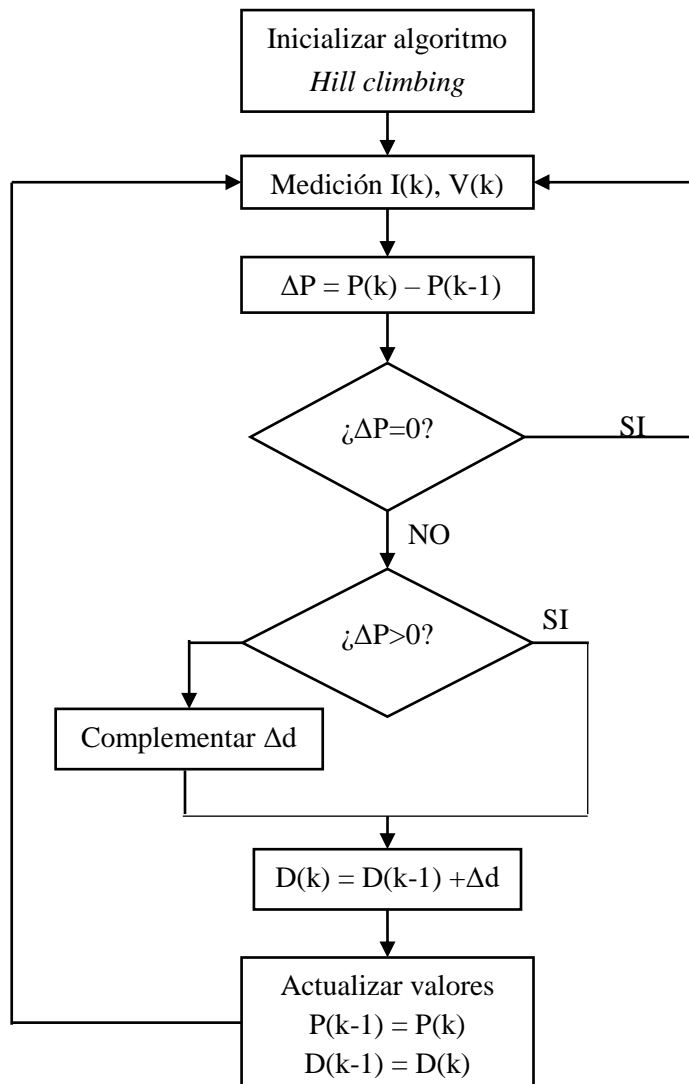


Fig 55 Diagrama de flujo del algoritmo Hill climbing

Se distinguen tres posibles casos, y en cada uno de ellos se deberá de realizar una acción diferente:

- Caso 1:  $\Delta P=0$ . La placa está operando en el punto de máxima potencia y, por lo tanto, mientras se mantengan las condiciones externas, el ciclo de trabajo no debe de variarse.
- Caso 2:  $\Delta P>0$ . La potencia actual es superior a la anterior y, por lo tanto, el algoritmo está desplazando el punto de máxima potencia hacia la dirección adecuada.
- Caso 3:  $\Delta P<0$ . La potencia actual es inferior a la anterior y, por lo tanto, el algoritmo está desplazando el punto de máxima potencia hacia la dirección equivocada, motivo por el cual será necesario complementar el incremento de ciclo de trabajo ( $\Delta d$ ).

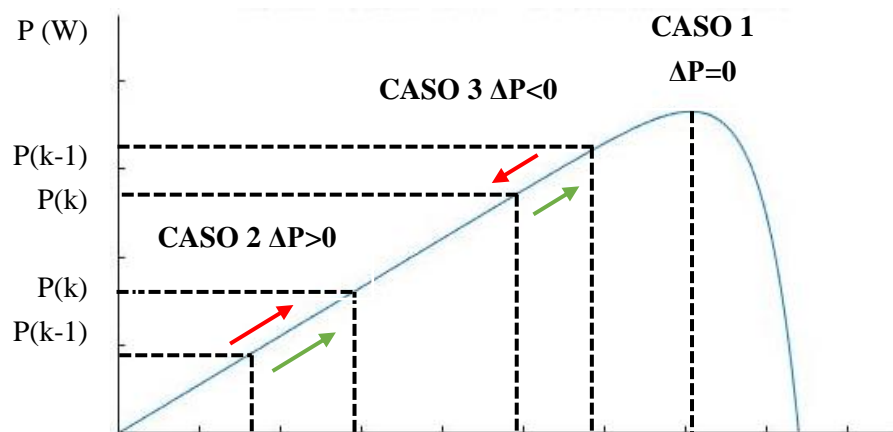


Fig 56 Aplicación del algoritmo Hill Climbing para diferentes casos

En la figura anterior puede observarse la decisión que debe de tomar el algoritmo en función del caso en el que se encuentre. La flecha de color rojo es el desplazamiento que se está realizando y la de color verde es el que debería de realizarse.

### Simulaciones en *MATLAB*

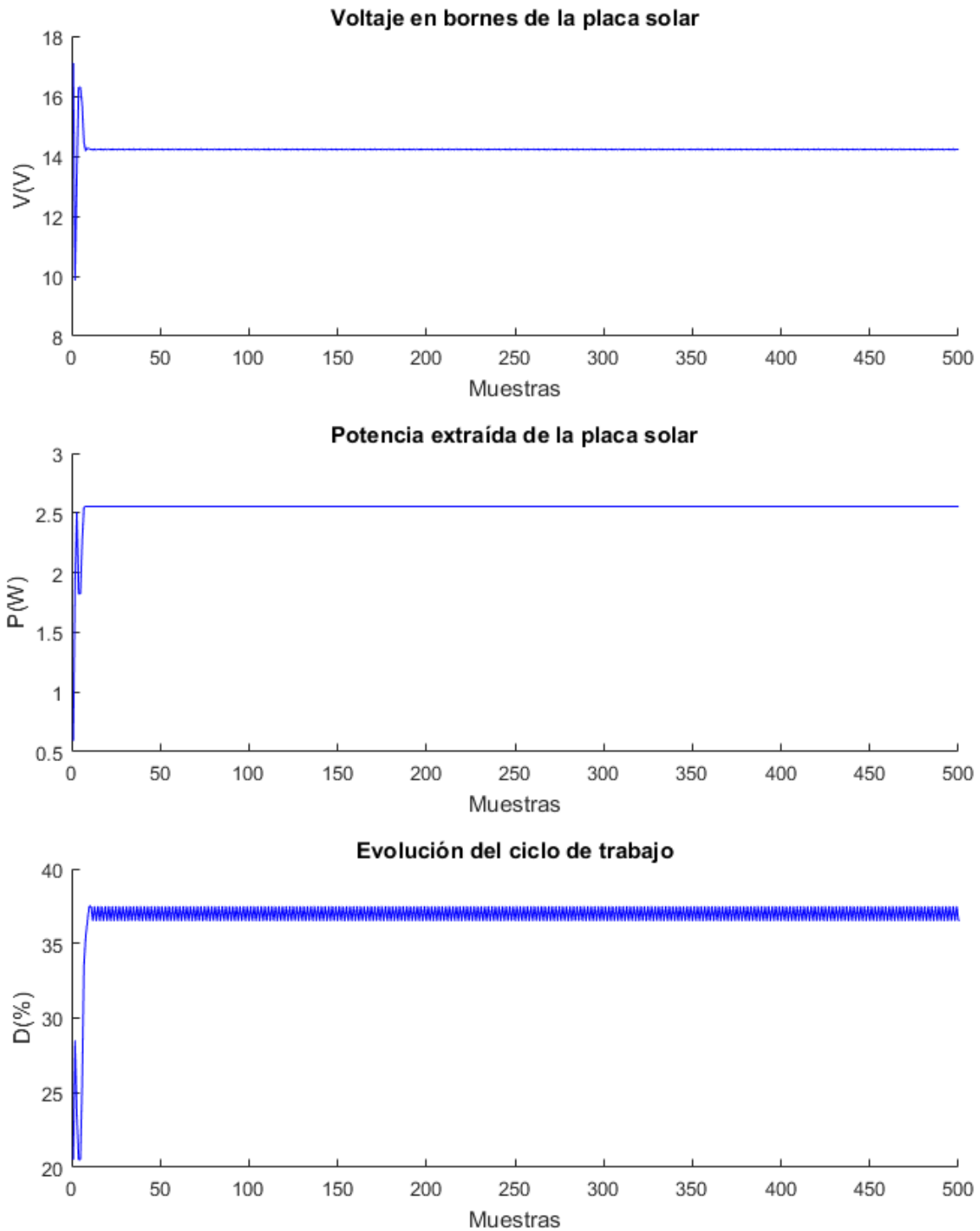


Fig 57 Resultados obtenidos mediante simulación aplicando el algoritmo Hill Climbing

## Resultados experimentales



Fig 58 Resultados experimentales obtenidos aplicando el algoritmo Hill Climbing

## **6.4. Perturbar y observar**

Se trata del método más utilizado debido a la simplicidad del algoritmo y a su fácil implementación. Consiste en realizar pequeñas perturbaciones del voltaje en el que opera la placa solar con el fin de observar la variación de potencia entre una perturbación y otra. De esta manera, si el nuevo voltaje presenta una potencia superior de trabajo, las perturbaciones deberán de realizarse hacia el mismo sentido. En cambio, si la potencia de trabajo es inferior, las perturbaciones de voltaje deberán de realizarse hacia el sentido contrario. Gracias a esto, cada iteración de voltaje conseguirá que el panel solar trabaje en un punto de corriente y voltaje más próximo al punto máximo de potencia de la célula solar.

### **Diagrama de flujo**

La implementación del algoritmo en *MATLAB* se lleva a cabo siguiendo el diagrama de flujos que se presenta a continuación, siendo  $k$  cada una de las iteraciones realizadas para llegar y mantenerse en el máximo punto de potencia:

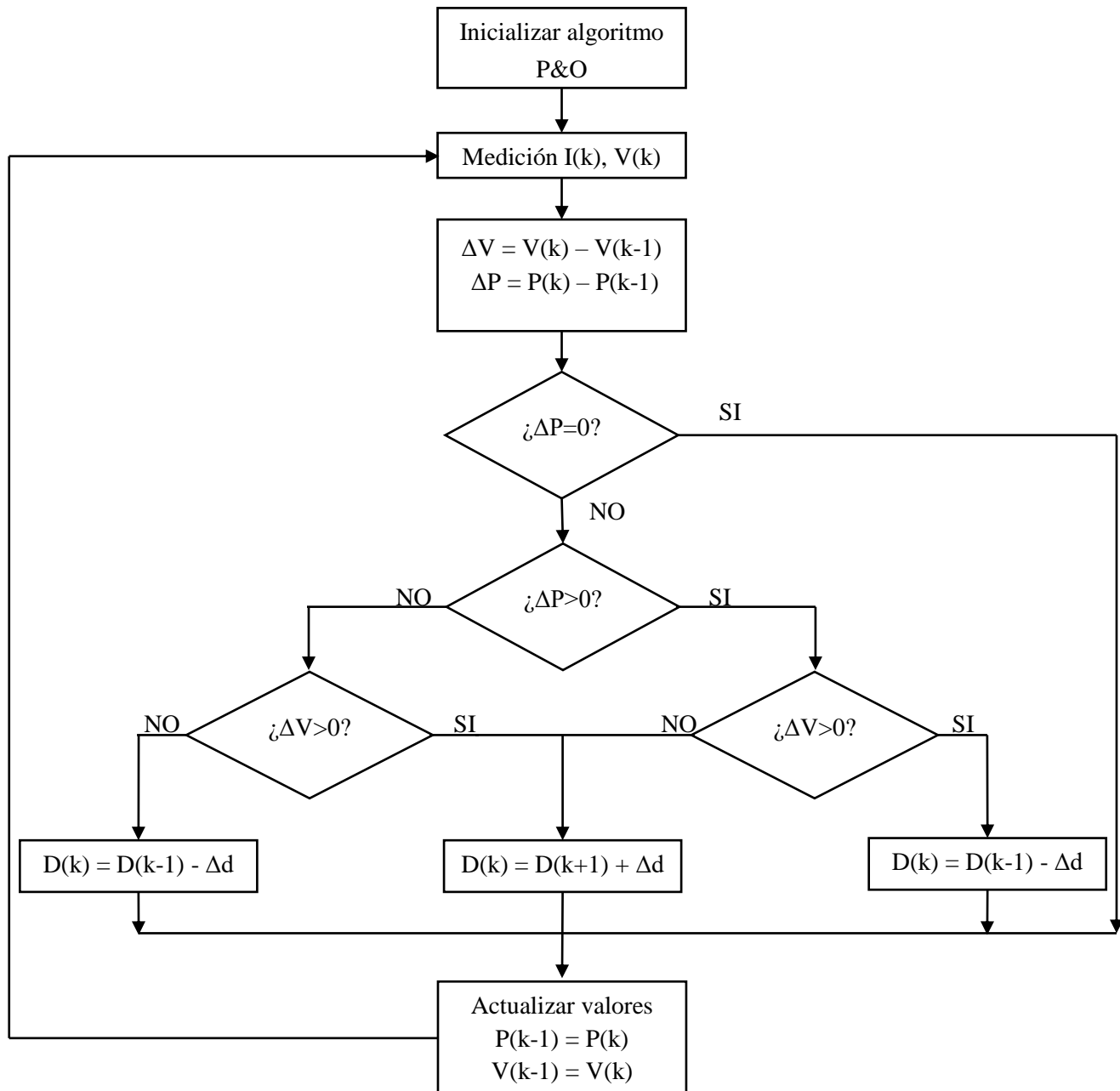


Fig 59 Diagrama de flujo del algoritmo P&amp;O

Como puede observarse en el diagrama de bloques, se distinguen cinco posibles casos en función del incremento de potencia y tensión ( $\Delta V$ ,  $\Delta P$ ), y en cada uno de ellos se deberá de variar el ciclo de trabajo con el objetivo de acercarse al punto máximo de potencia, tal como se explica a continuación:

- Caso 1:  $\Delta P > 0$   $\Delta V > 0$ . Tal como se puede observar en la figura, el ciclo de trabajo debe de decrementarse con el objetivo de aumentar la tensión de salida del panel y conseguir así llegar al MPP.

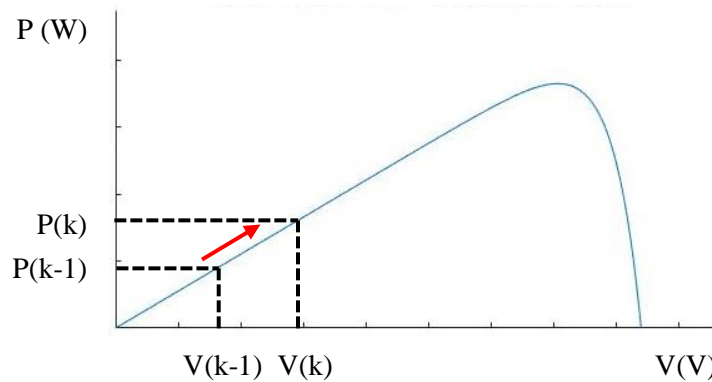


Fig 60 Aplicación del algoritmo perturbar y observar para  $\Delta P > 0$   $\Delta V > 0$

- Caso 2:  $\Delta P > 0$   $\Delta V < 0$ . Tal como se puede observar en la figura, el ciclo de trabajo debe de incrementarse con el objetivo de disminuir la tensión de salida del panel y conseguir así llegar al MPP.

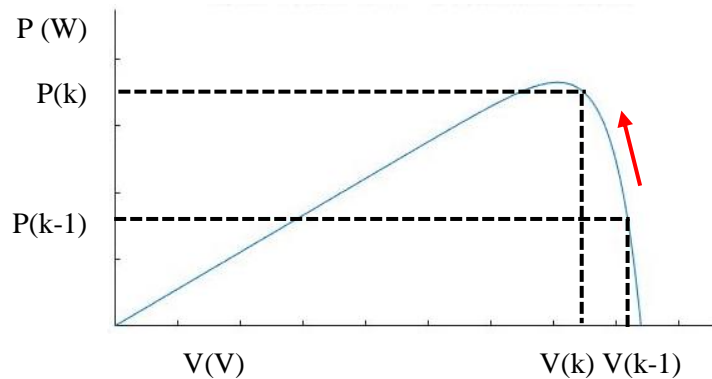


Fig 61 Aplicación del algoritmo perturbar y observar para  $\Delta P > 0$   $\Delta V < 0$

- Caso 3:  $\Delta P < 0$   $\Delta V < 0$ . Tal como se puede observar en la figura, el ciclo de trabajo debe de decrementarse con el objetivo de aumentar la tensión de salida del panel y conseguir así llegar al MPP.

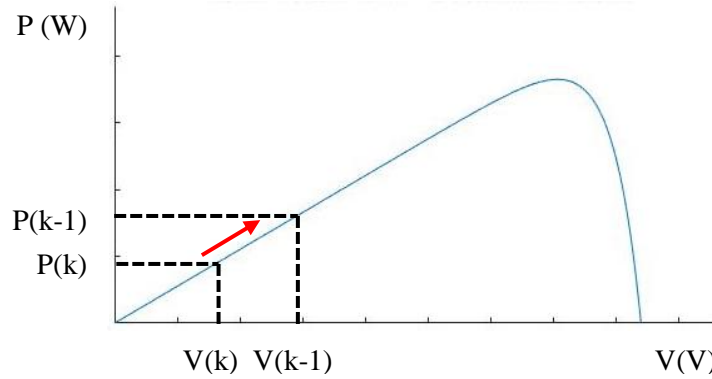


Fig 63 Aplicación del algoritmo perturbar y observar para  $\Delta P < 0 \Delta V < 0$

- Caso 4:  $\Delta P < 0 \Delta V > 0$ . Tal como se puede observar en la figura, el ciclo de trabajo debe de incrementarse con el objetivo de disminuir la tensión de salida del panel y conseguir así llegar al MPP.

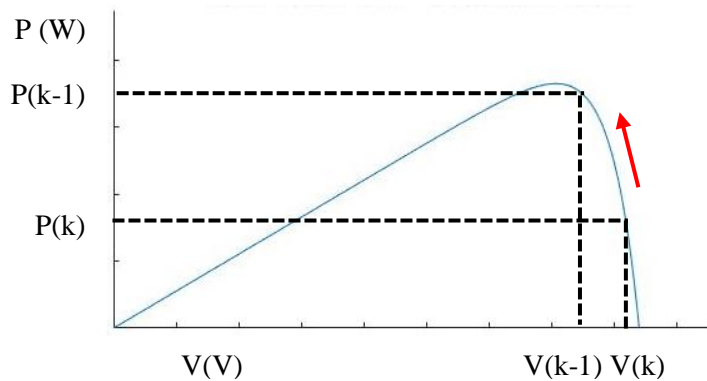


Fig 62 Aplicación del algoritmo perturbar y observar para  $\Delta P < 0 \Delta V > 0$

- Caso 5:  $\Delta P = 0$ . El algoritmo se encuentra en el punto de máxima potencia y, por lo tanto, no es necesario variar el ciclo de trabajo.



### Simulaciones en *MATLAB*

Con el objetivo de poder comparar con más exactitud la simulación y los resultados reales, se han ajustado la irradiancia y la temperatura de la simulación en *MATLAB*.

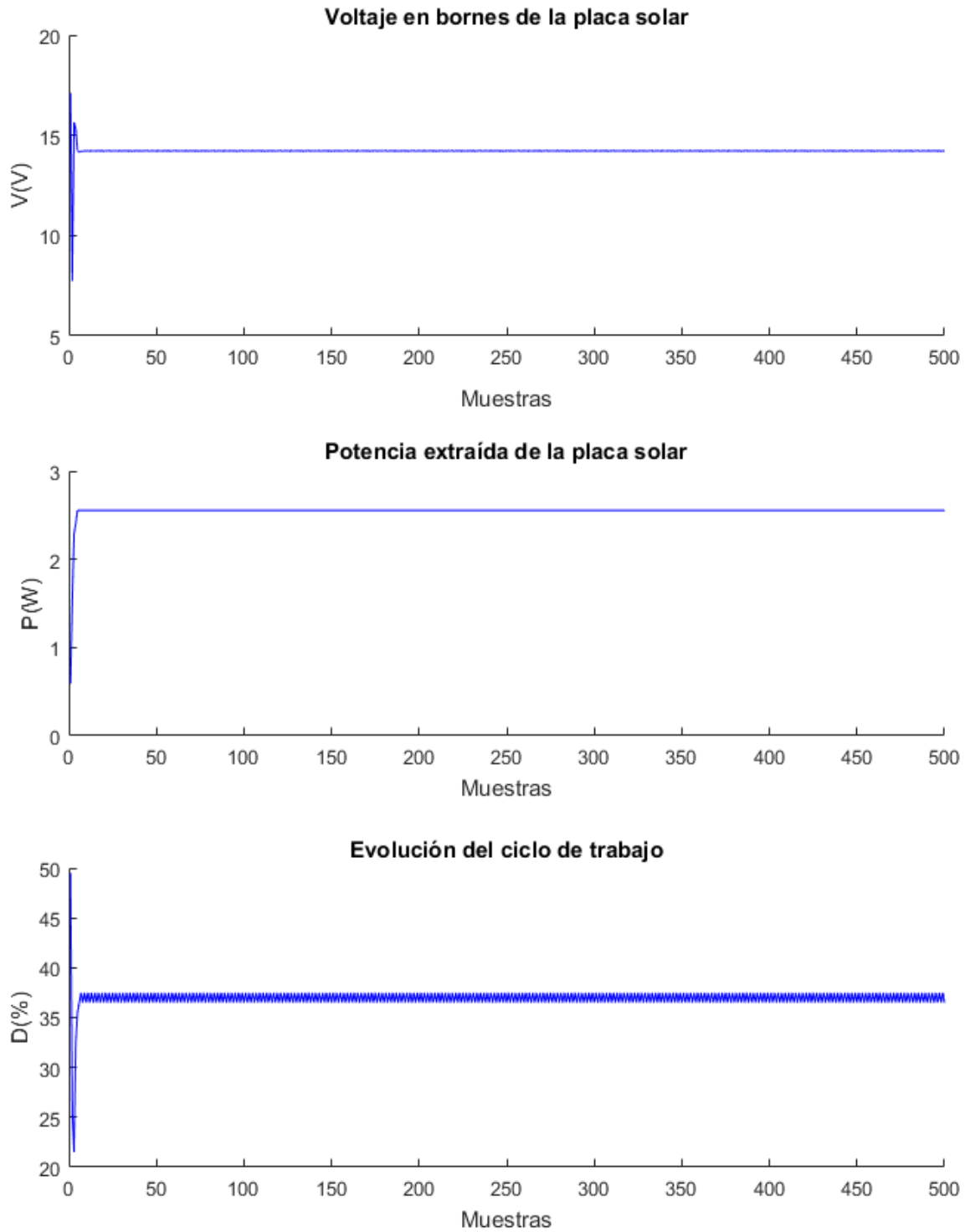


Fig 64 Resultados obtenidos mediante simulación aplicando el algoritmo P&O

## Resultados experimentales



Fig 65 Resultados experimentales obtenidos aplicando el algoritmo P&O

## 6.5. Conductancia incremental

Este algoritmo se basa en que la derivada de la potencia respecto a la tensión en bornes de la placa solar es nula en el punto de máxima potencia. A través de este concepto, se llega a la expresión que permitirá configurar el diagrama de flujo del algoritmo:

$$\frac{\Delta P_{PV}}{\Delta V_{PV}} = I_{PV} \frac{\Delta V_{PV}}{\Delta V_{PV}} + V_{PV} \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} = 0 \quad (6.3)$$

$$-\frac{I_{PV}}{V_{PV}} = \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} \quad (6.4)$$

De esta forma, se puede observar que la división de la izquierda de la igualdad se corresponde a la conductancia (propiedad inversa a la resistencia eléctrica) incremental, mientras que la división de la derecha es la conductancia instantánea.

### Diagrama de flujo

La implementación del algoritmo en *MATLAB* se lleva a cabo siguiendo el diagrama de flujos que se presenta a continuación, siendo *k* cada una de las iteraciones realizadas para llegar y mantenerse en el máximo punto de potencia:

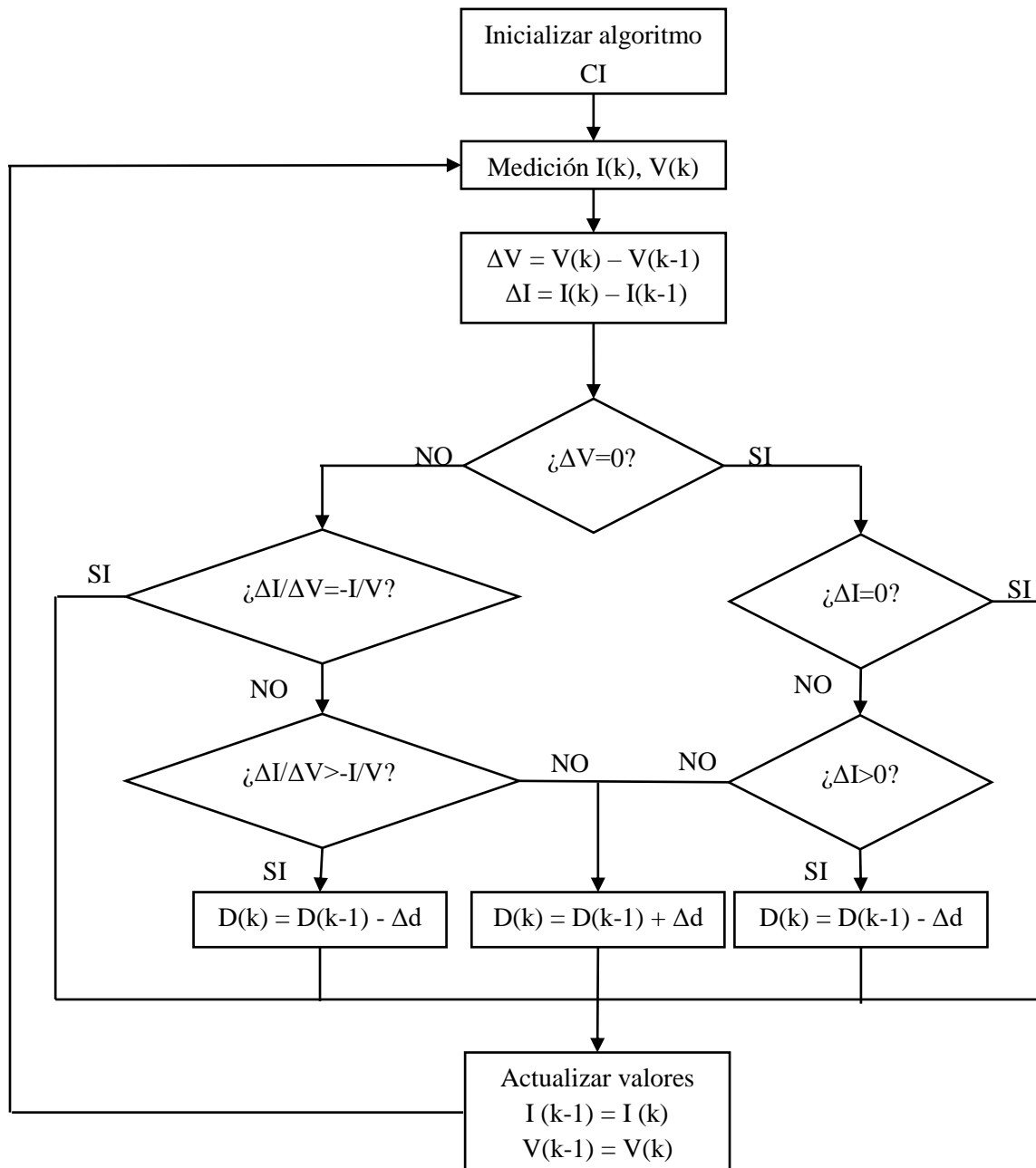


Fig 66 Diagrama de flujo del algoritmo Conductancia incremental

Como puede observarse en el diagrama de bloques, se distinguen seis posibles casos, y en cada uno de ellos se deberá de variar el ciclo de trabajo con el objetivo de acercarse al punto máximo de potencia, tal como se explica a continuación:

- Caso 1:  $\Delta V \neq 0$ ,  $\Delta I/\Delta V = -I/V$ . El algoritmo se encuentra en el punto de máxima potencia y, por lo tanto, no debe realizarse variación del ciclo de trabajo.

- Caso 2:  $\Delta I = 0$ ,  $\Delta V = 0$ . Tanto el incremento de voltaje como de corriente son nulos y, por lo tanto, se debe de mantener la tensión de entrada al mismo valor, sin variar entonces el ciclo de trabajo.

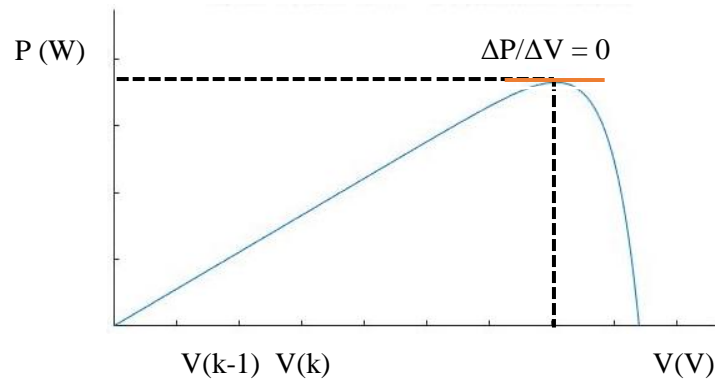


Fig 67 Aplicación del algoritmo conductancia incremental cuando se encuentra en el MPP.

- Caso 3:  $\Delta V = 0$ ,  $\Delta I > 0$ . En caso de que el incremento de tensión sea nulo, pero exista un incremento de corriente, el punto debe de ser desplazado hacia la derecha, con la finalidad de aumentar la tensión de la placa.
- Caso 4:  $\Delta V \neq 0$ ,  $\Delta I/\Delta V > -I/V$ . Cuando se produce un incremento de tensión, y el incremento de conductancia es mayor que la instantánea, se debe de reducir el ciclo de trabajo con la finalidad de aumentar la tensión en bornes de la placa.

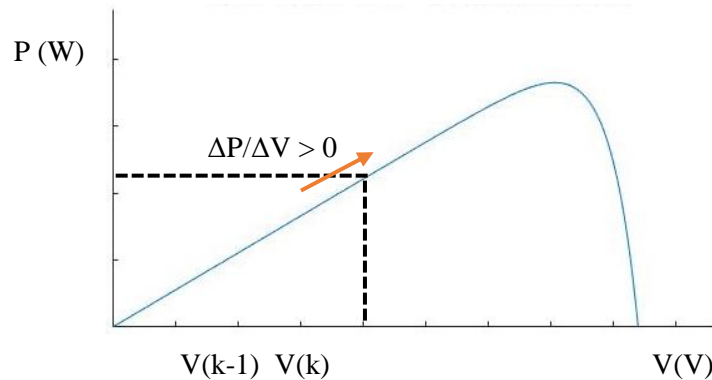


Fig 68 Aplicación del algoritmo conductancia incremental cuando debe de aumentarse  $V_{pv}$

- Caso 5:  $\Delta V \neq 0$ ,  $\Delta I/\Delta V < -I/V$ . En caso de que el incremento de tensión no sea nulo, y que además el incremento de conductancia sea inferior a la instantánea, el control debe de reducir el voltaje en bornes de la placa solar.

- Caso 6:  $\Delta V \neq 0$ ,  $\Delta I < 0$ . En caso de que el incremento de tensión sea nulo, pero exista un decremento de corriente, el punto debe de ser desplazado hacia la izquierda, con la finalidad de reducir la tensión de la placa.

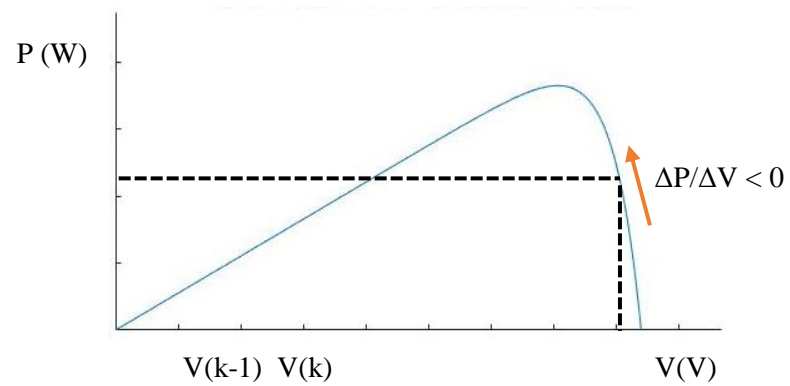


Fig 69 Aplicación del algoritmo conductancia incremental cuando debe de disminuirse  $V_{pv}$

### Simulaciones en *MATLAB*

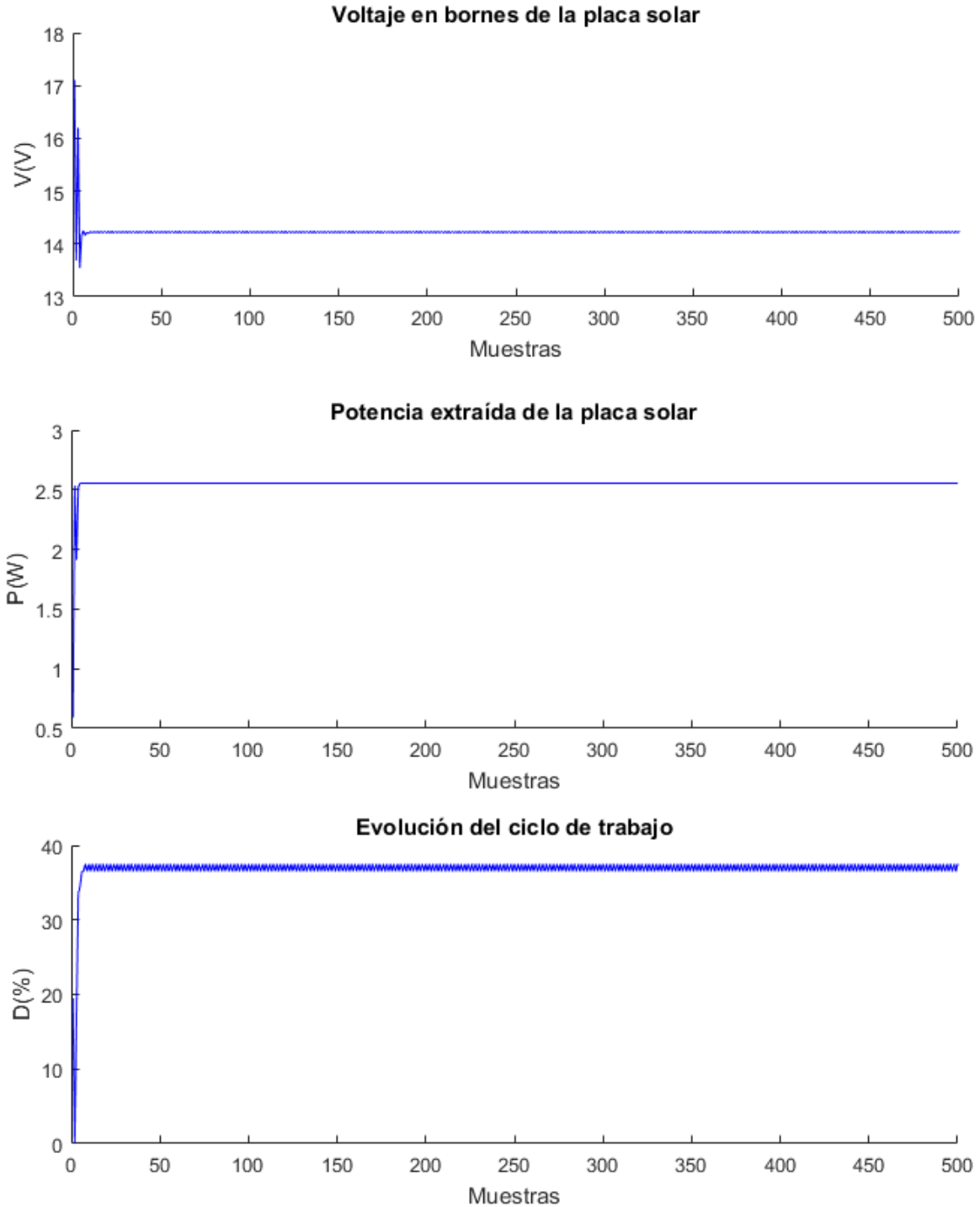


Fig 70 Resultados obtenidos mediante simulación aplicando el algoritmo IC

**Resultados experimentales**



Fig 71 Resultados experimentales obtenidos aplicando el algoritmo IC



## **6.6. Conductancia incremental con paso variable**

El método utilizado es idéntico al anterior, ya que se basa en el mismo concepto teórico, pero en este caso el incremento del ciclo de trabajo no es constante, y se calcula con la siguiente fórmula:

$$\Delta d = \frac{N}{I} \left| \frac{dP}{dV} \right| < \Delta d_{max} \quad (6.5)$$

No obstante, para que éste no alcance valores muy altos, se limita a un valor máximo  $\Delta d_{max}$  y, por otro lado, el factor de escalado N se puede ajustar para obtener mejores resultados.

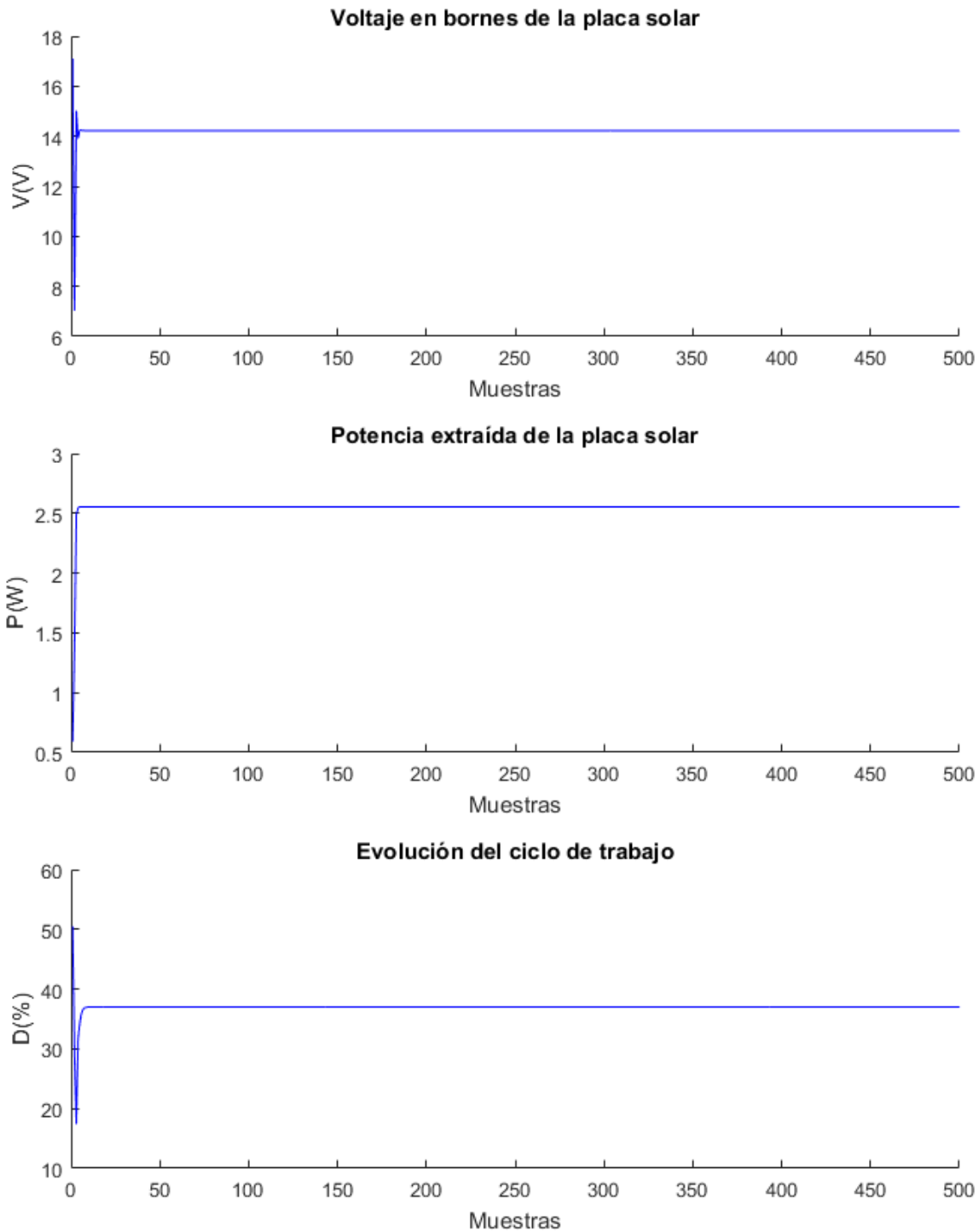
Simulaciones en *MATLAB* para  $N=0.02$ 

Fig 72 Resultados obtenidos mediante simulación aplicando el algoritmo INC

### Resultados experimentales con $N=0.01$



Fig 73 Resultados obtenidos mediante simulación aplicando el algoritmo INC

**Resultados experimentales con N=0.02**



Fig 74 Resultados experimentales obtenidos aplicando el algoritmo INC con N=0.02

## 6.7. Comparación de métodos

Los resultados más óptimos, tanto en simulación como experimentalmente, han sido los obtenidos a través del algoritmo de conductancia incremental con paso variable, ya que una vez el algoritmo alcanza el punto de máxima potencia se producen oscilaciones de menor tamaño, debido a que el ciclo de trabajo se adapta con intervalos más pequeños. Por otra parte, si se producen perturbaciones de las condiciones externas, el algoritmo responde de manera rápida en el hallazgo del nuevo punto de máxima potencia. Sin embargo, tanto el método de conductancia incremental con paso fijo, como su versión con paso variable, requieren de un complejo control (gran coste computacional) que elevaría el coste respecto a otros algoritmos como perturbar y observar.

En la siguiente tabla se resume la potencia media extraída en cada uno de los métodos implementados físicamente:

Tabla 25 Comparativa de la potencia media obtenida en cada uno de los algoritmos empleados.

Algoritmo empleado	$P_{media}(W)$
<i>Hill climbing</i>	2.352
Perturbar y observar	2.382
Conductancia incremental con paso fijo	2.375
Conductancia incremental con paso variable N=0.01	2.378
Conductancia incremental con paso variable N=0.02	2.391
Voltaje en circuito abierto	2.375
Corriente en cortocircuito	2.316

## 7. Regulación de carga de la batería

Existen diversos métodos para regular la carga de una batería, en función del uso y las condiciones:

- Carga con corriente semiconstante.
- Carga con corriente constante.
- Carga con voltaje y corriente constante.
- Carga con voltaje en dos etapas.

En este caso, el control se ha realizado a través del método de corriente y voltaje constante. Este método se compone de dos etapas diferenciadas:

- Etapa principal: La batería se encuentra en un nivel muy bajo de carga, que se manifiesta en una tensión en bornes inferior a la proporcionada por el fabricante. De esta forma, al no poder aumentar el voltaje en bornes hasta el valor proporcionado, la potencia es inyectada a través de una corriente que se pretende mantener constante y por debajo de unos valores máximos que puedan dañar la batería.
- Etapa de absorción: La batería ya se encuentra cargada en un alto nivel (entorno al 80%), haciendo aumentar la tensión en bornes de la batería a su valor máximo y constante. En esta etapa, la corriente irá disminuyendo gradualmente hasta llegar a la carga completa.

Existe una tercera etapa, que no se implementará, pero muchos cargadores sí que lo implementan, que es la etapa de flotación. Consiste en tener conectada la batería cuando esté llena, para compensar pequeñas pérdidas que se produzcan por reacciones químicas de la misma, aunque no estén alimentando ninguna carga.

En el siguiente gráfico pueden observarse las tres etapas mencionadas para una batería cualquiera:

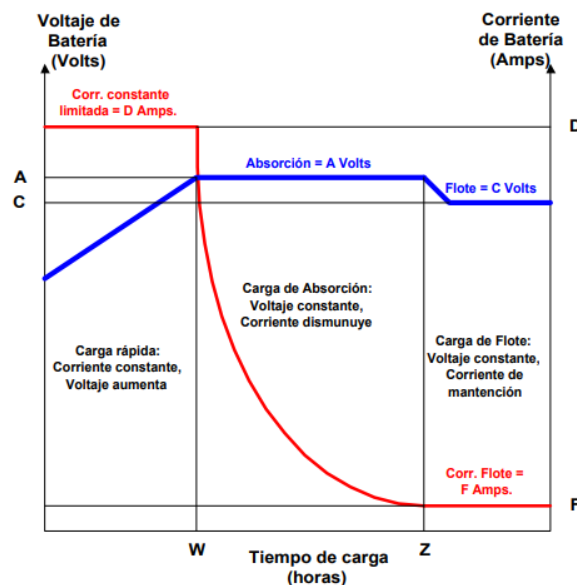


Fig 75 Algoritmo de carga de una batería en tres etapas [3]

## 7.1. Implementación del algoritmo

Tal como puede observarse en la siguiente figura, el algoritmo se compone de un bloque principal, llamado controlador, que será el encargado de decidir cuándo se realiza la carga a corriente constante, voltaje constante o desconexión de la batería, en función del voltaje sentido en bornes de la misma:

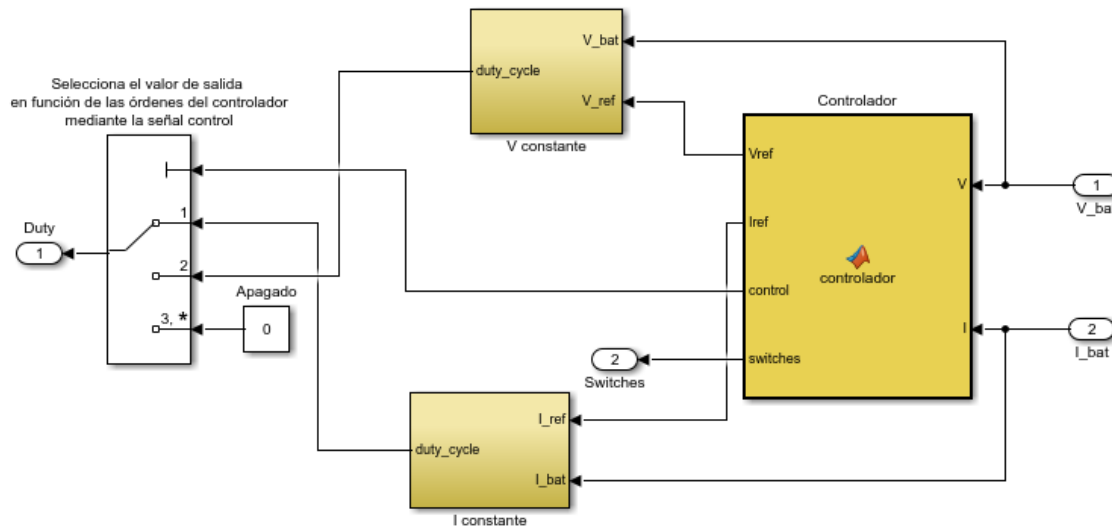


Fig 76 Diagrama de bloques en Simulink del control de la batería

Por otro lado, dispone de dos bloques, uno para la tensión y otro para la corriente, que se encargan de aplicar un control PID para mantener constante cada una de las variables si se está realizando el control constante en ellas.

A continuación, se presenta el diagrama de flujos que sigue el algoritmo de carga de la batería para decidir el tipo de carga que se realiza en cada momento:

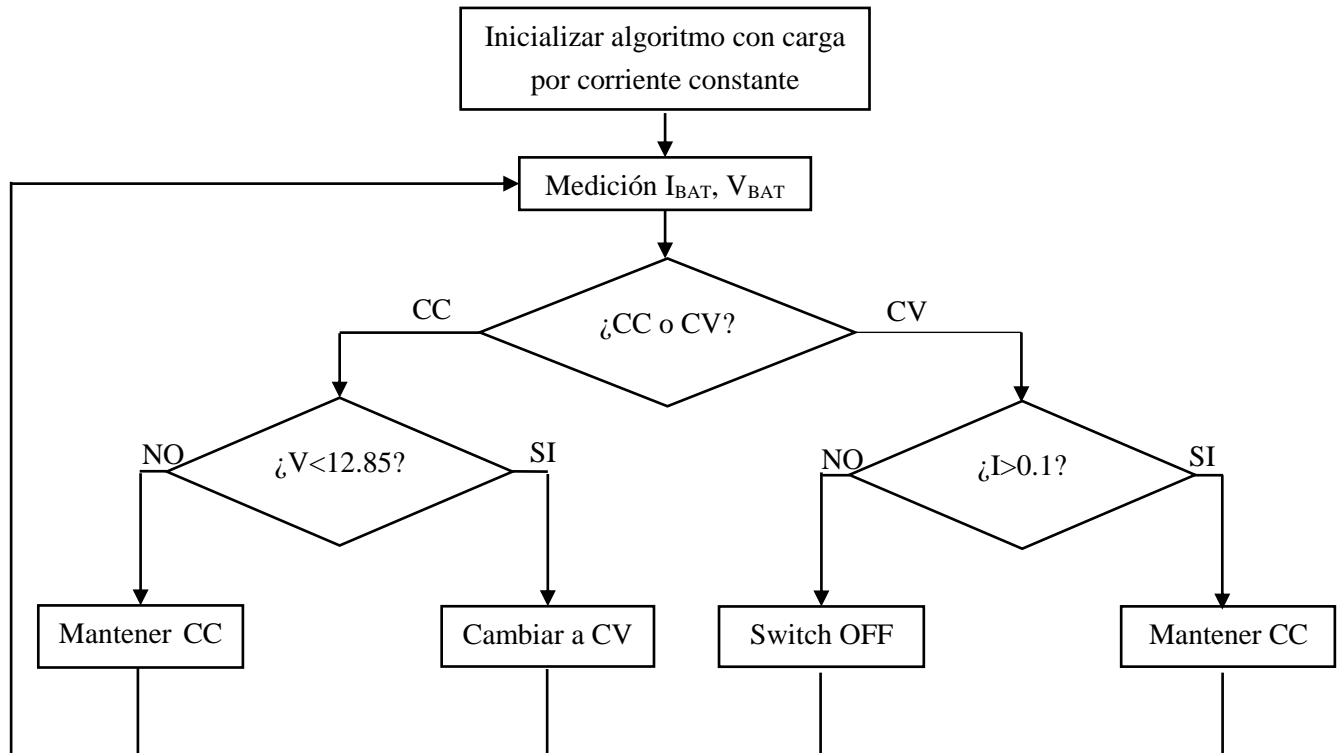


Fig 77 Diagrama de flujo de la carga de la batería

El código utilizado se presenta a continuación:

```

function [Vref,Iref,control,switches] = controlador(V,I)
% Define las variables que deben de mantenerse entre iteraciones
persistent temp_i temp_v temp_signal temp_switch CC CV;
% Inicialización de variables
if isempty(temp_i) % Corriente
    temp_i=0.5;
end
if isempty(temp_v) % Tensión
    temp_v=0;
end
if isempty(temp_signal) % Señal que regula el tipo de control
    temp_signal=1;
end
if isempty(temp_switch) % Control de los transistores de potencia
    temp_switch=1;
end
if isempty(CC) % Control por corriente (activado)
    CC=1;
end
if isempty(CV) % Control por voltaje (desactivado)
    CV=0;
end

% Si se está controlando por corriente
if CC
  
```



```
if V<12.85 % Si el voltaje es inferior a la carga completa
    temp_i=1.2; % Mantener corriente constante
    temp_v=0; % No intervenir en el voltaje
    temp_signal=1; % Control por tipo corriente constante
else % En caso de que el voltaje sea superior, ya se encuentra en la
etapa de control por voltaje
    CV=1;
end
end
% Si se está controlando por voltaje
if CV
    if I>0.1 % Si la corriente es superior a la máxima
        temp_i=0; % No intervenir en el control por voltaje
        temp_v=12.85; % Mantener voltaje constante
        temp_signal=2; % Control por tipo voltaje constante
    else
        temp_switch=0; % Desconexión de los interruptores (carga
completa)
    end
end
% Guardar variables anteriores
control=temp_signal;
switches=temp_switch;
Iref=temp_i;
Vref=temp_v;
End
```

## 7.2. Limitaciones prácticas

Cabe destacar que la corriente máxima de carga de la batería, a pesar de ser controlada, siempre depende de la potencia máxima que pueda suministrar el panel solar, según las condiciones instantáneas de irradiancia y temperatura. No obstante, este método resulta práctico para controlar la carga de la batería a pesar de dichas variaciones y, a su vez, puede servir también si existiera una carga conectada directamente al panel solar, y la batería únicamente se encargue de almacenar energía en periodos de alta irradiancia, y proporcionar energía a la carga en el momento en que el panel solar no produzca suficiente potencia.

## 8. Implementación del sistema completo

A continuación, puede observarse el esquema de *Simulink* que conforma el sistema completo diseñado:

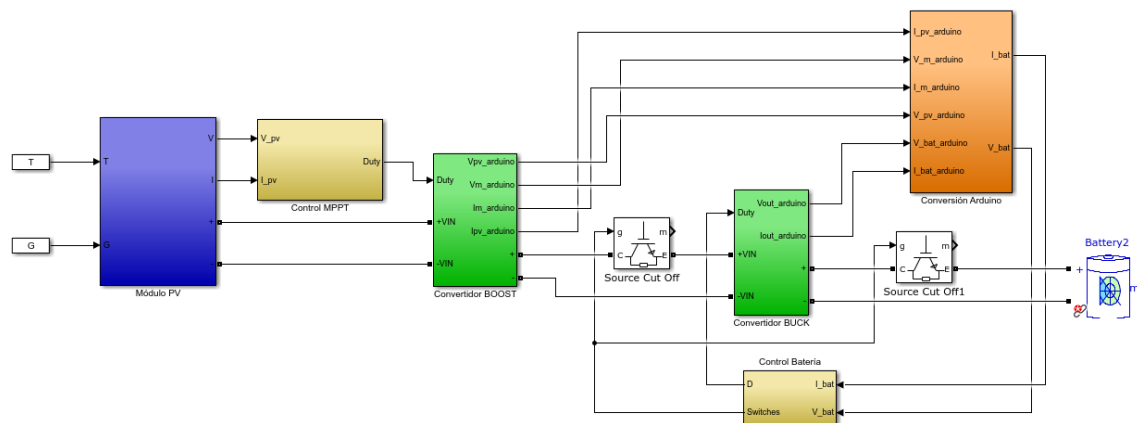


Fig 78 Esquema en Simulink del sistema completo diseñado

Como puede observarse a la izquierda de la imagen, la temperatura y la irradiancia son factores externos que pueden ser manipulados directamente desde *Simulink*, introducirse inicialmente desde la interfaz de simulación, o recurrir a datos guardados que adquieran unos valores más reales, basados en datos obtenidos de la ciudad de Barcelona.

El bloque denominado Módulo PV será el encargado de modelar el sistema fotovoltaico, en función de los parámetros que se introduzcan mediante la interfaz, y proporcionar al resto del sistema unos valores de corriente y voltaje en función del valor del ciclo de trabajo del primer convertidor.

El bloque Control MPPT se encarga de realizar el control especificado por el usuario, y proporcionar así el ciclo de trabajo al primer convertidor, que se encuentra dentro del bloque Convertidor *Boost*.

El bloque Control batería se encargará de controlar las etapas de carga de la batería conectada a la salida del sistema, y protegerla contra daños comunes.

Finalmente, el bloque Convertidor *Boost* es el encargado de regular la tensión y la corriente que se inyecta a la batería a través de la señal PWM que recibe del bloque de control de la batería.

En el esquema aparece otro bloque adicional, pero que no forma parte del proceso, que se ha realizado para simular el sistema físico en el cual los valores de voltaje y corriente sensados deben de adaptarse a las tensiones máximas del microcontrolador.

## 9. Interfaz de simulación

La interfaz de simulación aún se encuentra en desarrollo, y se prevé presentar una versión definitiva en la defensa del proyecto, sirviendo a su vez como comprobación del correcto funcionamiento de los algoritmos implementados. No obstante, a continuación, se presenta una captura de la desarrollada actualmente y una breve explicación de la misma:

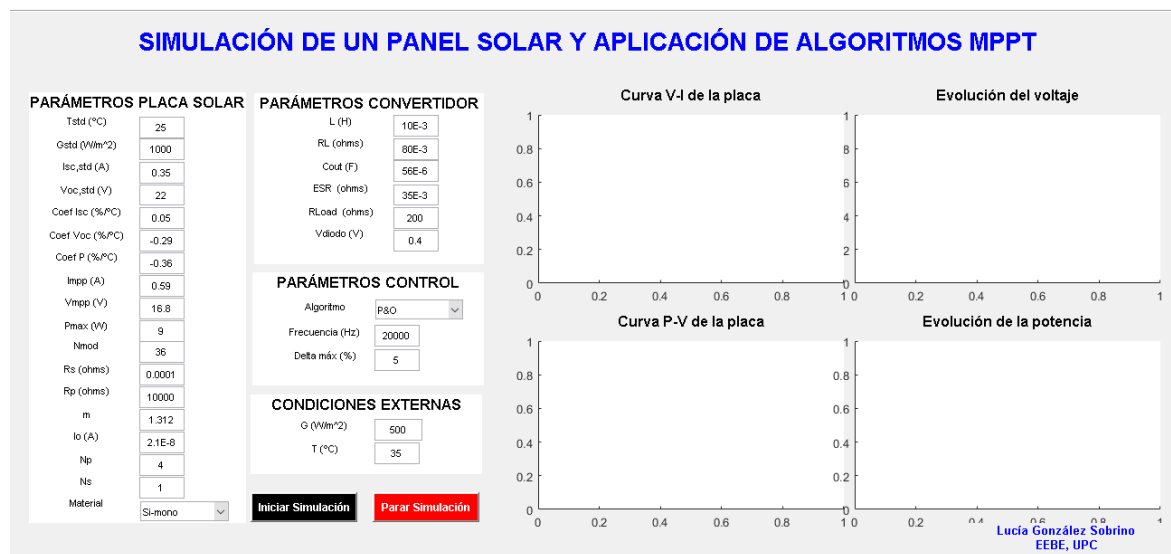


Fig 79 Interfaz de simulación del sistema formado por el panel solar, el convertidor elevador y los algoritmos MPPT

El usuario deberá de configurar, según los valores de la placa utilizada, los datos correspondientes a la misma y al diseño del convertidor. De esta manera, seleccionando el algoritmo que desee emplear, la frecuencia de trabajo y la delta fija (o máxima, en caso del algoritmo INC), podrá empezar la simulación. Una vez finalizada, aparecerán las curvas características de la placa solar en los gráficos de la izquierda, y la evolución del voltaje en bornes de la placa y la potencia entregada en las gráficas de la izquierda.

Esta interfaz no es la definitiva, ya que se prevé ampliar su funcionalidad, agregando nuevas características como la incorporación de la base de datos, la alternancia entre controladores, o incluso la selección de modelos comerciales de componentes sin necesidad de que el usuario deba de realizar el diseño del convertidor. Sin embargo, estas funcionalidades no han podido ser implementadas dentro del tiempo del proyecto.

## Conclusiones

Se ha cumplido con el principal objetivo del proyecto, que se trataba del diseño de una plataforma de *Simulink* que permitiera evaluar diferentes algoritmos de control para hacer operar a placas solares en su punto de máxima potencia. Por otra parte, se ha implementado el sistema de forma física, verificando el correcto diseño y funcionamiento tanto de los convertidores como de sus respectivos controles.

El proyecto puede continuarse en el desarrollo de una interfaz más avanzada, que permita también la elección de diferentes convertidores conectados a la placa solar, y la conexión tanto de cargas resistivas como también de baterías de diferentes características.

Por otro lado, dado que el montaje del convertidor se ha realizado con el único objetivo de comprobar el funcionamiento de los controles, no han sido diseñados los circuitos impresos de las diferentes placas que conforman el sistema, pero en caso de querer disponer de una plataforma de validación que acompañe el software, esta sería otra de las posibles mejoras del sistema.

## Presupuesto

En este apartado se realiza una estimación del coste total de la instalación, agrupando las diferentes partes que intervienen en el proyecto:

- Material fungible
- Equipos
- Licencias de software
- Recursos humanos

### Material fungible

A continuación, se muestran los costes asociados a la adquisición del material necesario para la implementación de cada una de las partes de la instalación. Se detalla el precio unitario sin IVA aplicado, la cantidad de componentes necesarios y, finalmente, el importe total aplicando el IVA a la totalidad de componentes adquiridos.

### Convertidor elevador

Tabla 26 Presupuesto final del material fungible necesario para el montaje del convertidor elevador

Referencia	Descripción	Fabricante	C	€ unitario	€ total	€ (con IVA)
B82724J8322N040	Inductor fijos 2x10mH 3.2A	TDK	1	5,53	5,53	6,69
870235674004	Condensador de aluminio con polímero orgánico 50V 56uF	Würth Elektronik	5	0,96	4,81	5,81
1N5822	Diodo Schottky 40V 3A	Vishay	2	0,40	0,80	0,97
IRLZ14	MOSFET N 60V 10 A	Vishay	1	0,81	0,81	0,98
LM2937 -08	Regulador de voltaje LDO 500 mA	Texas Instruments	1	1,43	1,43	1,73
MCP1407	Controlador de puerta 4.5V 6A	Microchip	1	0,86	0,86	1,04
ESK106M035AC3AA	Condensador electrolítico de aluminio 35V 10uF	KEMET	1	0,07	0,07	0,08
K104K15X7RF53H5	Condensador de cerámica multicapa 50 V 0.1uF	Vishay	2	0,09	0,17	0,21
FG18X7R1E105KRT00	Condensador de cerámica multicapa 25V 1uF	TDK	1	0,24	0,24	0,29
OM33G5E-R58	Resistor de película de carbón 3.3 Ω 1W	Ohmite	1	0,06	0,06	0,07
MFR-25FBF52-10K	Resistor de película de carbón 10kΩ 1/4W	Yageo	1	0,04	0,04	0,05

BZX85C10	Diodo Zener 10V 1W	ON Semiconductor	1	0,15	0,15	0,18
<b>TOTAL CONVERTIDOR ELEVADOR</b>				<b>18,10 €</b>		

**Convertidor reductor**

Tabla 27 Presupuesto final del material fungible necesario para el montaje del convertidor reductor

Referencia	Descripción	Fabricante	C	€ unitario	€ total	€ (con IVA)
B82724J8322N040	Inductor fijos 2x10mH 3.2A	TDK	1	5,53	5,53	6,69
870235674004	Condensador de aluminio con polímero orgánico 50V 56uF	Würth Elektronik	1	0,96	0,96	1,16
80SQ045N	Diodo Schottky 45V 8A	Vishay	1	0,66	0,66	0,80
IRLZ14	MOSFET N 60V 10 A	Vishay	1	0,81	0,81	0,98
IR2125	Controlador de puerta 5V 1.5A	Infineon	1	5,30	5,30	6,41
K104K15X7RF53H5	Condensador de cerámica multicapa 50 V 0.1uF	Vishay	1	0,09	0,09	0,10
FG18X7R1E105KRT00	Condensador de cerámica multicapa 25V 1uF	TDK	4	0,24	0,96	1,16
OM33G5E-R58	Resistor de película de carbón 3.3 $\Omega$ 1W	Ohmite	1	0,06	0,06	0,07
MFR-25FBF52-10K	Resistor de película de carbón 10k $\Omega$ 1/4W	Yageo	1	0,04	0,04	0,05
BYV26C	Diodo rectificador 600 V 1A	Vishay	1	0,37	0,37	0,45
BZX85C10	Diodos Zener 10V 1W	ON Semiconductor	1	0,15	0,15	0,18
MAX09NG	Disipadores de calor	Aavid	1	0,18	0,18	0,22
<b>TOTAL CONVERTIDOR REDUCTOR</b>				<b>18,27 €</b>		

**Sensado de tensión y corriente**

Tabla 28 Presupuesto final del material fungible necesario para el sensado de variables

Referencia	Descripción	Fabricante	C	€ unitario	€ total	€ (con IVA)
RN60C1002BB14	Resistor de película 10 k $\Omega$ 0.4w	Vishay	3	0,32	0,95	1,14
RN55C4002BB14	Resistor de película 40 k $\Omega$ 0.1w	Vishay	1	0,37	0,37	0,44
RN55C5002BB14	Resistor de película 50 k $\Omega$ 0.1w	Vishay	1	0,54	0,54	0,65
MBB02070D2002BC100	Resistor de película 20 k $\Omega$ 0.6w	Vishay	1	0,34	0,34	0,41

ACS712-05A	Sensor de corriente ACS712 5 A	Az-Delivery	3	4,97	14,91	18,04
<b>TOTAL SENSADO DE CORRIENTE Y TENSION</b>				<b>20,68 €</b>		

### Otros materiales necesarios para el montaje

Tabla 29 Presupuesto final del material fungible adicional para el montaje final de la aplicación

Referencia	Descripción	Fabricante	C	€ unitario	€ total	€ (con IVA)
K/MOW	Juego de cables 10 colores	Velleman	1	9,50	9,50	11,50
B074M46VVS	32 placas de topos de diferentes tamaños	Elegoo	1	9,90	9,90	11,98
CEB4	Placa 1 cara baquelita 100x160mm <sup>2</sup>	-	2	2,35	4,70	5,69
B07B65JYWK	Placa adaptada para el microcontrolador AT91SAM3X8E	Kuman	1	18,20	18,20	22,02
DSK 10324	Batería Plomo Acido 12V 7 Ah	DSK	1	20,97	20,97	25,37
SX-310	Panel solar 10 W	BP	2	93,89	187,78	227,21
2201015	Resistencia bobinada 22 Ω de 15W	-	1	0,60	0,60	0,73
3301015	Resistencia bobinada 33 Ω de 15W	-	1	0,60	0,60	0,73
4701015	Resistencia bobinada 47 Ω de 15W	-	1	0,60	0,60	0,73
1011015	Resistencia bobinada 100 Ω de 15W	-	1	0,60	0,60	0,73
575-144308	Zócalos de CI para TO-220	Mill-Max	1	0,39	0,39	0,47
575-3104710641001000	Zócalos de CI hilera	Mill-Max	1	0,37	0,37	0,45
B000V8JZ2A	Hilo de estaño para soldar 0,56 mm de diámetro	FixPoint	1	8,00	8,00	9,68
BIL20X	Hembrilla Ø 4 mm. con cuerpo aislante 16 A.	-	14	0,83	11,62	14,06
<b>TOTAL SENSADO DE CORRIENTE Y TENSION</b>				<b>20,68 €</b>		

### Equipos

A continuación, se muestran los costes relacionados con el equipo utilizado para el montaje y calibración de la instalación.

Tabla 30 Gastos asociados a la adquisición de los equipos necesarios para el desarrollo del proyecto

Hardware	Coste adquisición	Tiempo amortización	Meses uso	C	€ total
Asus Notebook K55A	321	48	6	1	40,12
Equipo de soldadura	195,99	24	2	1	16,33
Osciloscopio	275,99	48	2	1	11,50
Fuente de alimentación	85,99	48	2	1	3,58
<b>TOTAL DE LOS EQUIPOS</b>					<b>71,54 €</b>

### Licencias de software

A continuación, se muestran los costes asociados a la adquisición de las licencias necesarias para desarrollar la parte teórica del proyecto.

Tabla 31 Gastos asociados a la adquisición de licencias necesarias para el desarrollo del proyecto

Software	Coste adquisición	Tiempo amortización	Meses uso	€ total
Microsoft Office	45,00	48	6	5,63
OrCad Capture + PCB	369,00	48	3	23,06
MATLAB + Simulink	83,49	48	6	10,44
Real Time Desktop	8,47	48	6	1,06
Windows 10 Home	22,50	48	6	2,81
<b>TOTAL DE LAS LICENCIAS</b>				<b>43,00 €</b>

### Recursos humanos

A continuación, se muestran los costes asociados al gasto correspondiente a las horas de trabajo necesarias para el desarrollo de la aplicación.

Tabla 32 Gastos asociados a los recursos humanos necesarios

Tarea	Horas dedicadas	€/hora	€ total
Estudio previo	140	8	1120
Diseño electrónico	280	8	2240
Montaje	40	8	320
Verificación	20	8	160
<b>TOTAL COSTE PERSONAL</b>			<b>3840,00 €</b>

### Presupuesto final

Tabla 33 Presupuesto general del proyecto

<b>Material fungible</b>	388,39 €
<b>Software</b>	43,00 €
<b>Equipos</b>	71,54 €
<b>Recursos humanos</b>	3.840,00 €
<b>PRESUPUESTO TOTAL</b>	<b>4.342,93 €</b>





## Bibliografía

- [1] Perez, Daniel. (2017). Baterías de plomo: distintos tipos.  
<https://danielperez.webcindario.com/BatPlomo/index.htm>
- [2] Autosolar Energy Solutions. (2016). ¿Qué es un regulador MPPT?  
<https://autosolar.es/blog/aspectos-tecnicos/que-es-un-regulador-mppt>
- [3] Lagos, P. (2013). Conceptos básicos de carga de baterías y algoritmos de carga.  
<http://www.sidei.cl/pdfs/Carga%20de%20Baterias.pdf>
- [4] Salameh, Z. M., Casacca, M. A., & Lynch, W. A. (1992). A mathematical model for lead-acid batteries. IEEE Transactions on Energy Conversion. <https://doi.org/10.1109/60.124547>
- [5] Fuentes Moreno, J.A., Martínez Tudela, J. (2009). Modelado y ensayo de baterías: Validación de simulaciones de carga y descarga.  
<http://repositorio.upct.es/bitstream/handle/10317/1906/pfc3308.pdf?sequence=1>
- [6] Zapata Martínez, A., Santos M. (2015). Modelo y simulación de un sistema fotovoltaico portátil. <https://www.ehu.es/documents/3444171/4484748/44.pdf>
- [7] Ospino Castro, A., Robles Algarín, C., Duran Pabón, A. (2014). Modelado y simulación de un panel fotovoltaico empleando técnicas de inteligencia artificial. Ingeniería Energetica. <http://scielo.sld.cu/pdf/rie/v35n3/rie07314.pdf>
- [8] Cata Sánchez J.E., Rodríguez Sócola F.M. (2015). Análisis matemático de un panel solar fotovoltaico de silicio. <https://dspace.ups.edu.ec/bitstream/123456789/10250/1/UPS-GT001338.pdf>
- [9] Satpathy S. (2012). Photovoltaic power control using MPPT and boost converter.  
<https://core.ac.uk/download/pdf/53188430.pdf>
- [10] Femia, N., Granozio, D., Petrone, G., Spagnuolo, G., & Vitelli, M. (2007). Predictive & adaptive MPPT perturb and observe method. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. <https://doi.org/10.1109/TAES.2007.4383584>
- [11] Logroño Diéquez J. (2017) Cargador de batería para vehículos.  
<https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2117/112391/TFG%20CARGADOR%20DE%20BATER%20C3%8DA%20PARA%20VEH%20C3%8DCULOS%20-%20JAVIER%20LOGRO%20C3%91O%20DI%20C3%89GUEZ.pdf?sequence=1&isAllowed=y>
- [12] Mitsubishi Electric Solar. (2013) Hoja de especificaciones técnicas modelo PV-MLE260HD.  
[https://www.mitsubishielectricsolar.com/images/uploads/documents/specs/MLE\\_260Wp\\_Spec\\_Sheet\\_Feb2013\\_lr.pdf](https://www.mitsubishielectricsolar.com/images/uploads/documents/specs/MLE_260Wp_Spec_Sheet_Feb2013_lr.pdf)
- [13] *MATLAB* documentation; Solar Cell Parameter Extraction From Data.  
[https://es.mathworks.com/help/physmod/elec/examples/solar-cell-parameter-extraction-from-data.html?searchHighlight=solar%20cell&s\\_tid=doc\\_srchtile](https://es.mathworks.com/help/physmod/elec/examples/solar-cell-parameter-extraction-from-data.html?searchHighlight=solar%20cell&s_tid=doc_srchtile)
- [14] Yuba. (2014). ¿Qué es el Isc de un panel solar? ¿Cómo se mide?  
<http://www.yubasolar.net/2014/09/que-es-el-isc-de-un-panel-solar-como-se.html>
- [15] Perpiñan, O. L. (2012). Energía Solar Fotovoltaica. Creative commons.  
[https://procomun.files.wordpress.com/2012/01/esf\\_operpinanene2012.pdf](https://procomun.files.wordpress.com/2012/01/esf_operpinanene2012.pdf)
- [16] Agencia Estatal de Meteorología, AEMET. (2018) Base de datos pública sobre radiación global, directa y difusa. [http://www.aemet.es/es/datos\\_abiertos/AEMET\\_OpenData](http://www.aemet.es/es/datos_abiertos/AEMET_OpenData)
- [17] Ibrahim, H., & Anani, N. (2017). Variations of PV module parameters with irradiance and temperature. In Energy Procedia. <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2017.09.617>
- [18] Van Zeghbrock B.J. (1996-1997). Temperature dependence of the energy bandgap.  
<http://ecee.colorado.edu/~bart/book/eband5.htm>

- [19] Tsai, H., Tu, C., & Su, Y. (2008). Development of Generalized Photovoltaic Model Using *MATLAB / SIMULINK*. Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science 2008 WCECS 2008, October 22 - 24, 2008, San Francisco, USA.
- [20] Vishay. Hoja de características técnicas del diodo SB240S. <https://www.vishay.com/docs/88951/sb220s.pdf>
- [21] Vishay. Hoja de características técnicas del MOSFET IRF510. <https://www.vishay.com/docs/91015/sihf510.pdf>
- [22] Esparza Sola, T. (2015). Diseño, dimensionado y simulación de un convertidor DC/DC elevador para pilas de combustible. [http://academica-e.unavarra.es/bitstream/handle/2454/19156/Memoria%20definitiva\\_Tomas\\_Esparza.pdf?sequence=1](http://academica-e.unavarra.es/bitstream/handle/2454/19156/Memoria%20definitiva_Tomas_Esparza.pdf?sequence=1)
- [23] Blake, C., & Bull, C. (2018). IGBT or MOSFET: Choose wisely. EngineerIT. [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IGBT\\_or\\_MOSFET\\_Choose\\_Wisely-ART-v01\\_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a40153574048b73edc](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IGBT_or_MOSFET_Choose_Wisely-ART-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a40153574048b73edc)
- [24] Electronics Believer. (n.d.). Power Losses in Boost Converter - ElectronicsBeliever. <http://electronicsbeliever.com/power-losses-in-boost-converter/>
- [25] Williams B. (2006). Power Electronics: Devices, Drivers, Applications, and Passive Components.
- [26] Illinois Capacitor, Inc. (n.d.). Impedance, Dissipation Factor and ESR. [https://www.illinoiscapacitor.com/pdf/Papers/impedance\\_dissipation\\_factor\\_ESR.pdf](https://www.illinoiscapacitor.com/pdf/Papers/impedance_dissipation_factor_ESR.pdf)
- [27] Lahyani, A., Braham, A., & Bouhachem, A. (2007). Power loss estimation of electrolytic capacitor using genetic algorithm. In INTELEC 07 - 29th International Telecommunications Energy Conference (pp. 875–879). IEEE. <https://doi.org/10.1109/INTLEC.2007.4448904>
- [28] Application Note 2/15 Efficiency of Buck Converter. (2016). [www.rohm.co.com](http://www.rohm.co.com)
- [29] MuRata. (2013). What are impedance/ESR frequency characteristics in capacitors? <https://www.murata.com/products/emiconfun/capacitor/2013/02/14/en-20130214-p1>
- [30] Springer. (2015). Application of *MATLAB/SIMULINK* in Solar PV Systems [https://www.springer.com/cda/content/document/cda\\_downloaddocument/9783319149400-c2.pdf?SGWID=0-0-45-1505672-p177215129](https://www.springer.com/cda/content/document/cda_downloaddocument/9783319149400-c2.pdf?SGWID=0-0-45-1505672-p177215129)
- [31] De la Villa Jaen, A. (2017). Seguimiento del punto de máxima potencia en Sistemas Fotovoltaicos. <http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/70172/fichero/Resumen.pdf>
- [32] Cardaba L. (n.d.) Disipación térmica en semiconductores. Cálculo de radiadores. <http://www.lcardaba.com/articles/heatsinks/heatsinks.htm>
- [33] Azizian Isaloo, B., & Amiri, P. (2016). IMPROVED VARIABLE STEP SIZE INCREMENTAL CONDUCTANCE MPPT METHOD WITH HIGH CONVERGENCE SPEED FOR PV SYSTEMS. Journal of Engineering Science and Technology (Vol. 11). [http://jestec.taylors.edu.my/Vol%2011%20issue%204%20April%202016/Volume%20\(11\)%20Issue%20\(4\)%20516-528.pdf](http://jestec.taylors.edu.my/Vol%2011%20issue%204%20April%202016/Volume%20(11)%20Issue%20(4)%20516-528.pdf)
- [34] Naylamp Mechatronics. (2016). Tutorial sensor de corriente ACS712. [https://naylampmechatronics.com/blog/48\\_tutorial-sensor-de-corriente-ac712.html](https://naylampmechatronics.com/blog/48_tutorial-sensor-de-corriente-ac712.html)
- [35] HV Floating MOS-Gate Driver ICs. (n.d.). [www.irf.com](http://www.irf.com)
- [36] Mathworks. (n.d.). Battery. <https://es.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/battery.html>
- [37] Paredes Cordero, V. (2012). Simulación mediante Psim de algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia en sistemas fotovoltaicos. <https://uvadoc.uva.es/bitstream/10324/12887/1/TFG-P-167.pdf>

- [38] Martínez Bertran J. (2017). Métodos de estimación del estado de carga de baterías electroquímicas  
[https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2117/104855/TFG\\_Jaume\\_Martinez\\_Metodos\\_de\\_estimacion\\_del\\_estado\\_de\\_carga\\_de\\_baterias\\_electroquimicas.pdf?sequence=1&isAllowed=y](https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2117/104855/TFG_Jaume_Martinez_Metodos_de_estimacion_del_estado_de_carga_de_baterias_electroquimicas.pdf?sequence=1&isAllowed=y)
- [39] ESRAM, T., & Chapman, P. L. (2007). Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. IEEE Transactions on Energy Conversion.  
<https://doi.org/10.1109/TEC.2006.874230>
- [40] Penella, M. T., & Gasulla, M. (2014). A Simple and Efficient MPPT Method for Low-Power PV Cells. International Journal of Photoenergy, 2014, 1–7. <https://doi.org/10.1155/2014/153428>
- [41] Kumari, J. S. (2015). Comparison of Maximum Power Point Tracking. In ECIS 2015 Proceedings.  
<https://pdfs.semanticscholar.org/9739/dc880d63cb90a57f023e07d4b67dc45da7ce.pdf>
- [42] DSK. Hoja de características técnicas de la batería 10324.  
[https://www.silversanz.com/system/product\\_downloads/downloads/156.pdf?1529399653](https://www.silversanz.com/system/product_downloads/downloads/156.pdf?1529399653)