

GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA  
**TRABAJO FIN DE GRADO**

***MODELADO DE UNA INSTALACIÓN  
FOTOVOLTAICA HÍBRIDA***

**Alumno/Alumna:** Aguirre, Martín, Ander

**Director/Directora:** Maseda, Rego, Francisco Javier

**Codirector/Codirectora:** Martija, López, Itziar

**Curso:** 2020-2021

**Fecha:** 24 de junio de 2021

## RESUMEN

El proyecto se centra en el modelado de una instalación fotovoltaica híbrida capaz de interactuar con la red eléctrica, haciendo un estudio sobre los diferentes algoritmos de control que se emplean en la actualidad para otorgar, en términos de potencia, una máxima eficiencia.

El objetivo de este proyecto es el obtener un sistema eficiente que sea capaz de aprovechar la máxima potencia posible proveniente del sol, además de tener conexión a la red eléctrica para interactuar con ella y poder así inyectar o absorber potencia cuando sea necesario.

Para poder construir el sistema se va a hacer uso de la plataforma de simulación Matlab Simulink, con el fin de montar dicho complejo con ciertas limitaciones impuestas y analizar los resultados obtenidos.

## LABURPENA

Proiektu honen ideia nagusia instalazio fotoboltaiko hibrido baten modeloa sortzea da sare elektrikoarekin lan egiteko, gaur egun erabiltzen diren kontroleko algoritmo desberdinak erabiliz sistemari, potentzia terminoetan, efizientzia hoberena emanez.

Honen helburu nagusia sistema efiziente bat lortzea da gai dena eguzkitik datorren potentzia gehiena aprobetxatzeko, sare elektrikoarekin konexioa edukitzeaz gainera potentzia hartzeko edota injeztatzeko edozein momentuan.

Sistema eraikitzeko Matlab Simulink simulazio plataformaren erabilpena egingo da, imposituriko hainbat limitazioekin muntaia moldatzeko asmoarekin lortzen diren emaitzak aztertzeko.

## SUMMARY

The project focuses on the modeling of an hybrid photovoltaic system that can interact with the electrical grid, doing a study of the nowadays used control algorithms to maximize the efficiency in power terms.

The aim of this project is to get an efficient system that can take the maximum advantage of the solar power, with the plus of being conected to the grid in order to interact with it and inject or get power whenever it is necessary.

To construct the system, the simulation platform Matlab Simulink will be used as a way to model the system with some imposed limitations and to analyse the results.

**Palabras clave:** Panel fotovoltaico, punto de máxima potencia MPP, algoritmo de control de conductancia incremental, baterías, inversor híbrido.

## ÍNDICE

|  |    |
|--|----|
| DOCUMENTO 1- MEMORIA .....                                   | 16 |
| 1. Introducción .....  | 17 |
| 2. Contexto .....  | 18 |
| 3. Objetivos y alcance de trabajo .....                      | 22 |
| 4. Beneficios del proyecto .....                             | 23 |
| 5. Fundamentación teórica .....                              | 24 |
| 5.1 Paneles Fotovoltaicos.....                               | 26 |
| 5.1.1 Tipos de paneles.....                                  | 26 |
| 5.1.1.1 Paneles policristalinos .....                        | 26 |
| 5.1.1.2 Paneles monocristalinos.....                         | 26 |
| 5.1.1.3 Paneles amorfos .....                                | 27 |
| 5.1.2 Funcionamiento .....                                   | 28 |
| 5.1.3 Modelo teórico.....                                    | 29 |
| 5.1.4 Análisis de la respuesta del conjunto de paneles ..... | 32 |
| 5.2 Reguladores de carga o convertidor DC-DC.....            | 37 |
| 5.2.1 Tipos de reguladores de carga .....                    | 37 |
| 5.2.1.1 Reguladores de carga PWM .....                       | 37 |
| 5.2.1.2 Reguladores de carga MPPT.....                       | 38 |
| 5.2.2 Modelo teórico.....                                    | 39 |
| 5.2.3 Métodos de control MPPT .....                          | 41 |
| 5.2.3.1 Técnicas Hill Climbing (HC).....                     | 41 |
| 5.2.3.2 Perturb & Observe (P&O).....                         | 42 |
| 5.2.3.3 Incremental Conductance (INC) .....                  | 42 |
| 5.2.3.4 Métodos de control inteligentes.....                 | 43 |
| 5.3 Baterías o almacenes de energía .....                    | 44 |
| 5.3.1 Tipos de baterías .....                                | 44 |
| 5.3.1.1 Baterías de Plomo Ácido o Monoblock .....            | 44 |
| 5.3.1.2 Baterías de Gel o de Ciclo Profundo.....             | 44 |
| 5.3.1.3 Baterías AGM o VRLA .....                            | 45 |
| 5.3.1.4 Baterías Estacionarias.....                          | 45 |
| 5.3.1.5 Baterías de Litio .....                              | 46 |
| 5.3.2 Funcionamiento .....                                   | 47 |
| 5.3.2.1 Etapa bulk.....                                      | 47 |
| 5.3.2.2 Etapa de absorción.....                              | 47 |

|  |  |     |
|--|--|-----|
| 5.3.2.3  | Etapa de flotación .....   | 47  |
| 5.3.2.4  | Etapa de almacenamiento.....   | 47  |
| 5.4  | Inversor híbrido .....   | 49  |
| 5.4.1  | Funcionamiento .....   | 51  |
| 5.4.2  | Control del inversor.....  | 55  |
| 5.4.3  | Transformadas de Clarke y Park.....                                  | 56  |
| 5.4.4  | Transformada de Clarke .....   | 57  |
| 5.4.5  | Transformada de Park.....  | 58  |
| 5.4.6  | Elementos del controlador .....                                      | 60  |
| 5.4.6.1  | Phase Locked Loop (PLL) .....  | 60  |
| 5.4.6.2  | Lazo interno de corriente .....                                      | 61  |
| 5.4.6.3  | Lazo externo de tensión .....  | 64  |
| 6.   | Descripción de la solución propuesta .....                           | 66  |
| DOCUMENTO 2- METODOLOGÍA SEGUIDA EN EL DESARROLLO DEL TRABAJO..... |  | 87  |
| 1.   | Descripción de tareas, fases, equipos o procedimientos.....          | 88  |
| 1.1  | Modelado de un panel fotovoltaico.....                               | 88  |
| 1.2  | Modelado de una matriz de paneles fotovoltaicos.....                 | 90  |
| 1.2.1  | Conexión en serie .....  | 90  |
| 1.2.2  | Conexión en paralelo.....  | 91  |
| 1.3  | Modelado del convertidor DC-DC .....                                 | 93  |
| 1.4  | Modelado de la batería .....   | 94  |
| 1.5  | Modelado del inversor .....  | 95  |
| 2.   | Diagrama de Gantt/cronograma .....                                   | 96  |
| 3.   | Cálculos y algoritmos.....   | 97  |
| 3.1  | Cálculos y dimensionado de componentes.....                          | 97  |
| 3.1.1  | Panel solar .....  | 97  |
| 3.1.1.1  | Resistencias $R_p$ y $R_s$ :.....                                    | 97  |
| 3.1.2  | Condensador de desacoplo entre panel y regulador de carga DC-DC..... | 97  |
| 3.1.3  | Regulador de carga.....  | 98  |
| 3.1.3.1  | Bobina.....  | 98  |
| 3.1.3.2  | Condensador .....  | 101 |
| 3.1.3.3  | Interruptor.....   | 102 |
| 3.1.3.4  | Diodo .....  | 103 |
| 3.1.4  | Condensador de desacoplo entre baterías e inversor .....             | 103 |
| 3.1.5  | Inversor .....   | 104 |

|         |   |     |
|---------|---|-----|
| 3.1.5.1 | Interrupidores .....                                | 104 |
| 3.1.5.2 | Diodo .....   | 105 |
| 3.1.6   | Bobina entre el inversor y la red .....             | 105 |
| 3.2     | Algoritmos .....                                    | 106 |
| 3.2.1   | Panel solar .....                                   | 106 |
| 3.2.1.1 | Obtención_Rp_Rs.....                                | 106 |
| 3.2.1.2 | Corriente_ideal_panel.....                          | 107 |
| 3.2.1.3 | Corriente_ideal_array .....                         | 108 |
| 3.2.2   | Regulador de carga.....                             | 109 |
| 3.2.2.1 | Algoritmo_INC.....                                  | 109 |
| 3.2.3   | Inversor .....                                      | 112 |
| 3.2.3.1 | Diseño del lazo interno de corriente .....          | 112 |
| 3.2.3.2 | Diseño del lazo de control externo de tensión ..... | 116 |
| 4.      | Descripción de los resultados.....                  | 119 |
| 5.      | Conclusiones.....                                   | 127 |
| 6.      | Bibliografía .....                                  | 128 |

## LISTA DE ABREVIACIONES Y SÍMBOLOS

|                        |  |
|------------------------|--|
| $[\Omega]$             | Ohmios.  |
| $[\text{°C}]$          | Grados centígrados.  |
| $[A]$                  | Amperios.  |
| $[h]$                  | Hora.  |
| $[C]$                  | Coulomb.   |
| $[F]$                  | Faradios.  |
| $[H]$                  | Henrios.   |
| $[Hz]$                 | Hercios.   |
| $[J]$                  | Julios.  |
| $[K]$                  | Grados Kelvin  |
| $[m^2]$                | Metros cuadrados.  |
| $[u]$                  | Unidad.  |
| $[V]$                  | Voltios.   |
| $[W]$                  | Vatios.  |
| $\Delta i_L$           | Fluctuación de la corriente por la bobina del convertidor DC-DC.                         |
| $\Delta i_{L,ABIERTO}$ | Fluctuación de la corriente por la bobina del convertidor DC-DC con interruptor abierto. |
| $\Delta i_{L,CERRADO}$ | Fluctuación de la corriente por la bobina del convertidor DC-DC con interruptor cerrado. |
| $\Delta V_O$           | Variación de la tensión de salida del convertidor DC-DC.                                 |
| $\Delta Q$             | Variación de la carga del condensador del convertidor DC-DC.                             |
| $\eta_{BAT}$           | Rendimiento de una batería.  |
| $\eta_{INV}$           | Rendimiento del inversor.  |
| $\theta$               | Ángulo entre el plano de Clarke y Park.  |
| $a$                    | Factor de idealidad del panel.   |
| AC                     | Corriente alterna.   |
| AC-DC                  | Conversión de corriente alterna a corriente continua controlada.                         |
| AGM                    | Absorbed Glass Mat.  |
| aux_fin                | Variable auxiliar para finalizar el algoritmo de corriente ideal $I_{PV}$ .              |
| BJT                    | Bipolar Junction Transistor.   |
| C                      | Capacidad del condensador del convertidor DC-DC.   |
| $C_A$                  | Capacidad del condensador de desacoplo entre panel y convertidor DC-DC.                  |
| $C_m$                  | Matriz para pasar del plano trifásico al plano de Clarke $\alpha$ y $\beta$ .            |
| $C_{MIN}$              | Capacidad mínima del convertidor DC-DC.  |
| $C_N(H)$               | Capacidad nominal para un tiempo de descarga H.  |
| $C_{N,SYS}$            | Capacidad nominal requerida del sistema.   |
| $C_T$                  | Capacitancia de transición.  |
| D                      | Duty Cycle.  |
| d                      | Variación del Duty Cycle del algoritmo INC.  |
| $D_{INIT}$             | Duty Cycle inicial del algoritmo INC.  |
| $D_{MAX}$              | Duty Cycle máximo.   |
| $D_{MIN}$              | Duty Cycle mínimo.   |
| $D_r$                  | Duty Cycle inicial o de referencia del algoritmo INC.                                    |

|                  |  |
|------------------|--|
| DA               | Días de autonomía o austeridad.  |
| DC               | Corriente continua.  |
| DC-AC            | Conversión de corriente continua a corriente alterna controlada.   |
| DC-DC            | Conversión de corriente continua a corriente continua controlada.  |
| dI               | Diferencia de la corriente.  |
| dI/dV            | Variación de la conductancia.  |
| dP               | Diferencia de la potencia.   |
| dP/dV            | Diferencia de la potencia en función de la diferencia de la tensión.   |
| dq0              | Direct Quadrature. Transformada de Park.   |
| dt               | Diferencia del tiempo.   |
| dV               | Diferencia de tensión.   |
| dV/dt            | Diferencial temporal de la tensión.  |
| e                | Error de la conductancia incremental.  |
| $\epsilon$       | Diferencia entre salida y entrada del control del inversor.  |
| $\epsilon_{PU}$  | Diferencia entre salida y entrada del control del inversor por unidad. Para el lazo de corriente y de tensión. |
| $f_{AC}$         | Frecuencia de la señal alterna de salida del inversor.   |
| $f_c$            | Frecuencia de conmutación del mosfet del convertidor DC-DC.  |
| FDP              | Factor de Potencia.  |
| $f_{REFERENCIA}$ | Frecuencia de la señal de referencia de la generación PWM.   |
| $f_{TRIANGULAR}$ | Frecuencia de la señal triangular de la generación PWM.  |
| Fuzzy            | Método de control Fuzzy.   |
| G                | Irradiación solar incidente en el panel.   |
| $G_{STC}$        | Irradiación solar incidente en el panel en condiciones estándar.   |
| HC               | Métodos de control Hill Climbing.  |
| HSP              | Hora Solar Pico.   |
| I                | Corriente.   |
| $I_\alpha$       | Corriente de salida del inversor en el eje $\alpha$ del plano $\alpha\beta$ .                                  |
| $I_a$            | Corriente anterior del algoritmo INC.  |
| $I_{AC}$         | Corriente alterna de salida del inversor.  |
| $I_\beta$        | Corriente de salida del inversor en el eje $\beta$ del plano $\alpha\beta$ .                                   |
| $I_{CDC}$        | Corriente por el condensador acoplado de DC.   |
| $I_D$            | Corriente de oscuridad en el panel.  |
| $I_{D,INV}$      | Corriente circulante por el diodo del inversor.  |
| $I_D'$           | Corriente de oscuridad de la célula.   |
| $I_d$            | Corriente de salida del inversor en el eje d del plano dq0.  |
| $I_{d,ACOPLADA}$ | Parte acoplada de la corriente de salida del inversor en el eje d del plano dq0.                               |
| $I_{d,LINEAL}$   | Parte lineal de la corriente de salida del inversor en el eje d del plano dq0.                                 |
| $I_{DI}$         | Corriente circulante por el diodo del convertidor DC-DC.   |
| $I_{DC}$         | Corriente continua de entrada del inversor.  |
| $I_{DCDC}$       | Corriente continua de salida del conjunto de convertidores DC-DC.  |
| $I_{dr}$         | Corriente de referencia del inversor en el eje d del plano dq0.  |
| $I_f$            | Corriente generada por la incidencia solar en el panel.  |

|                  |  |
|------------------|--|
| $I_f'$           | Corriente generada por la incidencia solar en una célula.                                  |
| $I_{f,STC}$      | Corriente generada por la incidencia solar en condiciones estándar.                        |
| IGBT             | Insulated Gate Bipolar Transistor.   |
| $I_i$            | Corriente de entrada del convertidor DC-DC. Es también corriente actual del algoritmo INC. |
| $I_{i,MAX}$      | Corriente de entrada máxima del convertidor DC-DC.   |
| $I_L$            | Corriente circulante por la bobina del convertidor DC-DC.                                  |
| $I_{L,MAX}$      | Corriente máxima circulante por la bobina del convertidor DC-DC.                           |
| $I_{L,MED}$      | Corriente media circulante por la bobina del convertidor DC-DC.                            |
| $I_{L,MIN}$      | Corriente mínima circulante por la bobina del convertidor DC-DC.                           |
| $I_{L,RMS}$      | Corriente eficaz circulante por la bobina del convertidor DC-DC.                           |
| $I_M$            | Corriente circulante por el interruptor del convertidor DC-DC.                             |
| $I_{M,INV}$      | Corriente circulante por el interruptor del inversor.                                      |
| $I_{MP}$         | Corriente en la potencia máxima del panel.   |
| $I_{MPP}$        | Corriente en el punto de máxima potencia.  |
| INC              | Método de control de incremento de conductancia.   |
| $I_{OUT}$        | Corriente de salida generada.  |
| $I_{OUT,M}$      | Corriente generada en una matriz o array de módulos/paneles.                               |
| $I_{PV}$         | Corriente ideal generada por el panel fotovoltaico.  |
| $I_{PV,M}$       | Corriente ideal generada por el conjunto de módulos/paneles.                               |
| $I_q$            | Corriente de salida del inversor en el eje q del plano dq0.                                |
| $I_{q,ACOPLADA}$ | Parte acoplada de la corriente de salida del inversor en el eje q del plano dq0.           |
| $I_{q,LINEAL}$   | Parte lineal de la corriente de salida del inversor en el eje q del plano dq0.             |
| $I_{qr}$         | Corriente de referencia del inversor en el eje q del plano dq0.                            |
| IRENA            | International Renewable Energy Agency.   |
| $I_S$            | Corriente de saturación del diodo.   |
| $I_{SC}$         | Corriente de cortocircuito del panel.  |
| $I_{SC,MAX}$     | Corriente de cortocircuito máxima del panel.   |
| $I_X$            | Corriente de salida del inversor en el eje X del plano XY.                                 |
| $I_Y$            | Corriente de salida del inversor en el eje Y del plano XY.                                 |
| JFET             | Junction Field-Effect Transistor.  |
| K                | Constante de Boltzmann.  |
| Kc               | Constante de seguridad para el dimensionado de paneles.                                    |
| Ki               | Coefficiente de temperatura de la corriente de cortocircuito.                              |
| KI               | Constante del integrador del controlador PI.   |
| KP               | Constante proporcional del controlador PI.   |
| Kv               | Coefficiente de temperatura de la tensión en circuito abierto.                             |
| L                | Inductancia del convertidor DC-DC.   |
| LCOE             | Levelised Cost of Electricity.   |
| $L_{MIN}$        | Inductancia mínima del convertidor DC-DC.  |
| $L_R$            | Inductancia entre el inversor y la red.  |
| $L_{R,MAX}$      | Inductancia máxima entre el inversor y la red.   |
| $m_a$            | Índice de profundidad de la modulación.  |



|                |  |
|----------------|--|
| $m_f$          | Índice de frecuencia de la modulación.   |
| MPP            | Maximum Power Point.   |
| MPPT           | Maximum Power Point Tracker.   |
| NASA           | Administración Nacional de Aeronáutica y el Espacio.                             |
| $N_{BAT}$      | Número de baterías.  |
| $N_{BAT,P}$    | Número de baterías en paralelo.  |
| $N_{BAT,S}$    | Número de baterías en serie.   |
| $N_M$          | Número de módulos o paneles.   |
| $N_{MP}$       | Número de módulos/paneles en paralelo en una matriz o array.                     |
| $N_{MS}$       | Número de módulos/paneles en serie en una matriz o array.                        |
| $N_S$          | Número de celdas/células por módulo/panel.                                       |
| P              | Potencia activa.   |
| P&O            | Método del control de Perturb & Observe.   |
| $P_{AUX}$      | Variable auxiliar del algoritmo de corriente ideal $I_{PV}$ .                    |
| $P_{DCAC}$     | Potencia del inversor.   |
| $P_{DEM,DIA}$  | Potencia demandada por día.  |
| $P_i$          | Potencia de entrada del convertidor DC-DC.                                       |
| PI             | Controlador proporcional-integrador.   |
| $P_L$          | Potencia de la bobina del convertidor DC-DC.                                     |
| PLL            | Phase Locked Loop.   |
| $P_M$          | Matriz para pasar del plano de Clarke $\alpha\beta$ al plano de Park $dq0$ .     |
| $P_{MAX}$      | Potencia máxima del panel.   |
| $P_{MAX,DCAC}$ | Potencia máxima del inversor.  |
| $P_{MAX,DCDC}$ | Potencia máxima del convertidor DC-DC.   |
| $P_{MPAUX}$    | Variable auxiliar de máxima potencia del algoritmo de corriente ideal $I_{PV}$ . |
| $P_{MPP}$      | Máxima potencia generada.  |
| $P_O$          | Potencia de salida del convertidor DC-DC.  |
| $P_{OUT,M}$    | Potencia de salida del conjunto de paneles.                                      |
| Prof           | Profundidad de descarga de una batería.  |
| PU             | Por unidad.  |
| PV             | Panel fotovoltaico.  |
| PWM            | Pulse Width Modulation.  |
| q              | Carga del electrón.  |
| Q              | Potencia reactiva.   |
| $Q_{N,BAT}$    | Carga nominal de una batería.  |
| $Q_{N,SYS}$    | Carga nominal de un sistema.   |
| R              | Resistencia del convertidor DC-DC.   |
| RC             | Resistencia y condensador.   |
| $R_{INT}$      | Resistencia interna de cada batería.   |
| RL             | Resistencia y bobina.  |
| $R_R$          | Resistencia entre el inversor y la red.  |
| $R_P$          | Resistencia en paralelo del modelo del panel.                                    |
| $R_P'$         | Resistencia en paralelo del modelo de la célula.                                 |

|                       |   |
|-----------------------|---|
| $R_{P,M}$             | Resistencia en paralelo del modelo de la matriz o array de módulos/paneles.               |
| $R_S$                 | Resistencia en serie del modelo del panel.  |
| $R_S'$                | Resistencia en serie del modelo de la célula.   |
| $R_{S,M}$             | Resistencia en serie del modelo de la matriz o array de módulos/paneles.                  |
| $S$                   | Potencia aparente.  |
| STC                   | Condiciones estándar.   |
| T                     | Temperatura.  |
| $T_C$                 | Tiempo de ciclo/Periodo con el que conmuta el mosfet del convertidor DC-DC.               |
| $t_{OFF}$             | Tiempo desactivado/apagado.   |
| $t_{ON}$              | Tiempo activado.  |
| $T_{STC}$             | Temperatura en condiciones estándar.  |
| $U_{RN}$              | Tensión alterna entre fase y neutro.  |
| $U_{RS}$              | Tensión alterna entre fases.  |
| $\hat{V}_{MODULADA}$  | Valor de pico de la señal modulada de la generación PWM.                                  |
| $\hat{V}_{PORTADORA}$ | Valor de pico de la señal portadora de la generación PWM.                                 |
| $V_a$                 | Tensión anterior del algoritmo INC.   |
| $V_{ABS}$             | Tensión de absorción de la batería.   |
| $V_{ABS,MAX}$         | Tensión de absorción máxima de una batería.   |
| $V_{ABS,MIN}$         | Tensión de absorción mínima de una batería.   |
| $V_{AC,RMS}$          | Tensión alterna eficaz del inversor.  |
| $V_{AC,NOM}$          | Tensión alterna nominal.  |
| $V_{CELDA}$           | Tensión por cada celda de la batería.   |
| VCO                   | Voltage Controlled Oscillator.  |
| $V_d$                 | Tensión de salida del inversor en el eje d del plano dq0.                                 |
| $V_{D,INV}$           | Tensión sobre el diodo del inversor.  |
| $V_{DC}$              | Tensión continua de entrada del inversor.   |
| $V_{DCDC}$            | Tensión continua de salida del conjunto de convertidores DC-DC.                           |
| $V_{DCr}$             | Tensión continua de referencia.   |
| $V_{DC,MAX}$          | Tensión continua máxima.  |
| $V_{DC,NOM}$          | Tensión continua nominal.   |
| $V_{DI}$              | Tensión sobre el diodo del convertidor DC-DC.   |
| $V_{FLOT}$            | Tensión de flotación de la batería.   |
| $V_{FLOT,MAX}$        | Tensión de flotación máxima de una batería.   |
| $V_{FLOT,MIN}$        | Tensión de flotación mínima de una batería.   |
| $V_i$                 | Tensión de entrada del convertidor DC-DC. Es también la tensión actual del algoritmo INC. |
| $V_{INV}$             | Tensión del inversor.   |
| $V_{INV,\alpha}$      | Tensión del inversor en el eje $\alpha$ del plano $\alpha\beta$ .                         |
| $V_{INV,\beta}$       | Tensión del inversor en el eje $\beta$ del plano $\alpha\beta$ .                          |
| $V_{INV,d}$           | Tensión del inversor en el eje d del plano dq0.   |
| $V_{INV,q}$           | Tensión del inversor en el eje q del plano dq0.   |
| $V_{LCO}$             | Tensión ideal de salida del rectificador.   |

|                   |  |
|-------------------|--|
| $V_{LR}$          | Tensión sobre la bobina entre el inversor y la red.                    |
| $V_M$             | Tensión sobre el interruptor del convertidor DC-DC.                    |
| $V_{M,INV}$       | Tensión sobre el interruptor del inversor.                             |
| $V_{MAX}$         | Tensión máxima.  |
| $V_{MIN}$         | Tensión mínima.  |
| $V_{MP}$          | Tensión en la potencia máxima del panel.                               |
| $V_{MPP}$         | Tensión en el punto de máxima potencia.                                |
| $V_{N,BAT}$       | Tensión nominal de la batería.   |
| $V_{N,SYS}$       | Tensión nominal del sistema.   |
| $V_O$             | Tensión de salida del convertidor DC-DC.                               |
| $V_{OC}$          | Tensión en circuito abierto del panel.                                 |
| $V_{OUT}$         | Tensión de salida de un módulo/panel.                                  |
| $V_{OUT,M}$       | Tensión de salida de una matriz o array de módulos/paneles.            |
| $V_{PP}$          | Tensión de pico a pico.  |
| $V_q$             | Tensión de salida en el eje q del plano dq0.                           |
| $V_{RR}$          | Tensión sobre la resistencia entre el inversor y la red.               |
| $V_{RED}$         | Tensión de la red.   |
| $V_{RED,X}$       | Tensión de la red en el eje X del plano XY.                            |
| $V_{RED,Y}$       | Tensión de la red en el eje Y del plano XY.                            |
| $V_{RED,\alpha}$  | Tensión de la red en el eje $\alpha$ del plano $\alpha\beta$ .         |
| $V_{RED,\beta}$   | Tensión de la red en el eje $\beta$ del plano $\alpha\beta$ .          |
| $V_{RED,d}$       | Tensión de la red en el eje d del plano dq0.                           |
| $V_{RED,q}$       | Tensión de la red en el eje q del plano dq0.                           |
| VSC               | Inversor Voltage Source Control.                                       |
| $V_{TH}$          | Tensión generada por la incidencia solar.                              |
| $V_{XR}$          | Tensión sobre una resistencia.   |
| $V_{XL}$          | Tensión sobre una bobina.  |
| $\omega$          | Velocidad de giro.   |
| $X_{ABC}$         | Plano fasorial de tres dimensiones, trifásico.                         |
| $X_{\alpha\beta}$ | Plano fasorial de dos dimensiones, monofásico. Transformada de Clarke. |
| $X_{dq}$          | Plano fasorial de dos dimensiones, continuo. Transformada de Park.     |
| $X_L$             | Impedancia dada por una inductancia L.                                 |
| Z                 | Impedancia.  |

## LISTA DE TABLAS E ILUSTRACIONES

|   |     |
|---|-----|
| Tabla 1: Características del panel solar YUR.POWER A-P216w. [23]  | 66  |
| Tabla 2: Características del convertidor DC-DC Buck-Boost.  | 66  |
| Tabla 3: Características de la batería ULTRACELL-UZS600-6. [24]   | 66  |
| Tabla 4: Características del inversor.  | 67  |
| Tabla 5: Valores del convertidor DC/DC. Elementos, corrientes y tensiones máximas.  | 75  |
| Tabla 6: Corrientes máximas por la bobina del convertidor DC-DC.  | 101 |
|   |     |
| Figura 1: Fuentes de energía según OECD. [1]  | 18  |
| Figura 2: Evolución de los costes de una instalación fotovoltaica. [2, p. 66]   | 19  |
| Figura 3: Evolución de costes y eficiencia de las instalaciones fotovoltaicas. [2, p. 61]                                       | 20  |
| Figura 4: Principales países productores de energía eléctrica mediante energía solar. [3]                                       | 20  |
| Figura 5: Fuentes de energía empleadas en España. [4]   | 21  |
| Figura 6: Expectativas sobre la generación de energía eléctrica según IRENA. [5]  | 21  |
| Figura 7: Irradiación solar diaria en la universidad de San Mamés según la NASA. [6]  | 24  |
| Figura 8: Obtención gráfica para obtener las HSP. [7]   | 24  |
| Figura 9: Irradiación solar mensual en la universidad de San Mamés según la NASA.   | 25  |
| Figura 10: Panel policristalino. [8]  | 26  |
| Figura 11: Panel monocristalino. [8]  | 27  |
| Figura 12: Panel amorfo. [8]  | 27  |
| Figura 13: Fotodiodo. [9]   | 28  |
| Figura 14: Bandas energéticas de un fotodiodo. [9]  | 28  |
| Figura 15: Modelo teórico del fotodiodo. [9]  | 29  |
| Figura 16: Modelo del fotodiodo.  | 29  |
| Figura 17: Modelado de un panel PV. [10]  | 30  |
| Figura 18: Comportamientos de las corrientes del panel. [10]  | 31  |
| Figura 19: Curva de potencia y de corriente de un panel.  | 32  |
| Figura 20: Comportamiento de los paneles con diferentes temperaturas (izquierda) e irradiación (derecha).                       | 32  |
| Figura 21: Comportamiento del panel a diferentes incidencias solares. (G=400 - 1000 - 1200 - 20 W/m <sup>2</sup> ).             | 33  |
| Figura 22: Valores del Comportamiento del panel a diferentes incidencias solares. (G=400 - 1000 - 1200 - 20 W/m <sup>2</sup> ). | 33  |
| Figura 23: Matriz para comportamiento con sombras.  | 34  |
| Figura 24: Potencia con todas las celdas activas.   | 34  |
| Figura 25: Potencia con dos celdas apagadas.  | 35  |
| Figura 26: Potencia con tres celdas apagadas.   | 35  |
| Figura 27: Potencia con cuatro celdas apagadas.   | 35  |
| Figura 28: Potencia con seis celdas apagadas.   | 35  |
| Figura 29: Señal PWM. [11]  | 37  |
| Figura 30: Regulador de carga Buck-Boost.   | 39  |
| Figura 31: Corriente I <sub>c</sub> por el condensador C.   | 40  |
| Figura 32: Respuesta de MPPT tipo HC ante variaciones lentas (izquierda) y rápida (derecha). [35]                               | 41  |
| Figura 33: Diagrama de flujo del control INC.   | 43  |
| Figura 34: Batería de plomo-ácido. [13]   | 44  |

|  |    |
|--|----|
| Figura 35: Batería de gel. [14] .....  | 45 |
| Figura 36: Batería AGM o VRLA. [15] .....  | 45 |
| Figura 37: Batería estacionaria. [16] .....  | 46 |
| Figura 38: Batería de Litio. [17] .....  | 46 |
| Figura 39: Etapas de carga de una batería. [18].....   | 48 |
| Figura 40: IGBT .....  | 49 |
| Figura 41: Inversor de dos niveles y tres brazos. [19] .....   | 49 |
| Figura 42: Generación PWM unipolar en inversores. [20].....  | 50 |
| Figura 43: Esquema del inversor trifásico. ....  | 51 |
| Figura 44: Señales de disparo del inversor.....  | 52 |
| Figura 45: Modelo de un rectificador PD3. ....   | 53 |
| Figura 46: Tensión de entrada y salida del rectificador. ....  | 53 |
| Figura 47: Corriente rectificada.....  | 54 |
| Figura 48: Esquema monofásico para inyectar en red.....  | 55 |
| Figura 49: Diagrama fasorial como motor. ....  | 55 |
| Figura 50: Diagrama fasorial como generador.....   | 56 |
| Figura 51: Diagrama de fases de la transformación de Clarke.....   | 57 |
| Figura 52: Diagrama fasorial de la transformada de Park.....   | 58 |
| Figura 53: Diagrama fasorial de la transformada de Park con $I_q=0$ . ....   | 58 |
| Figura 54: Bloque ABC/DQ0 proporcionado por Matlab Simulink.....   | 59 |
| Figura 55: Triángulo de potencias. ....  | 59 |
| Figura 56: Diagrama de bloques del PLL. [21] .....   | 60 |
| Figura 57: Bloque PLL proporcionado por Matlab Simulink.....   | 60 |
| Figura 58: Desplazamiento de los ejes d y q. ....  | 61 |
| Figura 59: Diagrama de bloques del lazo interno de corriente.....  | 63 |
| Figura 60: Esquema de potencias del inversor. ....   | 64 |
| Figura 61: Distribución de las corrientes en DC. ....  | 64 |
| Figura 62: Diagrama de bloques del lazo externo de tensión.....  | 65 |
| Figura 63: Diagrama de bloques del algoritmo de control del inversor. ....   | 65 |
| Figura 64: Curva de potencia con $N_{ms}=2$ , $N_{mp}=23$ y $G=6265 \text{ W/m}^2$ . ....  | 68 |
| Figura 65: Curva de potencia con $N_{ms}=2$ , $N_{mp}=4$ y $G=6265 \text{ W/m}^2$ . ....   | 69 |
| Figura 66: Subsistema del conjunto de paneles (matriz de 2x4) .....  | 69 |
| Figura 67: Interior del subsistema del conjunto de paneles (matriz de 2x4). $R_{s\_m}=0,06335 \Omega$ y $R_{p\_m}=198,6 \Omega$ . .... | 70 |
| Figura 68: Valores del comportamiento del panel a diferentes incidencias solares. ( $G=6265 - 1215 - 200 - 20 \text{ W/m}^2$ ).....    | 70 |
| Figura 69: Capacidad de la batería UZS600-6 en base a la profundidad de descarga. [24].....  | 71 |
| Figura 70: Subsistema del banco de baterías.....   | 72 |
| Figura 71: Interior del subsistema del banco de baterías. ....   | 73 |
| Figura 72: Subsistema del regulador de carga MPPT Buck-Boost.....  | 74 |
| Figura 73: Interior del subsistema del regulador de carga MPPT Buck-Boost.....   | 74 |
| Figura 74: Condensador de desacoplo entre los paneles y el convertidor DC-DC.....  | 75 |
| Figura 75: Conjunto de subsistemas correspondientes a los paneles, reguladores de carga y baterías.....                                | 76 |
| Figura 76: Subsistema del inversor. ....   | 77 |
| Figura 77: Interior del subsistema del inversor.....   | 77 |
| Figura 78: Carga RL del modelo.....  | 78 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 79: Valores de la carga RL entre inversor y red.....  | 78  |
| Figura 80: Valores del bloque del transformador.....   | 78  |
| Figura 81: Valores de la fuente de alimentación como red.....  | 79  |
| Figura 82: Bloque de la red eléctrica 400V/50Hz.....   | 79  |
| Figura 83: Modelo de la red eléctrica 400V/50Hz.....   | 79  |
| Figura 84: Algoritmos del modelo. "Corriente Ideal del array" y "Algoritmo de Conductancia Incremental"..... | 80  |
| Figura 85: Interfaz para acceder a los diferentes algoritmos de matriz-regulador de carga.....               | 80  |
| Figura 86: Modelo de la lectura de la red.....   | 81  |
| Figura 87: Modelos del lazo de corriente y de tensión.....   | 81  |
| Figura 88: Interfaz algoritmo de control del inversor.....   | 81  |
| Figura 89: Interfaz algoritmos de control.....   | 82  |
| Figura 90: Panel de mando.....   | 82  |
| Figura 91: Interfaz para acceder a las diferentes medidas de los convertidores DC-DC.....                    | 83  |
| Figura 92: Interfaz de medida de cada convertidor DC-DC.....   | 83  |
| Figura 93: Interfaz para acceder a las medidas del inversor o las de red.....                                | 83  |
| Figura 94: Interfaz de medidas del inversor.....   | 84  |
| Figura 95: Interfaz de medidas de la red.....  | 84  |
| Figura 96: Interfaz interactiva para introducir la tensión de referencia y la incidencia solar. ...          | 84  |
| Figura 97: Interfaz para los parámetros del panel.....   | 85  |
| Figura 98: Bloque del Powergui.....  | 85  |
| Figura 99: Modelo final.....   | 86  |
| Figura 100: Modelado del fotodiodo en Matlab Simulink.....   | 88  |
| Figura 101: Entradas y salidas de la función Obtener_Rp_Rs.....  | 89  |
| Figura 102: Entradas y salidas de la función Corriente_Ideal_Panel.....                                      | 89  |
| Figura 103: Conexión en serie de tres paneles.....   | 90  |
| Figura 104: Conexión en paralelo de tres paneles.....  | 91  |
| Figura 105: Entradas y salidas de la función Corriente_ideal_array.....                                      | 92  |
| Figura 106: Modelo de una matriz de paneles.....   | 92  |
| Figura 107: Regulador de carga Buck-Boost.....   | 93  |
| Figura 108: Entradas y salidas del algoritmo de conductancia incremental (INC).....                          | 93  |
| Figura 109: Modelo de una batería de Matlab Simulink.....  | 94  |
| Figura 110: Parámetros del bloque de las baterías de Matlab Simulink.....                                    | 94  |
| Figura 111: Curva de descarga de la batería Ultracell-UZS600-6.....  | 95  |
| Figura 112: Modelo del inversor de tipo VSC.....   | 95  |
| Figura 113: Parámetros del bloque VSC del inversor.....  | 95  |
| Figura 114: Diagrama de Gantt.....   | 96  |
| Figura 115: Código de la función Obtener_Rp_Rs.....  | 106 |
| Figura 116: Valores iterados de Rs y Rp.....   | 107 |
| Figura 117: Código de la función Corriente_Ideal_Panel.....  | 107 |
| Figura 118: Corrientes de salida de la función "Corriente_Ideal_Panel".....                                  | 108 |
| Figura 119: Código de la función "Corriente_ideal_array".....  | 108 |
| Figura 120: Corrientes de salida de la función "Corriente_ideal_array".....                                  | 109 |
| Figura 121: Diagrama de flujo del algoritmo INC.....   | 109 |
| Figura 122: Código de la función "Algoritmo_INC".....  | 111 |
| Figura 123: Señal D de salida del algoritmo INC de control.....  | 111 |
| Figura 124: Lazo interno de corriente sin partes desacopladas y sin perturbaciones.....                      | 112 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 125: Parámetros del controlador PID del lazo interno de corriente.....                            | 112 |
| Figura 126: Señal Id e Iq sin partes desacopladas y sin perturbaciones. ....                             | 113 |
| Figura 127: Lazo interno de corriente con partes desacopladas y sin perturbaciones.....                  | 113 |
| Figura 128: Señal Id e Iq con la parte desacoplada y sin perturbaciones. ....                            | 114 |
| Figura 129: Modelo de la red 400V/50Hz. ....   | 114 |
| Figura 130: Lazo interno de corriente con partes desacopladas y perturbaciones con red de 400V/50Hz..... | 115 |
| Figura 131: Señal Id e Iq con la parte desacoplada y con perturbaciones.....                             | 115 |
| Figura 132: Señales Id e Iq con la parte desacoplada y las perturbaciones, despreciando el arranque..... | 116 |
| Figura 133: Lazo externo de tensión. ....  | 116 |
| Figura 134: Valores del PID del lazo externo de tensión.....   | 117 |
| Figura 135: Señal VDC. ....  | 117 |
| Figura 136: Señal Id e Iq. ....  | 118 |
| Figura 137: Medidas de las corrientes del regulador de carga con 1215 W/m <sup>2</sup> y 48 V. ....      | 119 |
| Figura 138: Medidas de las tensiones del regulador de carga con 1215 W/m <sup>2</sup> y 48V.....         | 119 |
| Figura 139: Medidas de la entrada del inversor con 1215 W/m <sup>2</sup> y 48 V. ....                    | 120 |
| Figura 140: Medidas de las corrientes del regulador de carga con 2000 W/m <sup>2</sup> y 48 V. ....      | 121 |
| Figura 141: Medidas de las tensiones del regulador de carga con 2000 W/m <sup>2</sup> y 48 V.....        | 121 |
| Figura 142: Medidas de la entrada del inversor con 2000 W/m <sup>2</sup> y 48 V. ....                    | 121 |
| Figura 143: Medidas de las corrientes del regulador de carga con 3000 W/m <sup>2</sup> y 48 V. ....      | 122 |
| Figura 144: Medidas de las tensiones del regulador de carga con 3000 W/m <sup>2</sup> y 48 V.....        | 122 |
| Figura 145: Medidas de la entrada del inversor con 3000 W/m <sup>2</sup> y 48 V. ....                    | 123 |
| Figura 146: Medidas de las corrientes del regulador de carga con 4000 W/m <sup>2</sup> y 48 V. ....      | 123 |
| Figura 147: Medidas de tensiones del regulador de carga con 4000 W/m <sup>2</sup> y 48 V.....            | 124 |
| Figura 148: Medidas de la entrada del inversor con 4000 W/m <sup>2</sup> y 48 V. ....                    | 124 |
| Figura 149: Medidas de corrientes del regulador de carga con 5000 W/m <sup>2</sup> y 48 V.....           | 125 |
| Figura 150: Medidas de las tensiones del regulador de carga con 5000 W/m <sup>2</sup> y 48 V.....        | 125 |
| Figura 151: Medidas de la entrada del inversor con 5000 W/m <sup>2</sup> y 48 V. ....                    | 126 |

GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA  
**TRABAJO FIN DE GRADO**

**MODELADO DE UNA INSTALACIÓN  
FOTOVOLTAICA HÍBRIDA**

**DOCUMENTO 1- MEMORIA**

**Alumno/Alumna:** Aguirre, Martín, Ander

**Director/Directora:** Maseda, Rego, Francisco Javier

**Codirector/Codirectora:** Martija, López, Itziar

**Curso:** 2020-2021

**Fecha:** 24 de junio de 2021



## 1. Introducción

El aumento del consumo de la energía hoy en día y la concienciación medioambiental ha conllevado a realizar búsquedas de fuentes eficientes de energía que sean lo menos contaminantes con el fin de reducir el consumo de los recursos limitados o fósiles. Es por esta misma razón por la que se lleva desarrollando durante esta última década una fuerte investigación para el aprovechamiento de los recursos naturales renovables como fuentes de energía, bien haciendo uso del aire, el agua o el sol.

Este último es el que concierne a este proyecto, ya que se quiere obtener energía eléctrica mediante la radiación solar realizando una instalación fotovoltaica. Dicha instalación está compuesta por un conjunto de paneles solares, que son las encargadas de transformar la radiación solar en energía eléctrica, para su posterior almacenamiento en baterías o para introducirlas en la red eléctrica.

Con el fin de entender mejor los aspectos a tratar, se va a reparar a la historia de esta fuente de energía renovable, con sus mejoras y sus problemas, así como una breve explicación sobre los elementos empleados en la instalación, a parte de los tres ya mencionados, que son totalmente necesarios.

Además, se va a realizar un estudio de cada uno de estos elementos con el fin de proponer una solución que otorgue una eficiencia aceptable a la instalación, con sus respectivos cálculos y modelos de simulación haciendo uso de la herramienta Matlab Simulink.

## 2. Contexto

El fenómeno fotovoltaico no es un descubrimiento realizado recientemente, sino que se remonta a mediados del siglo XIX. En estas fechas, el físico francés Alexandre-Edmond Becquerel realizó los estudios pertinentes al espectro solar, magnetismo, electricidad y óptica, siendo el conjunto de estos el pilar científico de la energía fotovoltaica y que posteriormente se desarrollaría por científicos de gran nombre como Albert Einstein, Heinrich Hertz o Michael Faraday entre otros.

Este desarrollo constante conllevó a que en 1883 apareciera la primera placa fotovoltaica a manos del inventor Charles Fritts, pero no fue de gran interés debido a su muy baja eficiencia, sus pocas aplicaciones (sensores de luz en las cámaras fotográficas) y su excesivo coste, ya que estaba compuesta por Selenio como semiconductor con una fina capa de oro.

No obstante, y de manera accidental, el panel fotovoltaico se perfeccionó en los Laboratorios Bell en 1954 mediante el uso del Silicio como material semiconductor en vez del Selenio. Además, su uso empezó a popularizarse tras emplearlos en los primeros sistemas que abastecerían los cohetes espaciales en la guerra fría, tanto por parte soviética como estadounidense, y demostrar que, efectivamente, se trataba de una fuente de energía renovable de gran provecho.

Como consecuencia, en los años próximos hasta hoy en día se han desarrollado placas fotovoltaicas de mayor eficiencia a un precio más asequible, permitiendo su comercialización y, por ende, la integración de este tipo de sistemas en diferentes sectores. Sectores como la industria, el transporte o la doméstica son un claro ejemplo de este desarrollo continuo, ya que está en una constante búsqueda del perfeccionamiento de esta rama científica para poder gozar de una autosuficiencia y reducir tanto los gastos energéticos como el impacto medioambiental.

Pero, al igual que se ha estado desarrollando la generación eléctrica mediante la radiación solar, otras energías renovables también se están perfeccionando y popularizando, buscando una competencia al carbón o al gas natural para evitar su uso como fuentes energéticas.

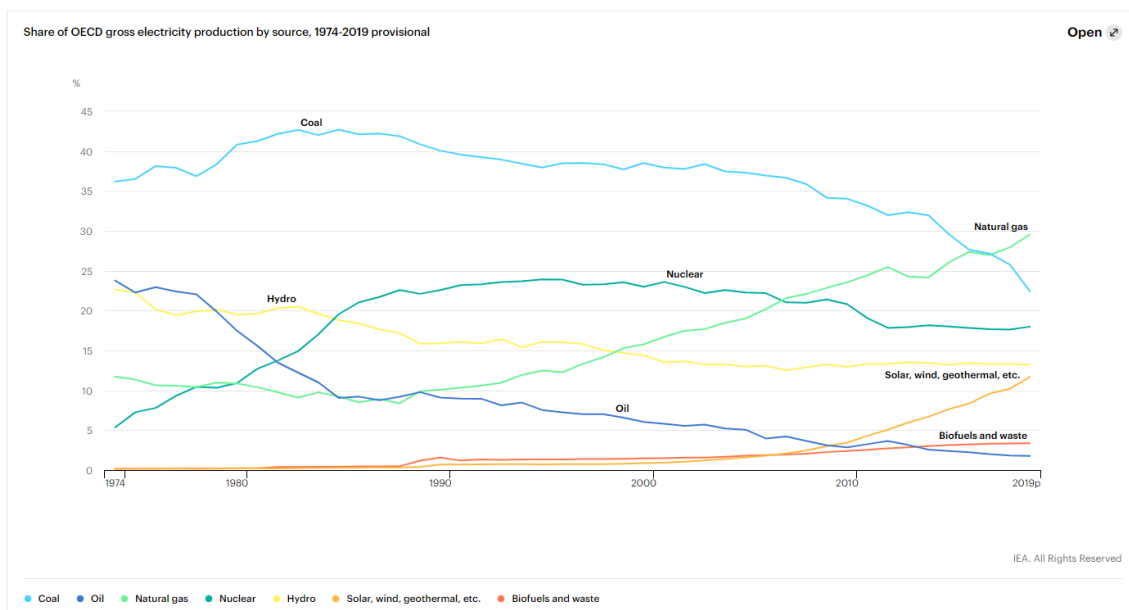


Figura 1: Fuentes de energía según OECD. [1]

Además, se tratan de fuentes que con el paso de los años están reduciendo los costes. Haciendo hincapié en la energía fotovoltaica, el precio de los paneles solares ha disminuido considerablemente, siendo el resto de los elementos de la instalación los que añadan realmente unos costes mayores. No obstante, sigue siendo un método de generación de energía renovable de bastante calidad.

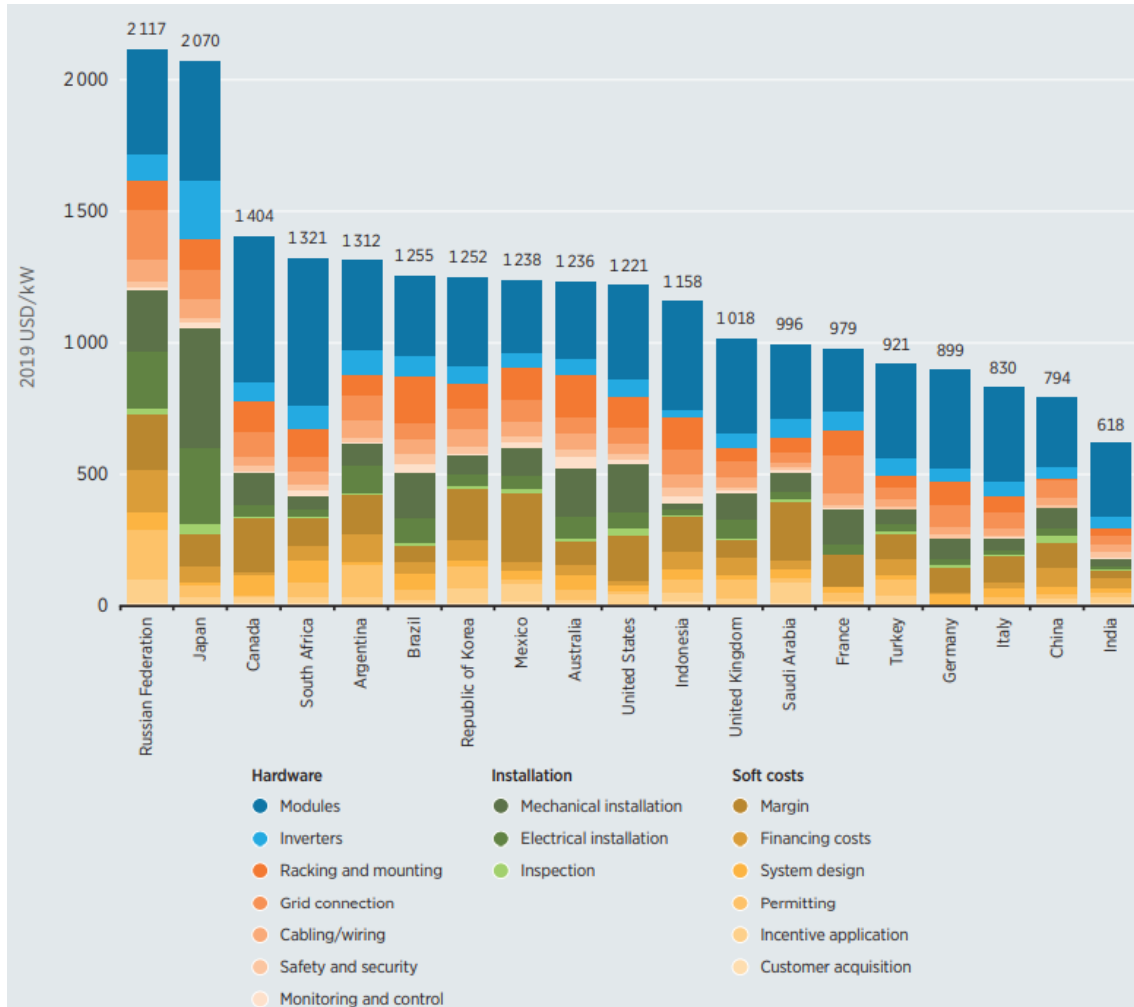


Figura 2: Evolución de los costes de una instalación fotovoltaica. [2, p. 66]

Al estar en continuo desarrollo, la eficiencia (Capacity Factor) ha incrementado con unos costes de instalación y factor de planta (Levelised Cost of Electricity - LCOE) que envidiar. Este último mide el coste de producción de la energía de la fuente teniendo en cuenta los costes de instalación, mantenimiento... durante toda su vida útil.

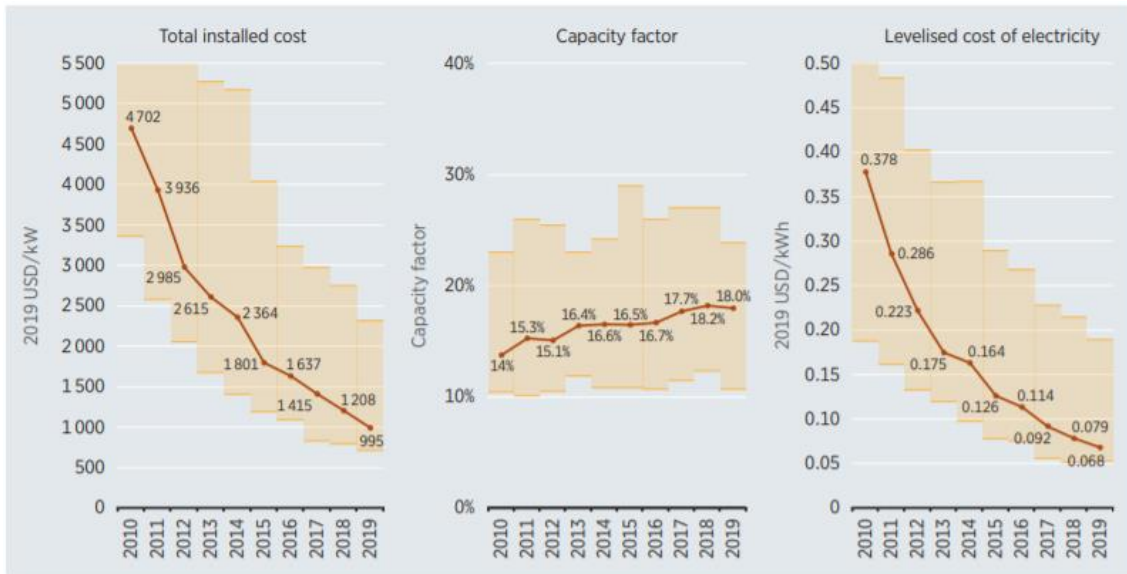


Figura 3: Evolución de costes y eficiencia de las instalaciones fotovoltaicas. [2, p. 61]

Gracias a estos factores, los países más desarrollados han optado por invertir en la producción de energía eléctrica mediante este método. Por ejemplo, si se analizan los resultados obtenidos en 2018, se puede ver dicho fenómeno:

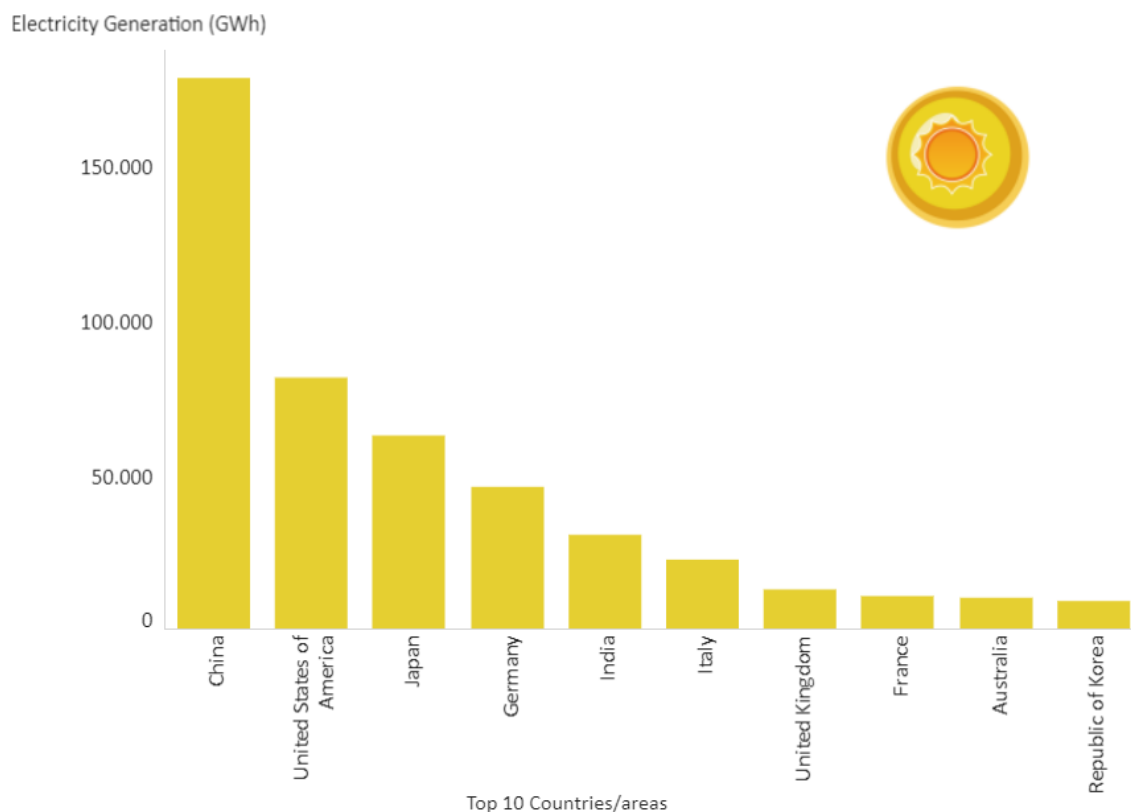


Figura 4: Principales países productores de energía eléctrica mediante energía solar. [3]

Como bien es visible, España no está dentro de estas potencias impulsoras de la energía fotovoltaica siendo uno de los países europeos con mayor tiempo de sol. Además, si se observan

qué fuentes se emplean para la producción energética, la energía fotovoltaica es muy poca en comparación con el resto.

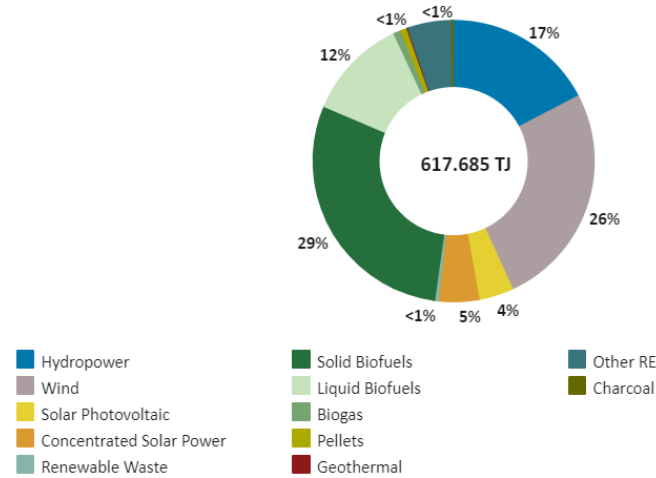


Figura 5: Fuentes de energía empleadas en España. [4]

Pero no por ello va a dejar de contribuir a la lucha contra el cambio climático. Por este mismo motivo se expone como reto el impulsar este tipo de fuentes, al igual que las demás fuentes renovables con el fin de descarbonizar la atmósfera y eliminar el carbón como fuente de energía para poder cumplir las expectativas generadas para el año 2050 por IRENA.

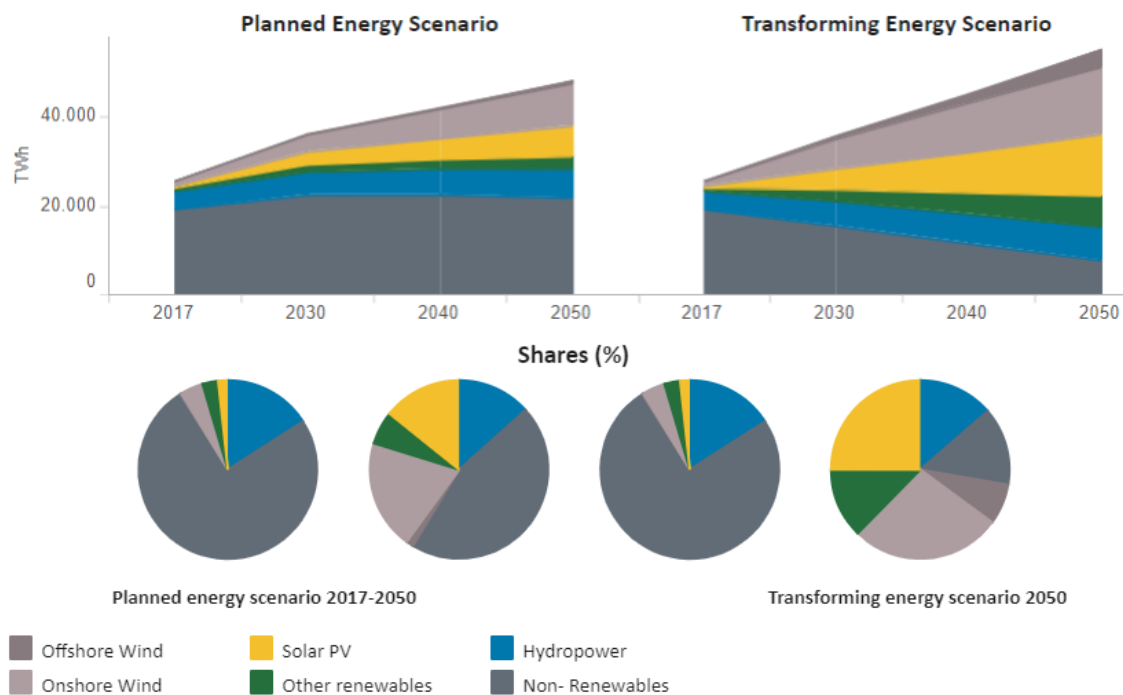


Figura 6: Expectativas sobre la generación de energía eléctrica según IRENA. [5]

### 3. Objetivos y alcance de trabajo

El objetivo de este proyecto es el realizar una instalación fotovoltaica para poder cubrir el consumo eléctrico de un edificio, en este caso, de la universidad de San Mamés, con el fin de analizar y/o proponer nuevas alternativas que puedan mejorar la eficiencia de la instalación.

Para ello, se define de manera arbitraria el consumo de potencia (18,2 kWh) y se desarrolla en base a este dato todo el montaje, realizando el respectivo análisis en cada elemento del montaje.

Además, se ha establecido realizar la instalación con ciertas limitaciones, es decir, solo se pueden emplear paneles solares de 216W y convertidores DC-DC Buck-Boost, ya que son los elementos que el usuario quiere que se empleen. De esta forma, se busca una mayor destreza de cálculo, mientras que se estudia la eficiencia económica como energética, a pesar de tener otras alternativas más óptimas.

Con el fin de que este proyecto sea de utilidad en un futuro para su posterior desarrollo e investigación, se va a comprobar la veracidad del mismo mediante el software informático Matlab Simulink, donde se realizará el modelo y se comprobará la eficiencia del sistema, además de realizar el estudio de los factores que generan irreversibilidades.

## 4. Beneficios del proyecto

Gracias al haber realizado un estudio de un alcance bastante amplio, se pueden visualizar los puntos fuertes como débiles de este tipo de generación eléctrica.

Por ejemplo, hoy en día los paneles fotovoltaicos tienen una eficiencia no muy alta en cuanto a captación de energía solar, pero el algoritmo de control desarrollado hace que toda la energía absorbida se introduzca al sistema con un rendimiento muy alto.

Por otro lado, se desarrolla un sistema fotovoltaico conectado a la red, para poder funcionar de manera híbrida. Es decir, para permitir al sistema abastecerse de la red en el caso de requerir energía, o para inyectar en la misma en caso de haber una generación mayor a la que se emplea. Este funcionamiento es bastante reciente y complejo, gobernado en todo momento por un algoritmo de control que en la actualidad tiene un rendimiento bastante alto.

Además, se ha realizado un modelo de simulación en Matlab Simulink, lo que permite realizar los cambios pertinentes sin ningún tipo de coste o peligro.

En general, este trabajo permite conocer los componentes de un sistema fotovoltaico y analizar los métodos de control empleados en la actualidad, además de dar pie a una futura investigación sobre la inyección de energía eléctrica en la red.

## 5. Fundamentación teórica

La instalación a estudiar ofrece el servicio de transformar la energía solar, que incide en forma de radiación, en energía eléctrica que puede ser almacenada en baterías o, en caso de estar estas llenas, poder inyectarla en la red eléctrica. Evidentemente, se busca una alta eficiencia, por lo que hay que realizar el estudio de los diferentes elementos que comprenden este sistema y explicar el funcionamiento global del mismo.

Para poder comenzar con la construcción de este sistema, ha de ser conocida la demanda de potencia que tiene el sector a abastecer, además de tener en cuenta las horas de sol que hay en el lugar donde se ubican. Por este mismo motivo, se ha tomado como referencia la universidad de San Mamés con un consumo de potencia de 18,2kWh.

Además, se ha realizado un estudio sobre la irradiación solar diaria en dicho lugar, dando la siguiente gráfica, sacada de los datos recogidos por la NASA en 2019.

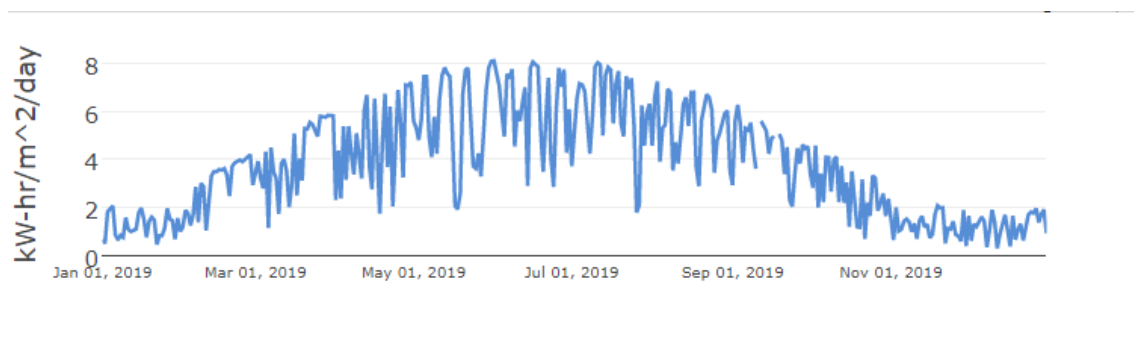


Figura 7: Irradiación solar diaria en la universidad de San Mamés según la NASA. [6]

Esta irradiación solar diaria se suele conocer como Horas Solares Pico HSP y se define como el tiempo de una radiación solar constante de  $1\text{kW}/\text{m}^2$ . Dicha magnitud se cuantifica sacando la media de irradiación que ha habido en un día, y se puede dar en horas o en  $\text{W}/\text{m}^2$ .

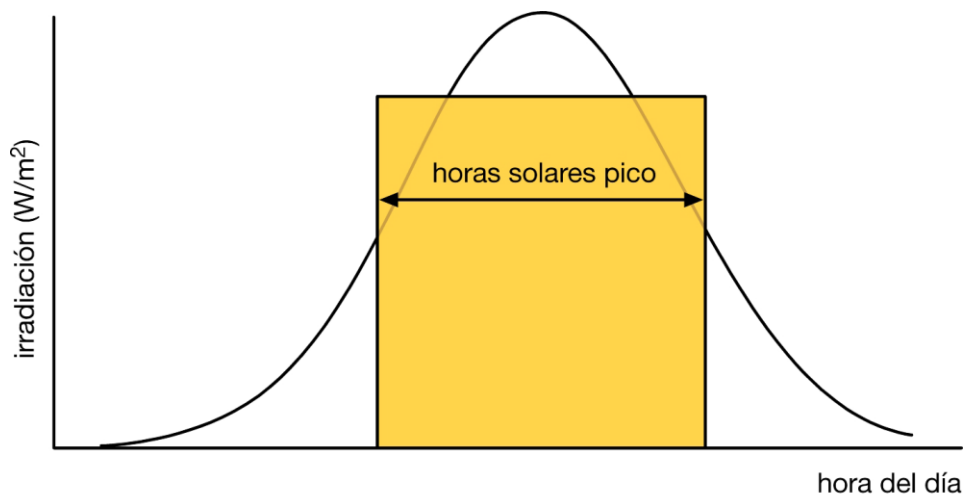


Figura 8: Obtención gráfica para obtener las HSP. [7]

De esta manera, y como se supone una radiación constante, 1 HSP es equivalente a  $1\text{kW}/\text{m}^2$ . Por lo tanto, a lo que a los datos obtenidos anteriormente concierne, para poder tener unos



valores con los que trabajar y obtener una mayor fiabilidad, se va a proceder a sacar las medias de las horas de sol de pico de cada uno de los meses. Es así como se logra la siguiente gráfica.

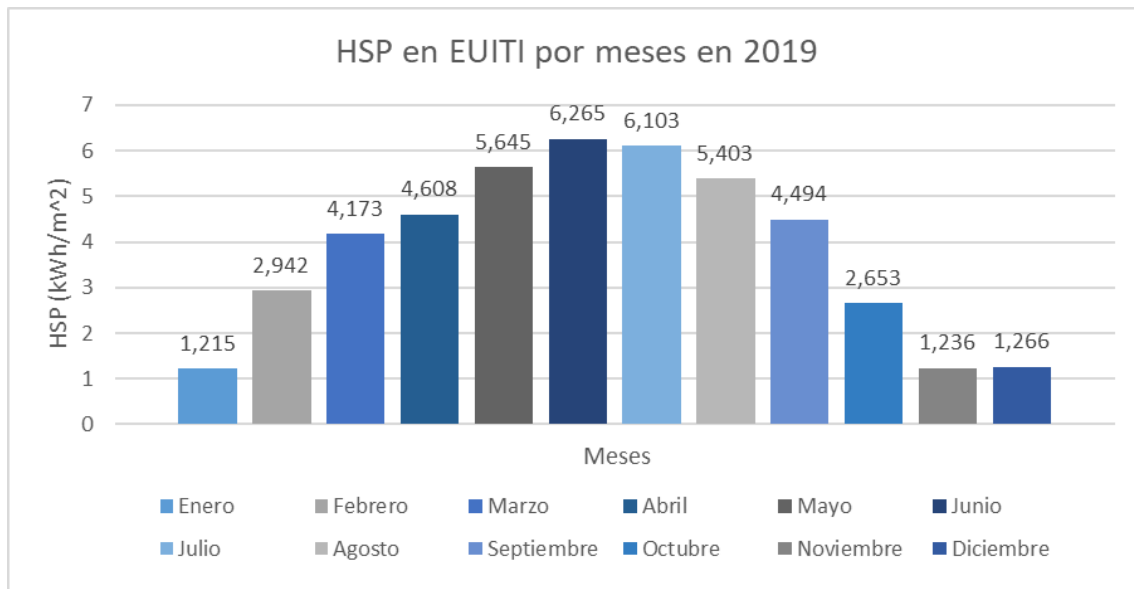


Figura 9: Irradiación solar mensual en la universidad de San Mamés según la NASA.

Es evidente que en verano va a haber mayor irradiación solar que en invierno, por lo que en Junio se encuentra el máximo valor (6,265 kWh/m²) y en Enero, el menor (1,215 kWh/m²). Como la instalación ha de cubrir el consumo constante de 18,2kWh durante todo el año, independientemente de que sea en Junio o Enero, se van a emplear paneles solares suficientes como para cubrir la demanda en cada momento. Además, se va a conectar a la red eléctrica para que la energía sobrante sea inyectada.

Habiendo hecho un estudio sobre la incidencia solar en la zona, se procede a realizar el montaje. Para ello, se expondrá parte por parte cada uno de los elementos que serán empleados.

## 5.1 Paneles Fotovoltaicos

El primer elemento a analizar es el panel fotovoltaico, que es el encargado de absorber la irradiación solar incidente en ella para transformarla en energía eléctrica. Actualmente, existe una gran variedad de paneles, pero se pueden agrupar en los siguientes grupos clasificados en base a la estructura de sus cristales.

### 5.1.1 Tipos de paneles

#### 5.1.1.1 Paneles policristalinos

Los paneles policristalinos se caracterizan por tener una tonalidad de diferentes azules en su superficie y unos vértices de 90°. Estos fenómenos se deben a su fabricación, ya que primeramente se funde el silicio, ya sea puro o reciclado de otros componentes, para enfriarse de manera artificial y cortarse en láminas o celdas, teniendo cada una de ellas un conjunto de pequeños cristales de silicio. De esta manera, se consigue un proceso con muy pocas pérdidas de material y más económico.

Pero el hecho de que se trate de un panel fácil de producir no significa que sea de gran calidad. A pesar de que tiene una absorción relativamente buena debido a su tonalidad de azul, su eficiencia no sobrepasa el 15%, por lo que se deben de emplear más paneles para poder abarcar la potencia deseada, es decir, se requiere de más espacio. Además, son visibles las pérdidas de potencia por el exceso de temperaturas.

No obstante, la bajada de eficiencia debido a las altas temperaturas no es tan notable como en el resto de los paneles, lo que hace que los paneles policristalinos sean los más adecuados para climas cálidos.



Figura 10: Panel policristalino. [8]

#### 5.1.1.2 Paneles monocristalinos

Los paneles monocristalinos se caracterizan por su color azul oscuro o negro y por la geometría de los vértices de cada una de las celdas que componen el módulo. En este caso, las celdas se fabrican mediante cilindros de silicio puro que, para una máxima eficiencia y unos costes mínimos de fabricación, se recortan cuatro lados de dicho cilindro dejando las esquinas curvas a la vista. Además, cada una de estas celdas es un único cristal uniforme, ya que se controla su proceso de enfriamiento.

Como el proceso es más laborioso, los costes de producción aumentan en comparación con el resto de paneles, sin olvidar el derroche de material que se da en la fabricación, pero se justifica con su mejor rendimiento en cuanto a la generación de energía eléctrica se refiere. Puede llegar a tener hasta un 24% de rendimiento, clasificándolos como los paneles con mejor rendimiento en el mercado. Este rendimiento superior al resto de los paneles trae consigo un uso menor de espacio o, dicho de otra manera, el uso de menos paneles para satisfacer la potencia deseada.

Por otro lado, gracias a su color oscuro, permite absorber mayor cantidad de energía solar, siendo idóneo en lugares donde el clima es tormentoso o incluso que no sean cálidos.



Figura 11: Panel monocristalino. [8]

#### 5.1.1.3 Paneles amorfos

Por último, se encuentran los paneles fotovoltaicos amorfos, que se caracterizan por tener una fina capa de silicio no cristalino, es decir, amorfo, sobre una superficie de vidrio o plástico. En consecuencia, todo el módulo es homogéneo y no se distingue ningún tipo de célula como en las ya expuestas.

En su producción se emplea considerablemente menos material semiconductor en comparación con el resto de los paneles fotovoltaicos comerciales, lo que hace que sean bastante baratos de fabricar. Como es de esperar, el uso de menos material semiconductor conlleva a tener unos rendimientos menores que rondan el 6%, siendo apropiados para instalaciones de muy bajo consumo, como pueden ser, viviendas.

Debido a su bajo rendimiento, hay una gran gama de materiales semiconductores, ya que es un panel que no está tan perfeccionado como los paneles ya mencionados. Los paneles compuestos por silicio amorfo, telururo de cadmio o sulfuro de cadmio microcristalinos son los que mejores resultados ofrecen. No obstante, todo dependerá del uso que se quieran dar a los mismos.

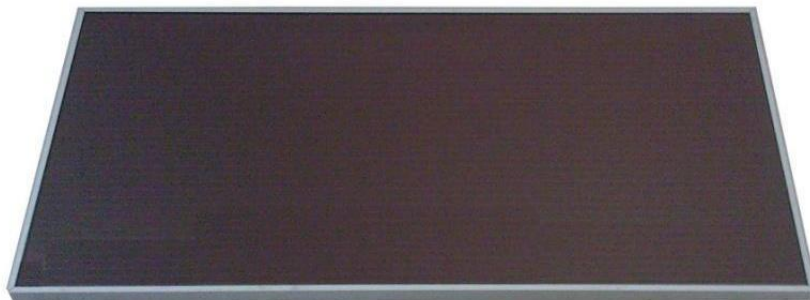


Figura 12: Panel amorfo. [8]

### 5.1.2 Funcionamiento

Para poder entender cómo se da el fenómeno de transformar la energía solar en eléctrica, hay que reparar al funcionamiento del panel de manera minuciosa.

Se trata de una lámina de silicio o germanio puro que tiene la labor de funcionar como semiconductor de tipo P-N o fotodiodo, es decir, hay dos materiales, uno con dopaje P y otro con dopaje N, separadas por una región de agotamiento o zona de transición.

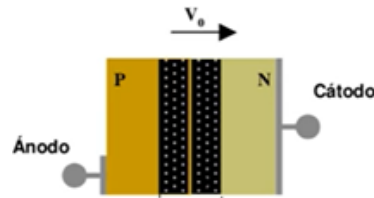


Figura 13: Fotodiodo. [9]

Cuando a un material dopado se le alteran los electrones debido a una transferencia de energía, en este caso por la incidencia de la irradiación solar, estos se mueven libremente sin dirección alguna. De modo que, si se conecta una carga solo a ese material, no habrá ningún electrón que circule por la misma, por lo que se requiere de una fuerza que ayude a estos electrones a circular debidamente, es decir, se necesita generar un campo eléctrico.

Por esta misma razón es por la que se une este material ya mencionado con otro de dopaje contrario, es decir, se realiza la unión P-N para generar un campo eléctrico deseado. Entre estos se genera una zona de transición para mantener las cargas en su debido lugar, ya que aquí es donde se unen los electrones y protones y no hay polaridad alguna. De esta manera, se genera una banda prohibida, que será la que hay que sobrepasar para poder generar la corriente. De manera más clara, se requiere de cierta energía, que en este caso va a provenir de los fotones incidentes, para poder romper el enlace covalente en el que se encuentra el electrón y dejar un hueco donde estaba. Este fenómeno se conoce como par electrón-hueco.

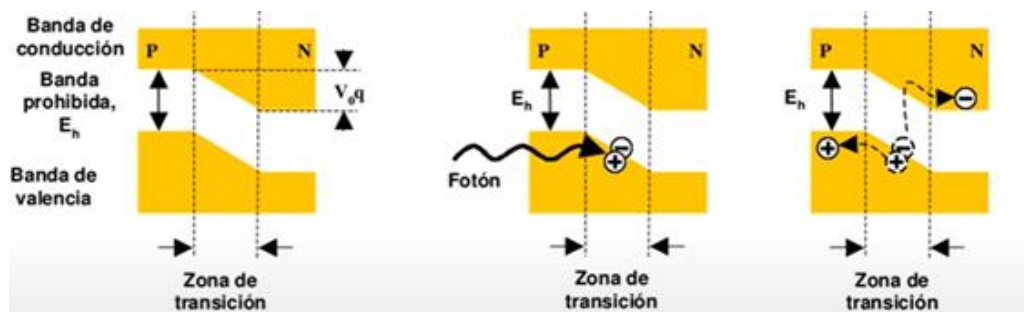


Figura 14: Bandas energéticas de un fotodiodo. [9]

El electrón cargado va a sobrepasar la banda prohibida a la banda de conducción donde va a dirigirse a la zona de mayor estabilidad empujado por el campo eléctrico, es decir, a la zona N. De igual manera pasa con el protón o hueco generado, solo que va a dirigirse a la zona P.

A medida que inciden más fotones, más pares electrón-hueco van a generarse y, por ende, mayor cantidad de cargas van a ser encontradas tanto en la zona P como en la zona N. Por lo que, si se conecta una carga a los extremos del fotodiodo, los electrones circularán por el mismo hasta ocupar los huecos de demás que hay en la zona P. Una vez estabilizados, vuelven a la zona de transición.

### 5.1.3 Modelo teórico

El panel solar está compuesto por un número de celdas conectadas en serie que se dan a conocer por el fabricante en la hoja característica, donde cada una de estas celdas está compuesta por un fotodiodo. Por esta misma razón, se modeliza el panel como un fotodiodo o un semiconductor de tipo P-N.

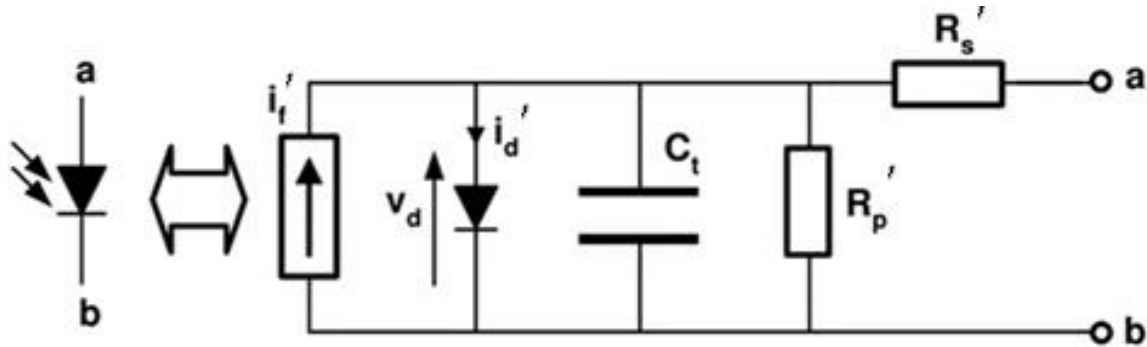


Figura 15: Modelo teórico del fotodiodo. [9]

Este modelo está compuesto por la parte ideal, que se trataría de la fuente de corriente y el diodo, y por las irreversibilidades, dadas como resistencias y un condensador.

Cuando se le incide luz a este equipo, se va a generar una corriente proporcional a la cantidad de fotones con los que interactúa, es decir, se origina la fotocorriente  $I_F'$ . Cabe a destacar que la corriente circula de cátodo a ánodo, por lo que se encuentra en polarización inversa.

Al tratarse de un fotodiodo, en polarización directa tiene la misma función que un diodo común, es por este motivo por el que se añade el diodo en el modelo. En cambio, si se le somete a una polarización inversa, esta genera una corriente  $I_D'$  que es negativa y es conocida como corriente de oscuridad. Es una corriente pequeña, pero ha de tenerse en cuenta debido a que conlleva a pérdidas, es decir, cuanto mayor sea la tensión inversa, mayor es la corriente de oscuridad. Este fenómeno se representa como una resistencia en paralelo  $R_p'$ .

Finalmente, se tiene un condensador que representa la capacitancia de transición  $C_T$ , debido a que la zona de agotamiento crea una capacitancia, y una resistencia en serie al final  $R_s'$ , encargada de representar la resistencia de los terminales del fotodiodo.

A lo que al modelo que se va a emplear en este trabajo, se va a realizar este mismo montaje, pero sin tener en cuenta la capacidad de transición.

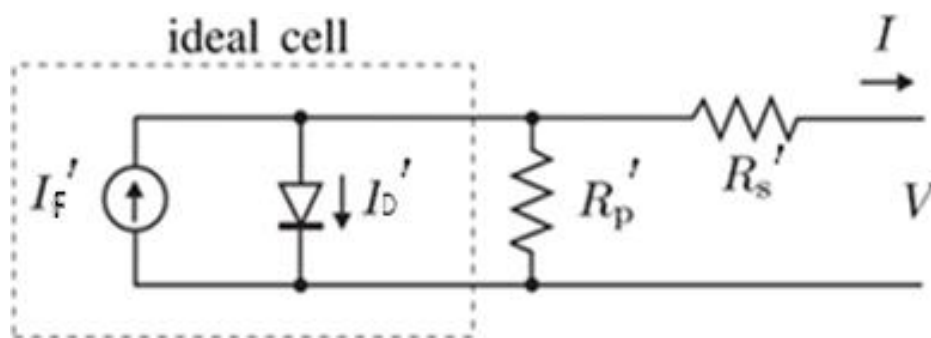


Figura 16: Modelo del fotodiodo.

El panel solar está compuesto por un número definido de estas mismas celdas conectadas una tras otra, es decir, conectadas en serie. De esta manera, se puede utilizar este mismo modelo como representación o modelización del panel. Por lo tanto, y teniendo en cuenta que  $N_S$  significa el número de celdas en serie:

$$R_S = N_S \cdot R_S' \quad (1)$$

$$I_f = N_S \cdot I_f' \quad (2)$$

$$R_P = N_S \cdot R_P' \quad (3)$$

$$I_D = N_S \cdot I_D' \quad (4)$$

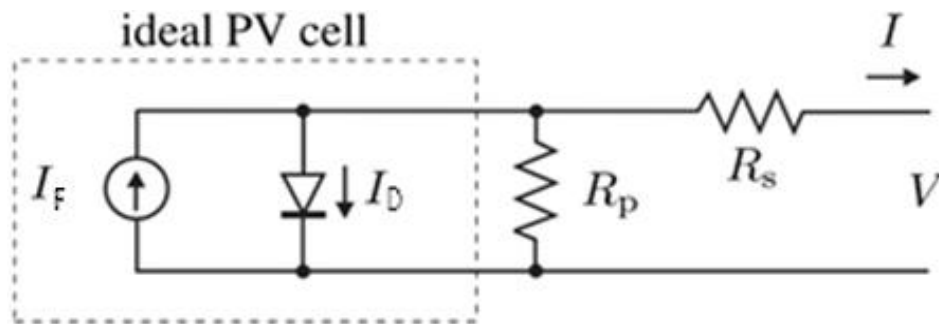


Figura 17: Modelado de un panel PV. [10]

Como bien se ha mencionado anteriormente, la fuente de corriente y el diodo corresponden a la célula fotovoltaica ideal, que en este modelo representarán la corriente ideal del panel solar. Esta corriente  $I_{PV}$  será igual a la corriente generada por la incidencia solar  $I_F$  menos la corriente circulante por el diodo  $I_D$ , es decir: [10]

$$I_{PV} = I_F - I_D \quad (5)$$

La corriente que se genera por la incidencia solar tiene un comportamiento lineal, ya que depende únicamente de la irradiación incidente. Además, observa las alteraciones que trae consigo un aumento de temperatura. De esta manera, ante una irradiación incidente constante, la corriente será constante, independientemente de la tensión a la que se someta.

$$I_F = [I_{F,STC} + K_i(T - T_{STC})] \frac{G}{G_{STC}} \quad (6)$$

Donde  $I_{F,STC}$  es la corriente generada por la incidencia solar en condiciones estándar, es decir, con una temperatura  $T_{STC}$  de 25°C y una irradiación solar  $G_{STC}$  de 1000W/m<sup>2</sup>. Esta corriente se suele asemejar a la corriente de cortocircuito  $I_{SC}$  del panel. Tanto este valor como el coeficiente de temperatura de corriente o  $K_i$  se conocen reparando a la hoja característica del panel. Finalmente,  $T$  hace referencia a la temperatura en la que se encuentra el panel con una irradiación incidente de valor  $G$ .

En cambio, la corriente circulante por el diodo tiene un comportamiento exponencial que aumentará su valor cuanto mayor sea la tensión en bornes.

$$I_D = I_S \left[ \exp\left(\frac{V_{OUT} + R_S \cdot I_{OUT}}{V_{TH} \cdot a}\right) - 1 \right] \quad (7)$$

$V_{OUT}$  corresponde a la tensión de salida,  $I_{OUT}$  a la corriente de salida y  $R_S$  la resistencia en serie. Se observa también la variable  $a$  que es el factor de idealidad del diodo, además de  $V_{TH}$ , que corresponde a la tensión térmica del módulo, que viene dada de la siguiente manera:

$$V_{TH} = \frac{N_S \cdot K \cdot T}{q} \quad (8)$$

Siendo  $K$  la constante de Boltzmann ( $1,380e-23$  J/K),  $q$  la carga del electrón ( $1,602e-19$  C),  $T$  la temperatura del módulo (en Kelvin) y  $N_S$  el número de celdas conectadas en serie en el módulo.

En la ecuación 7 queda conocer la corriente de saturación  $I_S$  del diodo, que se calcula suponiendo que no se genera ningún tipo de corriente ideal, es decir,  $I_{PV}=0$ . Por ende, la tensión que se va a tener en bornes será la tensión  $V_{OC}$  que viene dada en la hoja característica junto a la variación de tensión  $K_V$  que causa la temperatura del módulo, dando así la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned}
 I_{PV} &= I_F - I_D = 0 \\
 I_D &= I_F \\
 I_S \left[ \exp\left(\frac{V_{OC} + K_V(T - T_{STC})}{V_{TH} \cdot a}\right) - 1 \right] &= [I_{F,STC} + K_i(T - T_{STC})] \frac{G}{G_{STC}} \\
 I_S &= \frac{[I_{F,STC} + K_i(T - T_{STC})] \frac{G}{G_{STC}}}{\left[ \exp\left(\frac{V_{OC} + K_V(T - T_{STC})}{V_{TH} \cdot a}\right) - 1 \right]} \quad (9)
 \end{aligned}$$

De tal manera, la corriente ideal de salida tiene el siguiente comportamiento:

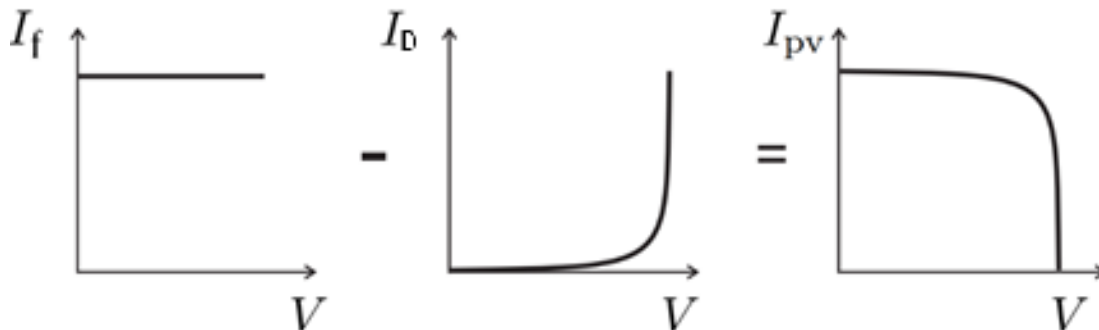


Figura 18: Comportamientos de las corrientes del panel. [10]

Para poder entender mejor las ecuaciones empleadas, cabe mencionar que en la gráfica de la corriente de  $I_{PV}$  el punto donde corta el eje de ordenadas corresponde a  $I_{SC}$ , que es prácticamente igual que  $I_{F,STC}$ , mientras que el punto donde corta el eje de abscisas corresponde a  $V_{OC}$ . No obstante, el punto de mayor importancia recae justo en la curva, pero para poder entenderlo hay que estudiar el comportamiento de la potencia generada.

Como la tensión irá en aumento de manera lineal, al principio de la curva de la potencia se va a obtener una recta, debido a que la variación de  $I_{PV}$  es mínima. Pero, a medida que se va aumentando, la corriente decrece de manera exponencial, resultando en un desplome de potencia. El punto máximo de la curva es al que corresponde el punto de máxima potencia  $P_{MPP}$ , y es el punto que se intenta localizar mediante los controladores MPPT. Los valores de tensión y corriente en este punto toman la connotación de tensión de máxima potencia  $V_{MPP}$  y corriente

de máxima potencia  $I_{MPP}$ . Estos tres valores son conocidos reparando a la hoja característica del panel a emplear.

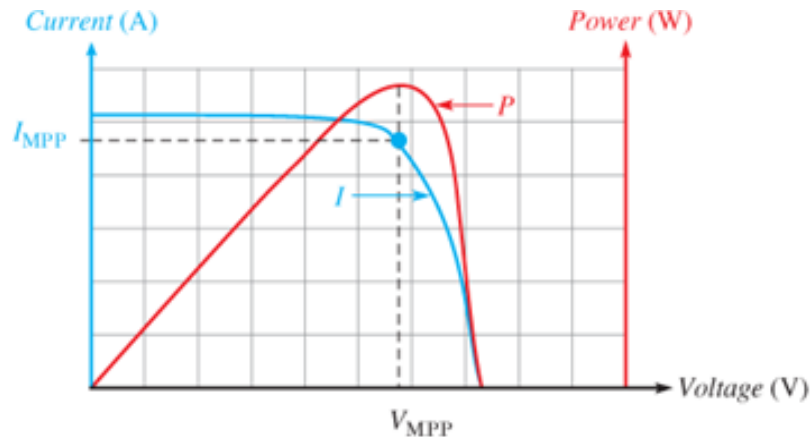


Figura 19: Curva de potencia y de corriente de un panel.

### 5.1.4 Análisis de la respuesta del conjunto de paneles

Para poder entender el por qué de los comportamientos ante diversas condiciones variables y desfavorables, se tiene que analizar cómo responde el panel ante un cambio, por ejemplo, de temperatura y/o de radiación incidente. Para ello, se va a construir el modelo de “Respuesta\_Array\_Con\_Diferentes\_TG” y se va a suponer que todos los paneles del conjunto de la simulación estarán a la misma radiación y temperatura a estudiar.

Con el fin de ver cómo afecta la temperatura al panel solar, se van a dar cuatro temperaturas (0°C, 25°C, 35°C y 50°C) con una irradiación STC y se va a analizar la curva de potencia. Por otro lado, se hará lo mismo con la radiación incidente, es decir, se van a dar cuatro irradiaciones (400, 1000, 1500 y 2000 W/m<sup>2</sup>) con una temperatura STC. Para ello, se va a emplear el modelo realizado y se va a simular una matriz 3x4 compuesta por paneles solares YUR.POWER A-P216.

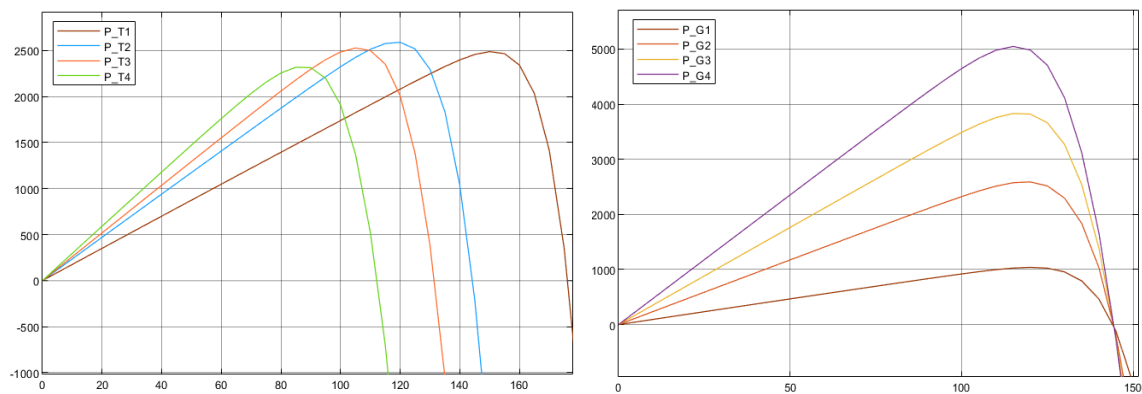


Figura 20: Comportamiento de los paneles con diferentes temperaturas (izquierda) e irradiación (derecha).

Al variar la temperatura, la curva de potencia tiende a desplazarse hacia la izquierda o derecha de la lograda en condiciones STC. De esta manera, se observa que cuando la temperatura es menor a la STC, la curva se desplaza hacia la derecha, mientras que, al ser mayor, se desplaza a la izquierda. En todas estas temperaturas el MPP logrado siempre será menor al logrado en STC, reduciendo así su rendimiento.



Con respecto a la incidencia solar, el desplazamiento lo realiza de manera vertical, es decir, cuando se tiene una irradiación menor a la STC, el MPP disminuye, mientras que al tener una mayor que la STC, el MPP aumentará de valor. Además, a partir de cierta incidencia solar, la tensión del MPP se ve también reducida. Este fenómeno no es visible en radiaciones parecidas como las mostradas en la figura 62, pero si se emplea una radiación mucho menor de  $20 \text{ W/m}^2$  que corresponde a G4:

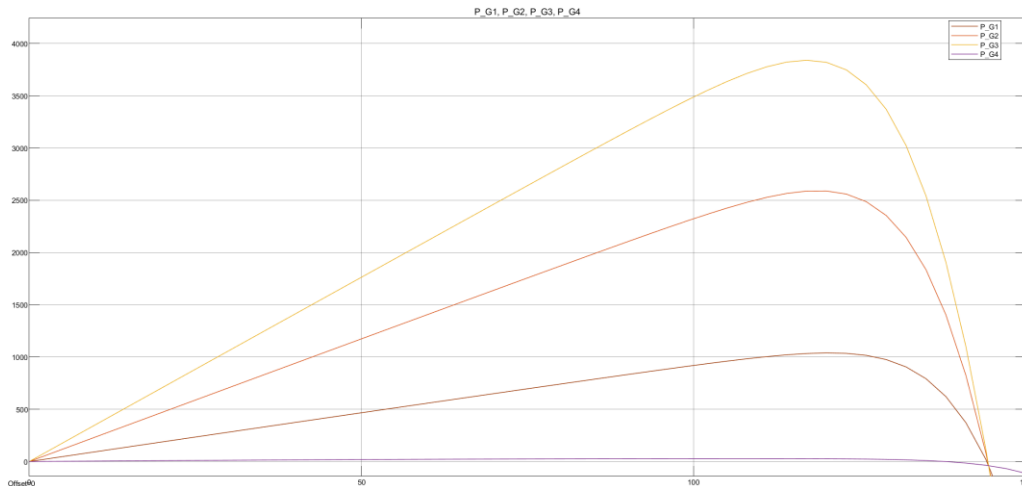


Figura 21: Comportamiento del panel a diferentes incidencias solares. ( $G=400 - 1000 - 1200 - 20 \text{ W/m}^2$ ).

Cuya tensión en MPP viene dada como 108 V, mucho menor que el resto.

| Trace Selection   |            |         | Trace Selection   |            |         | Trace Selection   |            |         | Trace Selection   |            |         |
|-------------------|------------|---------|-------------------|------------|---------|-------------------|------------|---------|-------------------|------------|---------|
| P_G1              |            |         | P_G2              |            |         | P_G3              |            |         | P_G4              |            |         |
| Signal Statistics |            |         | Signal Statistics |            |         | Signal Statistics |            |         | Signal Statistics |            |         |
|                   | Value      | Time    |                   | Value      | Time    |                   | Value      | Time    |                   | Value      | Time    |
| Max               | 1.040e+03  | 120.000 | Max               | 2.589e+03  | 120.000 | Max               | 3.841e+03  | 117.000 | Max               | 2.835e+01  | 108.000 |
| Min               | -1.077e+03 | 150.000 | Min               | -1.933e+03 | 150.000 | Min               | -2.382e+03 | 150.000 | Min               | -1.120e+02 | 150.000 |
| Peak to Peak      | 2.116e+03  |         | Peak to Peak      | 4.523e+03  |         | Peak to Peak      | 6.222e+03  |         | Peak to Peak      | 1.403e+02  |         |
| Mean              | 5.161e+02  |         | Mean              | 1.306e+03  |         | Mean              | 1.950e+03  |         | Mean              | 1.234e+01  |         |
| Median            | 5.728e+02  |         | Median            | 1.405e+03  |         | Median            | 2.062e+03  |         | Median            | 1.955e+01  |         |
| RMS               | 6.660e+02  |         | RMS               | 1.635e+03  |         | RMS               | 2.413e+03  |         | RMS               | 2.711e+01  |         |

Figura 22: Valores del Comportamiento del panel a diferentes incidencias solares. ( $G=400 - 1000 - 1200 - 20 \text{ W/m}^2$ ).

Como bien se ha mencionado antes, estas respuestas se logran cuando se tiene una temperatura e irradiación solar equitativa en todos los paneles, pero en la realidad no siempre se cumple esta condición. Es por esta razón por lo que se va a estudiar uno de los problemas más comunes de hoy en día: las sombras.

El problema más típico es el oscurecimiento de una parte del módulo o matriz, ya sea porque la misma instalación se haya realizado de manera pésima (porque puede que un panel le haga sombra a otro), que justo está pasando una nube que hace que solo incida parcialmente la irradiación solar o incluso por la misma suciedad acumulada en las superficies.

Este fenómeno conlleva a que, como todas las celdas de cada módulo están en serie, en el momento en el que se apague una o no funcione porque no le incide luz solar, el circuito se queda en modo abierto y, por ende, no mana corriente.

Con el fin de mejorar el rendimiento ante cualquier circunstancia externa, se crean grupos de celdas dentro de cada módulo permitiendo así el funcionamiento del panel aun teniendo un par de celdas oscurecidas. De manera más minuciosa, a estos grupos de celdas se les conecta un diodo by-pass para cuando la celda no conduzca, se cortocircuite y genere algo de corriente por

el resto de las celdas que funcionan. Evidentemente, cuantos más grupos haya o cuantos más diodos se empleen, menos influencia tendrá la sombra.

Para comprobar el impacto de las sombras, se va a hacer uso de los módulos que ofrece Matlab. Además, se va a construir una matriz de 3x4, donde cada módulo estará compuesto por 20 celdas.

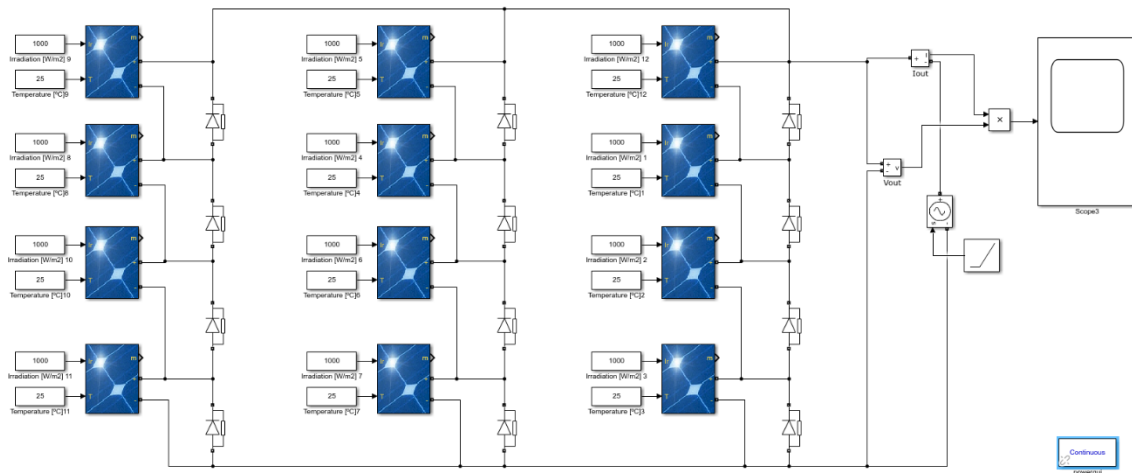


Figura 23: Matriz para comportamiento con sombras.

A pesar de haber construido una matriz de paneles, el comportamiento de un panel es exactamente igual, ya que, como bien se ha mencionado antes, al conectar módulos en serie entre sí, se suman las celdas en serie del conjunto.

De modo que se van a realizar cinco simulaciones. En la primera se simulará el conjunto de paneles sin ningún tipo de sombreado, mientras que en la segunda se apagarán dos módulos de la columna izquierda. En la tercera, se apagará un módulo más correspondiente de la segunda columna, es decir, habrá tres módulos apagados. En la cuarta se apagará cuatro módulos, dos en cada columna empezando por la izquierda, y finalmente se apagará en la última simulación tres módulos en la primera columna, dos en la segunda y uno en la tercera. De esta manera, se obtienen las siguientes respuestas:

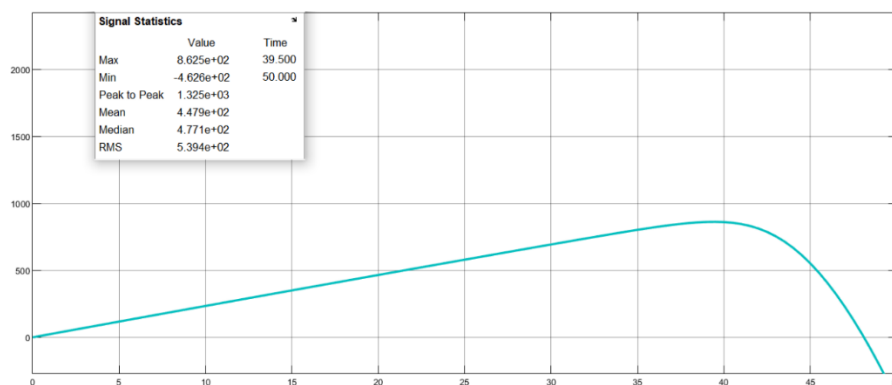


Figura 24: Potencia con todas las celdas activas.

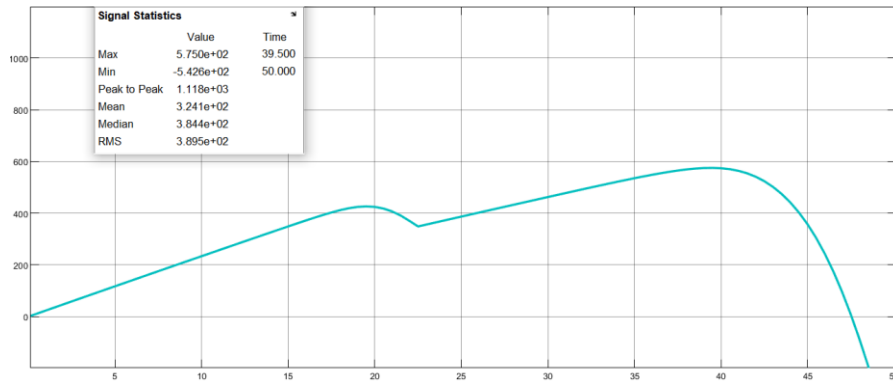


Figura 25: Potencia con dos celdas apagadas.

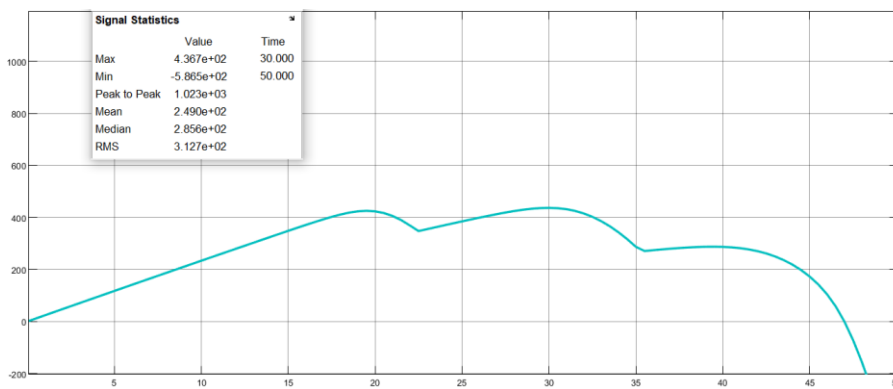


Figura 26: Potencia con tres celdas apagadas.

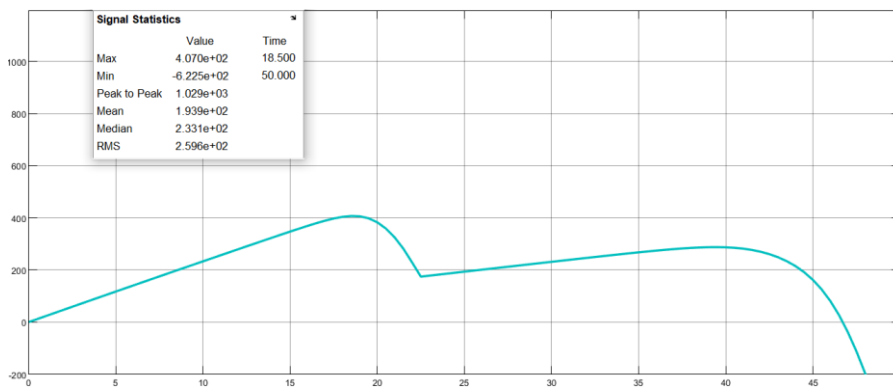


Figura 27: Potencia con cuatro celdas apagadas.

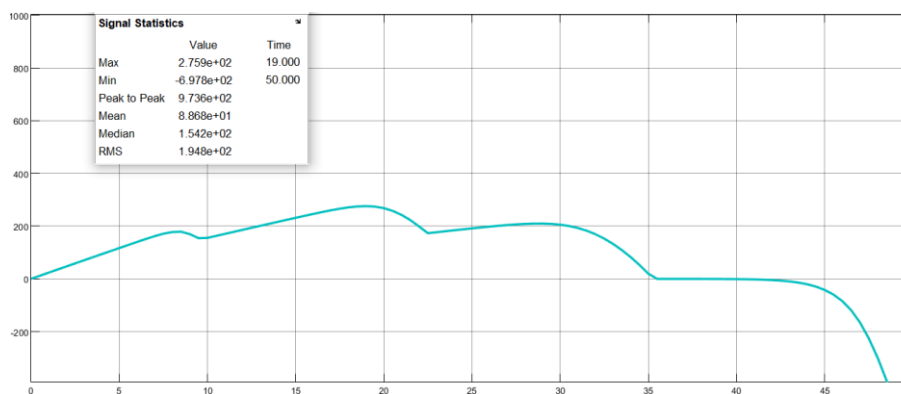


Figura 28: Potencia con seis celdas apagadas.

Como se puede ver notablemente, la potencia disminuye a medida que la cantidad de sombra es mayor, es decir, a medida que se van inhabilitando celdas. Además, se destacan varios puntos de máxima potencia. Este fenómeno es consecuencia de que no se tiene la misma corriente en cada rama de la matriz, por lo que, si hay dos corrientes generadas distintas, habrá dos puntos de máxima potencia, mientras que, en el caso de haber tres corrientes, tres puntos.

Esto se califica como un reto a afrontar, ya que en los controladores de carga MPPT que buscan la máxima potencia en todo momento puede que se queden atascados en un punto de potencia que no es máximo. Es por esta misma razón que hoy en día es en este punto donde se está realizando una fuerte investigación.

En este proyecto simplemente se va a tomar la celda fotovoltaica con todas las celdas en serie, sin tener en consideración cualquier tipo de irreversibilidad creada por sombras. De tal manera que se van a suponer unas temperaturas y unas irradiaciones equitativas en todos los paneles.

## 5.2 Reguladores de carga o convertidor DC-DC

Los reguladores de carga o convertidores DC-DC son los encargados de transformar la energía eléctrica proveniente de los paneles fotovoltaicos en una tensión adaptada a las baterías y al inversor. Es decir, realiza una transformación DC-DC para así poder obtener una corriente continua de salida controlada. De esta manera, se permite conectar inversores y baterías de manera segura evitando la exposición a las fluctuaciones provenientes de los paneles fotovoltaicos, ya que no siempre hay una generación de energía constante.

### 5.2.1 Tipos de reguladores de carga

Se distinguen dos tipos de reguladores de carga, los controlados por ancho de pulso o Pulse Width Modulation PWM o los controlados por un algoritmo eficiente Max Power Point Tracker MPPT.

#### 5.2.1.1 Reguladores de carga PWM

Estos reguladores conectan directamente los paneles solares con las baterías mediante un interruptor, que será abierto y cerrado con una frecuencia deseada. Este componente es dirigido mediante un control PWM, y depende únicamente del estado de carga del banco de almacenamiento o baterías.

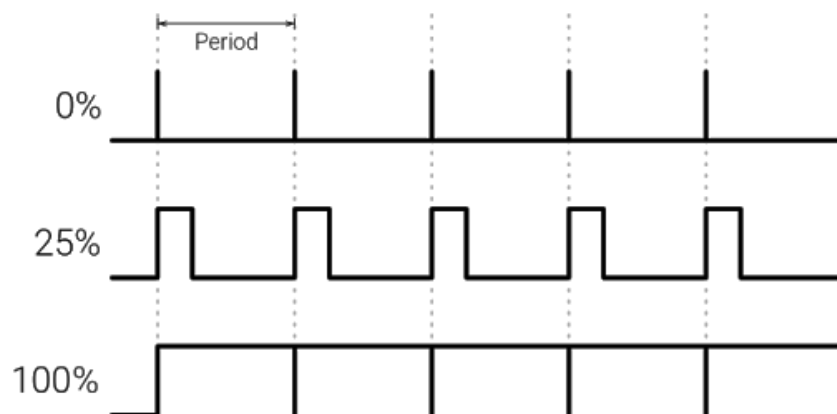


Figura 29: Señal PWM. [11]

El sistema de PWM proporciona señales de todo o nada con una frecuencia deseada y pueden variar su tamaño en un periodo. Es por esto por lo que se define el ciclo de trabajo o duty cycle  $D$ , referente a cuánto tiempo está el pulso en alto en un ciclo.

$$D = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{t_{ON}}{T_C} \quad (10)$$

El tiempo del pulso a nivel alto será dado dependiendo de la carga de las baterías. Es decir, el ancho de pulso aumentará si las baterías requieren de ser cargadas, mientras que disminuirá si estas están próximas a su carga completa. Este pulso es el que va a incidir directamente en el interruptor, siendo el pulso alto el que active este elemento.

Una vez activado el pulso, se cortocircuitan las baterías con el conjunto de paneles, dando a conocer su principal desventaja.

Los paneles solares no van a tener siempre una tensión óptima que garantice una generación de potencia máxima, sino que tendrá en bornes la tensión proveniente de la batería, que depende del estado de carga de la misma. Este fenómeno influye directamente que, como la batería puede tener una tensión mayor o menor a la del punto próximo de máxima potencia de los paneles, se genera una potencia menor y baja en consideración la eficiencia del mismo.

Como es de esperar, son convertidores o reguladores bastante baratos y simples, que son de utilidad para aquellas instalaciones en las que no se tenga un presupuesto alto o no se requiera de una gran eficiencia.

### **5.2.1.2 Reguladores de carga MPPT**

Estos reguladores son los más empleados hoy en día debido a su control eficiente, ya que realiza una búsqueda constante del punto de máxima potencia mediante diversos algoritmos.

Está compuesto por un diodo, una bobina y un condensador, además de un interruptor dominado mediante una señal PWM. Esta señal, en vez de ser dominada por la carga de la batería, es dominada por un algoritmo que busca en todo momento encontrar aquella tensión del MPP del conjunto PV.

La principal ventaja que proporciona este tipo de convertidores es el permitir trabajar en dos tensiones distintas en el montaje, siendo la de entrada la óptima para el funcionamiento más eficiente para los paneles PV, y la de salida la mejor para las baterías y para el inversor. Es así como se logra una eficiencia muy buena del sistema, pero a costa de tener un coste más elevado.

En esta ocasión, se va a realizar el regulador de carga como controlador Buck-Boost debido a la restricción impuesta por el usuario. Sabiendo que la tensión continua de entrada es fluctuante, se puede tener como máximo la tensión de cortocircuito de la matriz PV, variándose en base al MPP de cada momento. Esta tensión puede ser mayor o menor en comparación con el del sistema. Por otro lado, la tensión de salida del convertidor o la del sistema a realizar no es siempre constante, ya que depende del estado de la carga de las baterías.

## 5.2.2 Modelo teórico

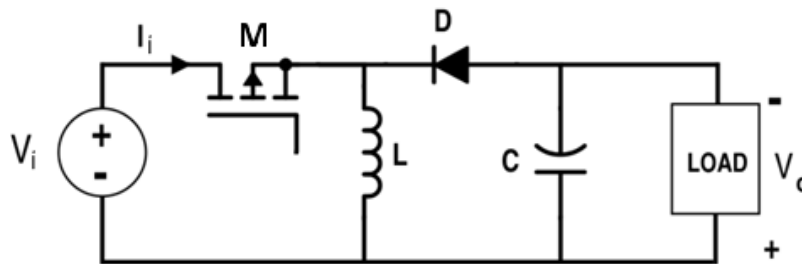


Figura 30: Regulador de carga Buck-Boost.

Para poder entender el funcionamiento de este convertidor, se tiene que estudiar el mismo con el interruptor cerrado y abierto.

Cuando se tiene el interruptor cortocircuitado, la carga va a dirigirse solo a la bobina, ya que el diodo se polariza en inversa y no puede conducir. De esta manera, la bobina se polariza de la misma manera que la fuente y es cargada por el paso de la corriente.

Una vez se abra el interruptor, la bobina va a invertir su polaridad con el fin de oponerse al cambio brusco de corriente, pasando así de ser un elemento receptor a ser un elemento generador. La corriente va a tener el mismo sentido, por lo que va a atravesar la carga de manera contraria a la emitida por la fuente de entrada creando así una tensión negativa de salida. Esta corriente circula después por el diodo que, gracias a la inversión de la polarización de la bobina, se ha polarizado en directa. Analizando dicho comportamiento matemáticamente, se obtienen las siguientes expresiones:

$$\Delta i_{L_{CERRADO}} = \frac{V_i}{L} D \cdot T_C \quad (11)$$

$$\Delta i_{L_{ABIERTO}} = \frac{V_o}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_C \quad (12)$$

Por lo tanto, se puede deducir que en este tipo de convertidores la bobina es quien va a dominar la tensión de salida en la carga, ya que dependiendo de cuanto se cargue esta, la tensión de salida será de mayor o menor valor.

Para determinar si se está trabajando con una tensión de salida superior o inferior a la de la entrada, se debe de hacer un gran hincapié en el duty cycle, ya que este va a ser quien delimite la cantidad de energía que se quiere lograr a la salida. Dicho de otra manera, si el duty cycle es menor de la mitad (0,5), la bobina no se va a llegar a cargarse mucho, por lo que al abrir el interruptor se va a obtener una tensión continua controlada de menor valor a la de entrada. En cambio, si se tiene un duty cycle mayor que la mitad, la bobina se va a cargar durante más tiempo asegurando así una tensión de salida superior a la de entrada. Finalmente, se puede asegurar una tensión de salida igual a la de entrada teniendo un duty cycle igual a 0,5. Estos resultados se obtienen mediante la siguiente ecuación en la que se iguala la variación de corriente con el interruptor abierto y cerrado:

$$\frac{V_i}{L} D \cdot T_C = \frac{V_o}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_C$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-D}{(1 - D)} \quad (13)$$

Es importante recalcar que la tensión de salida va a tener una polaridad invertida con respecto a la de entrada, debido a que la corriente continua va a circular en sentido inverso.

Si se analiza el funcionamiento de los elementos pasivos, la bobina tiene una corriente constante o continua  $I_L$  con una pequeña fluctuación  $\Delta I_L$ . Así mismo, y con su desarrollo expuesto en la parte de cálculos, se consiguen las siguientes expresiones:

$$I_L = \frac{V_i \cdot D}{(1 - D)^2 \cdot R} \quad (14)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_i \cdot D \cdot T_C}{2 \cdot L} \quad (15)$$

$$I_{L_{MAX}} = \left[ \frac{V_i \cdot D}{(1 - D)^2 \cdot R} + \frac{(V_i \cdot D \cdot T_C)}{2 \cdot L} \right] \quad (16)$$

$$I_{L_{MIN}} = \left[ \frac{V_i \cdot D}{(1 - D)^2 \cdot R} - \frac{(V_i \cdot D \cdot T_C)}{2 \cdot L} \right] \quad (17)$$

Obteniendo una inductancia de valor mínimo:

$$L_{MIN} = \frac{(1 - D)^2 \cdot R}{2 \cdot f_C} \quad (18)$$

Por otro lado, el condensador tiene como función el absorber las fluctuaciones de demás que se dan en la conversión con el fin de otorgar una tensión de salida lo más continua posible. Por esta razón, solo va a trabajar ante una fluctuación, ya que su corriente continua es cero. De tal manera, la fluctuación de valores positivos es igual al de valores negativos, por lo que, si se analiza la corriente de salida transformada, es visible de manera simplificada un rectángulo. El área del mismo será la variación de carga que se va a dar.

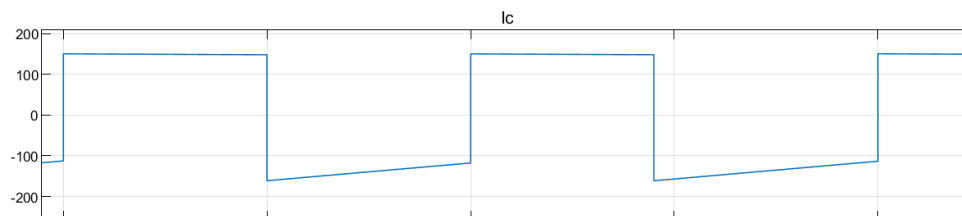


Figura 31: Corriente  $I_C$  por el condensador  $C$ .

$$\Delta Q = \left( \frac{V_O}{R} \right) \cdot D \cdot T_C = C \cdot \Delta V_O$$

$$\Delta V_O = \frac{V_O \cdot D}{R \cdot C \cdot f_C} \quad (19)$$

Donde, sabiendo que la resistencia es la tensión de salida al cuadrado dividida por la potencia, la tensión de rizado vendrá con el valor de:

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{D \cdot P_O}{V_O^2 \cdot C \cdot f_C} \quad (20)$$



### 5.2.3 Métodos de control MPPT

Los reguladores de carga MPPT se caracterizan por estar en una constante búsqueda del punto MPP del conjunto de paneles conectados con el fin de lograr la mayor eficiencia posible. Para ello, se están desarrollando diversos algoritmos que están en constante investigación para prometer dicho rendimiento. Por eso, se van a analizar varios de los tipos de algoritmos convencionales más empleados, a pesar de que haya mucha mayor diversidad en la actualidad.

#### 5.2.3.1 Técnicas Hill Climbing (HC)

Se caracterizan por intentar mantenerse siempre en la cima de la curva MPP, de ahí su nombre. Para ello, toma el valor de la potencia actual y anterior para restarlas entre sí y valorar si ha llegado o ha pasado el punto MPP.

Como es de esperar, dicha simplicidad también conlleva a grandes problemas que han hecho que se investiguen otras alternativas. Por ejemplo, en el caso de haber presencia de sombras o de que la irradiación incidente en los paneles fotovoltaicos no sea equitativa, hace que se generen varios domos de potencia. De tal manera que, cuando empiece a funcionar este algoritmo, se quedará atascado en el primero pudiendo no ser el de máxima potencia, reduciendo así su eficiencia.

Además, tienen una respuesta tardía cuando surge cualquier variación lenta en el entorno de trabajo, véase por alterar la temperatura o porque la irradiación incidente es diferente en ese momento. Este fenómeno es debido a que, al alterar cualquier variable, la curva de la potencia se modifica cambiando así su MPP. De modo que este método irá en busca de dicha potencia, pero aumentando y disminuyendo la tensión, es decir, irá de manera oscilatoria hacia la potencia actual. En el caso de que la variación sea rápida, la tensión disminuirá o aumentará rápidamente hasta lograr cruzar la nueva curva de potencia.

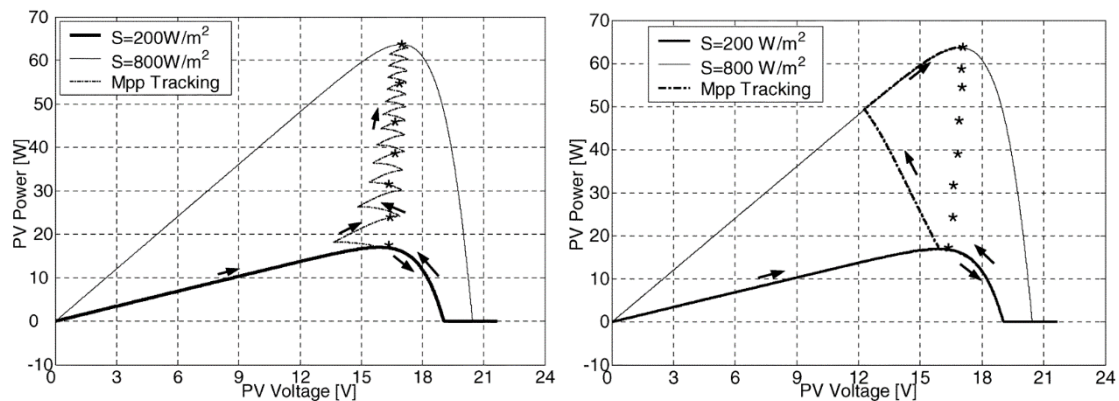


Figura 32: Respuesta de MPPT tipo HC ante variaciones lentas (izquierda) y rápida (derecha). [35]

Se diferencian dos tipos de control basados en este fenómeno:

### 5.2.3.2 Perturb & Observe (P&O)

Conocido por su simplicidad en cuanto a términos de estructura del algoritmo se refiere, este método de control es uno de los más empleados y el que ha dado fundamento para las técnicas de control inteligentes.

Mediante este tipo de control, se altera o se perturba el valor de la tensión para obtener una potencia y compararla con la lograda en el instante anterior. Su diferencia positiva determina que el punto de potencia actual está por delante del MPP, de modo que hay que reducir el ancho de pulso. En caso contrario, se aumentará.

Este método no conoce en ningún momento cuándo ha alcanzado el MPP, ya que siempre estará aumentando o reduciendo el valor de la tensión, pero nunca lo mantendrá. Es decir, oscilará entorno al punto MPP creando así un cierto error que no se puede eliminar.

### 5.2.3.3 Incremental Conductance (INC)

Este método de control es conocido por ofrecer una mayor exactitud que el anterior, ya que tiene en consideración el error que se genera e intenta reducirlo hasta encontrar el MPP, es decir, no está oscilando siempre. Además, realiza el método de control mediante el cálculo de las conductancias.

Si se deriva la expresión de la variación de la potencia en función de la tensión, sabiendo que su punto máximo corresponde al MPP: [12]

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(V \cdot I)}{dV} = I + V \cdot \frac{dI}{dV} = 0$$

$$\frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} = 0$$

Y siendo  $i$  un instante cualquiera, el error de la conductancia en ese mismo instante vendrá dado por la siguiente ecuación en diferencias:

$$e = \frac{I(i)}{V(i)} + \frac{I(i) - I(i-1)}{V(i) - V(i-1)} = 0 \quad (21)$$

Consecuentemente, se compara la variación de la conductancia actual con la conductancia en el momento, deduciendo así que, en caso de que el error sea 0, es decir, que se encuentre en el MPP, la conductancia no haya variado y por ende  $dI/dV$  es igual a la conductancia en el instante actual. En el caso de que la conductancia anterior sea mayor que la actual, corresponde a que se encuentra en la margen derecha del MPP, mientras que, si es menor que el actual, corresponde al margen izquierdo.

$$-\frac{I}{V} > \frac{dI}{dV}; \frac{dP}{dV} > 0 \rightarrow \text{Punto de operación a la derecha del MPP}$$

$$-\frac{I}{V} = \frac{dI}{dV}; \frac{dP}{dV} = 0 \rightarrow \text{Punto de operación está en MPP}$$

$$-\frac{I}{V} < \frac{dI}{dV}; \frac{dP}{dV} < 0 \rightarrow \text{Punto de operación a la izquierda del MPP}$$

Al ser un algoritmo algo más complejo que el P&O, requiere de un coste algo mayor, bien por hardware como por software, pero no hay tanta diferencia. Además, se recalca que este método sí que localiza el MPP, por lo que tiende a ofrecer una eficiencia algo mayor. Por esta misma razón, este es el método empleado para realizar el control del regulador de carga en este proyecto.

Para ello, se ha elaborado el siguiente algoritmo de control:

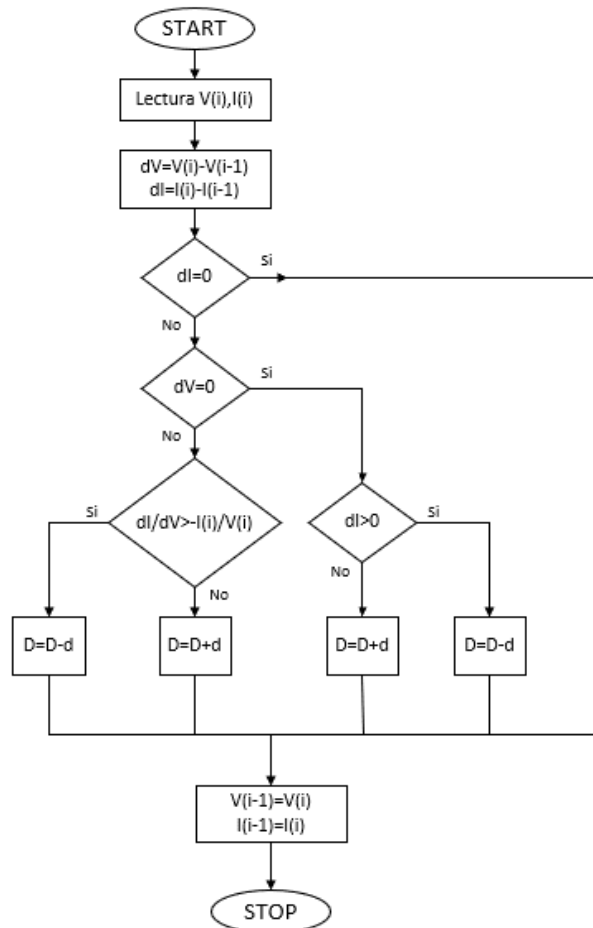


Figura 33: Diagrama de flujo del control INC.

### 5.2.3.4 Métodos de control inteligentes

Gracias a que en la actualidad hay una gran cantidad de investigadores desarrollando este tipo de algoritmos con el fin de buscar la mayor eficiencia posible, se encuentra una alta variedad de códigos. No obstante, los más comúnmente utilizados o los que están comprobados que realmente dotan al regulador de una eficiencia envidiable son el control Fuzzy o mediante la creación de redes neuronales.

Como es de esperar, este tipo de control es mucho más complejo que los HC, de modo que se mencionan para un futuro estudio y/o desarrollo de mayor profundidad.

## 5.3 Baterías o almacenes de energía

Son las encargadas de almacenar la energía generada y dotar al sistema de una potencia tal que pueda abastecer el consumo necesario. Además, han de estar siempre cargadas, con el fin de poder ofrecer la mayor potencia posible, por lo que se emplean fuentes de energía diferentes para que dicha condición se cumpla.

Para ello, y a lo que al proyecto concierne, se emplean los paneles fotovoltaicos y un inversor híbrido que puede emplearse como cargador de red.

### 5.3.1 Tipos de baterías

Hoy en día existe una gran variedad de baterías en el mercado, pero las más comunes son las siguientes:

#### 5.3.1.1 Baterías de Plomo Ácido o Monoblock

Son las baterías convencionales compuestas por varios compartimentos que están conectados en serie entre sí. Cada uno de estos compartimentos son pequeñas baterías, ya que tienen cada una sus placas positivas y negativas.

Al emplear un electrolítico líquido de plomo y ácido, tienen evaporización de gases, por lo que necesitan mantenimiento anual y no pueden ser instaladas en zonas no ventiladas. No obstante, son utilizadas en instalaciones solares aisladas debido a su gran rendimiento y bajo coste.

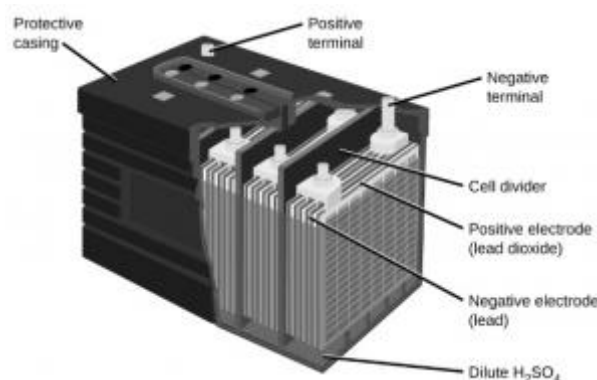


Figura 34: Batería de plomo-ácido. [13]

#### 5.3.1.2 Baterías de Gel o de Ciclo Profundo

Comparten un formato similar a las Monoblock, con la diferencia de que el electrolito es de estado sólido, es decir, es gel. Gracias a esto, su aplicación se destaca en aquellas instalaciones donde hay movimiento, por ejemplo, en caravanas o barcos.

Por otro lado, no hay ninguna emisión nociva ni se requiere de ningún tipo de mantenimiento, además de que se caracteriza por tener una gran durabilidad y por su capacidad para soportar una cantidad a considerar de descargas completas sin dañar su vida útil. De modo que es una de las mejores opciones para instalaciones con consumos medios durante todo el año.

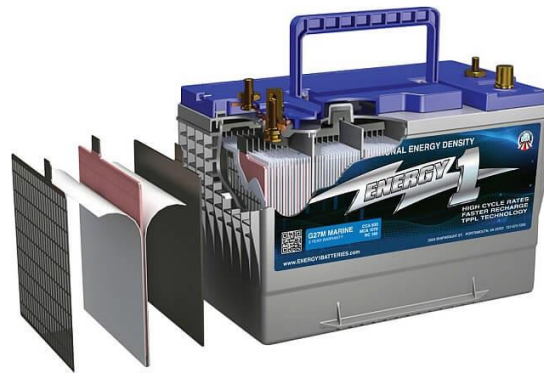


Figura 35: Batería de gel. [14]

### 5.3.1.3 Baterías AGM o VRLA

Se trata de baterías de plomo ácido que, mediante unas alfombras muy finas de fibra de vidrio, tienen el electrolito inmovilizado y unas válvulas de regulación de gases. Es por esta misma razón por lo que se dice que son como las monoblock con sellamiento y que no requieren de mantenimiento.

Se caracteriza por tener una profundidad de descarga más elevada que las baterías monoblock, además de poder suministrar una elevada intensidad de descarga, ideal para arranques de motores. Tienen incluso una alta rapidez de carga y una capacidad mayor que las convencionales. Por otro lado, gracias a que el electrolito está inmóvil, es ideal para lugares en continuo movimiento, golpeo o ruido, ya que no se puede derramar el electrolito.



Figura 36: Batería AGM o VRLA. [15]

### 5.3.1.4 Baterías Estacionarias

Son las baterías que están compuestas por varios vasos independientes, como las baterías de plomo ácido, con la única diferencia de que estas son empleadas en aquellas instalaciones en las que el consumo de potencia es elevado. Permiten ciclos profundos de descarga diarios, además de tener una larga vida útil y ofrecer un resultado excelente ante cualquier tipo de consumo.



Figura 37: Batería estacionaria. [16]

### 5.3.1.5 Baterías de Litio

A diferencia del resto de baterías mostradas, estas tienen un electrolito de Litio, y no de plomo ácido. Por esta misma razón, las características técnicas son bastante mejores que las convencionales. Es decir, tienen una larga vida útil y una muy buena capacidad de carga y descarga, además de que no requiere de mantenimiento ni ventilación.

Se destaca debido a su tiempo de carga pequeño, su ligereza y su tamaño compacto, pero también por ser la batería más costosa.

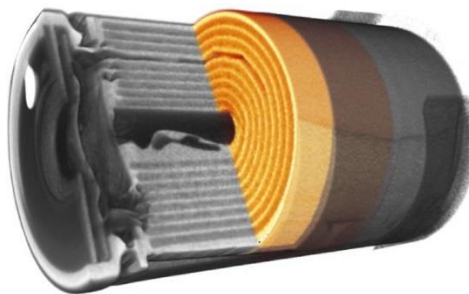


Figura 38: Batería de Litio. [17]

### 5.3.2 Funcionamiento

El funcionamiento de las baterías es bastante variado, debido a que cada una de ellas tiene su cantidad de etapas específica que pueden ser cuatro, cinco o incluso siete etapas. No obstante, todas ellas recogen cuatro etapas importantes, por lo que se supone que se tiene un sistema de 48 V y se parte de una situación inicial en la que las baterías están totalmente descargadas.

En el proceso de carga de las baterías, se diferencian las siguientes etapas:

#### 5.3.2.1 Etapa bulk

Se trata de la primera etapa de carga. En esta, se suministra corriente a intensidad máxima para subir así la tensión en bornes de la batería. De esta manera, se realiza una carga rápida inicial hasta que se logra el 80-90% de la carga deseada.

Este valor lo define la tensión de absorción de cada batería que se encuentra en su hoja característica. Alcanzada dicha tensión, la batería pasa a la siguiente etapa de carga.

#### 5.3.2.2 Etapa de absorción

Tras haber alcanzado el 80-90% de carga de la batería, es decir, tras haber alcanzado la tensión de absorción, se empieza a inyectar menos carga a la batería en una tensión prácticamente constante. De esta forma, se asegura que se alcanza una carga del 100% de la capacidad de la batería.

Importante mencionar que esta etapa tiene una gran influencia en la vida útil de las baterías, debido a que es la encargada de recuperar las baterías (las electrolíticas al menos) de las descargas. De esta forma, y para asegurar una carga completa, cada batería necesitará más o menos tiempo de absorción.

Además, para las baterías con electrolito líquido, se suele emplear una etapa adicional, conocida como la etapa de ecualización, que hace que el electrolítico burbujee para poder obtener una mezcla más homogénea, evitando una posible sulfatación de la batería.

#### 5.3.2.3 Etapa de flotación

Cuando se alcanza una carga completa en la etapa anterior, la batería se desconecta del cargador y pasa a tener una tensión inferior constante, que se conoce como la tensión de flotación. Esta siempre es algo mayor que la tensión de circuito abierto en bornes de la batería con el fin de compensar la autodescarga de la batería.

Es cuando está en esta etapa cuando la batería está operativa.

#### 5.3.2.4 Etapa de almacenamiento

Esta etapa es la más novedosa, ya que se crea a consecuencia de que la tensión de flotación puede que sea demasiado alta como para dejar la batería a tal tensión durante un periodo largo de tiempo. Por ello, en esta etapa se reduce la tensión de flotación a la tensión de circuito abierto de la batería, conocida como tensión de almacenamiento.

De esta forma, a pesar de que no se compense la pérdida por autodescarga de la batería, se conserva en la mejor manera posible el estado físico de la batería.

Además, para poder preservar la carga de la batería, se suele realizar periódicamente (ya sea semanal o mensualmente, dependiendo de la batería) una recarga de la misma. Dicho de otra manera, se vuelve a la etapa de absorción para garantizar que la batería esté al 100%.

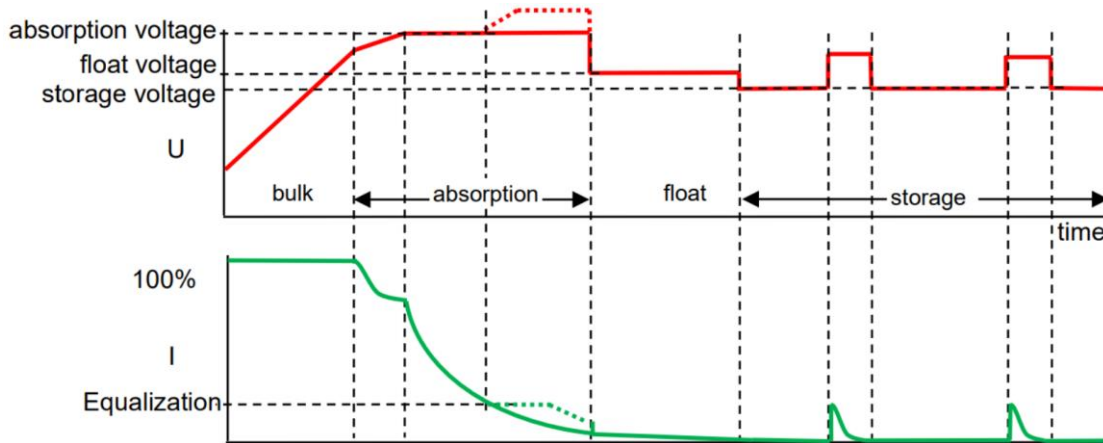


Figura 39: Etapas de carga de una batería. [18]



## 5.4 Inversor híbrido

Se trata de un sistema encargado de interactuar con la red eléctrica, bien sea por requerir potencia en la instalación o por querer inyectar en la red. Para ello, realiza la transformación de AC-DC (en caso de absorber de la red, es decir, funcionando como cargador) o de DC-AC (cuando se quiere inyectar en la red como inversor) mediante unos semiconductores. Concretamente, el inversor a emplear está compuesto por transistores bipolares de puerta aislada o IGBTs.

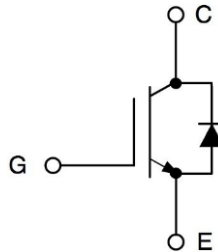


Figura 40: IGBT

Estos elementos se caracterizan por agrupar las ventajas de los transistores bipolares BJT y de los mosfets JFET. Por un lado, presentan una baja caída de tensión en conducción, mientras que, por el otro, ofrecen un control mediante voltaje y una buena respuesta de conmutación en altas frecuencias. De esta forma, se reducen las pérdidas en conducción como en el control, siendo el elemento más ideal en este tipo de sistemas.

Además, tienen un diodo fly-back incorporado, es decir, un diodo conectado entre los terminales de colector y emisor del IGBT, teniendo el ánodo en el emisor y el cátodo en el colector. Es un elemento de seguridad, ya que, de esta manera, se permite el flujo de corriente cuando el IGBT no está activado o el canal está cerrado.

Gracias a este diodo conectado en sentido opuesto al IGBT, se permite un flujo bidireccional de la corriente, dotando al sistema con la capacidad de poder inyectar y/o absorber corriente de la red eléctrica.

De manera que empleando seis IGBTs se puede construir el siguiente inversor de dos niveles.

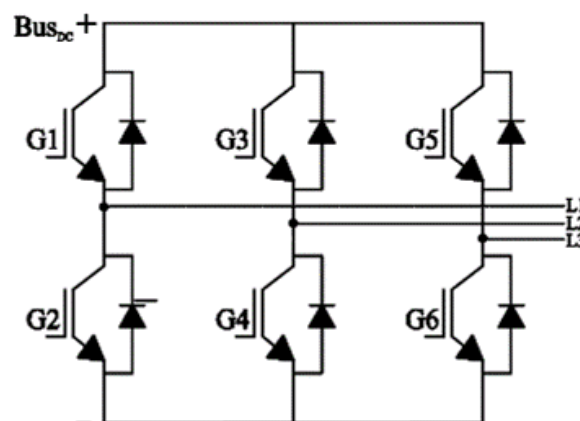


Figura 41: Inversor de dos niveles y tres brazos. [19]

Como es visible, cada par de semiconductores representan una fase de la red trifásica a generar, donde cada elemento del par es el encargado de generar la parte positiva o negativa del senoide.

Además, el funcionamiento del sistema viene dominado mediante una señal PWM, por lo que se puede controlar su magnitud y fase.

Una de las características de este tipo de inversores es que emplea, en el caso de ser de dos niveles, una modulación PWM unipolar. Esto quiere decir que los únicos valores que puede tener a la salida son de  $+V_{DC}$  y  $0V$ , cuyo valor corresponde con el pulso del PWM que gobierna cada IGBT. Es decir, el D marca el valor de salida del senoide en cada momento, bien sea para valores positivos como negativos.

Este tipo de señales PWM predomina gracias a su alta eficiencia en comparación con, por ejemplo, la modulación PWM bipolar. La primera tiene una mayor semejanza a una señal senoidal que la modulación PWM bipolar (que solo tiene valores de  $\pm V_{DC}$ ), por lo que se reducen en consideración los armónicos generados por la conmutación. Por esta misma razón es por la que se selecciona la modulación unipolar. No obstante, en el modelo de simulación se va a emplear un inversor VSC libre de armónicos, ideal.

La señal PWM creada se conoce como señal modulada que principalmente se genera tras comparar una señal portadora (triangular de frecuencia alta para evitar el aliasing) con una de referencia (senoide de misma frecuencia que la señal modulada). Es decir, la señal triangular se compara en todo momento con la señal de referencia. Cuando la de referencia es mayor, la salida digital está a nivel alto, mientras que cuando es menor, la salida digital es cero. Así se puede definir el D en cada momento.

Siguiendo esta misma lógica, se deduce entonces que D será de valor muy pequeño cuando el senoide o señal de referencia está cruzando el eje de abscisas, mientras que será mayor cuando dicha señal se encuentre en su amplitud máxima.

Una vez generada la señal PWM modulada, se aplica un filtro RC pasa bajo para poder filtrar y obtener una señal monofásica más pura. Es decir, es la señal PWM modulada filtrada.

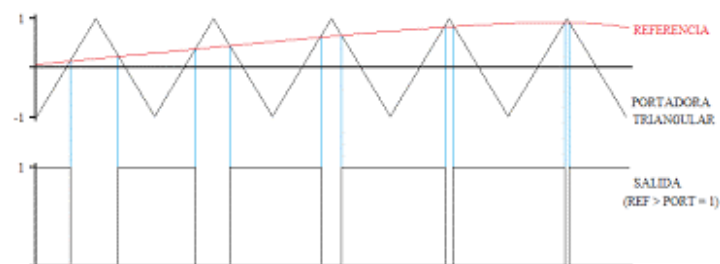


Figura 42: Generación PWM unipolar en inversores. [20]

Pero como es evidente, es tremendamente tedioso tener en todo momento tantas variables en cuenta, por lo que se definen dos parámetros de vital importancia para el control de la señal PWM modulada.

Por un lado, se encuentra el índice de profundidad de la modulación  $m_a$ , que se encarga de definir la relación de amplitud entre la señal modulada y la portadora. Es decir, permite cuantificar cuánto de grande es la señal modulada en comparación con la moduladora. En el caso de tener un valor inferior a uno, corresponde a una modulación adecuada, mientras que, si tiene un valor superior a la unidad, surge el fenómeno de la sobremodulación.

$$m_a = \frac{\hat{V}_{MODULADA}}{\hat{V}_{PORTADORA}} \quad (22)$$

Por otro lado, se define el índice de frecuencia de modulación  $m_f$  como aquella frecuencia que tiene la señal moduladora con la de modulación o referencia, es decir, cuántas veces más grande es la frecuencia de la señal triangular con respecto a la del senoide generada o de referencia. Lo ideal es que el valor sea lo más grande posible, ya que cuando se tiene un índice pequeño, cercano a la unidad, puede darse el fenómeno del aliasing y generar así una señal que no corresponde a lo que se desea.

$$m_f = \frac{f_{TRIANGULAR}}{f_{REFERENCIA}} \quad (23)$$

### 5.4.1 Funcionamiento

Una vez estudiado cómo genera la señal PWM una onda senoidal, hay que aplicarlo a un sistema trifásico que va a gobernar el inversor en la zona de mando para así poder inyectar cierta potencia en la red.

Como bien se ha comentado anteriormente, cada par de semiconductores representa una fase de la red trifásica a generar, donde cada elemento del par es el encargado de generar la parte positiva o negativa del senoide. Dicho de otra forma, cada semiconductor en serie está a  $180^\circ$  entre sí, encontrándose con un desfase de  $120^\circ$  entre cada una de las ramas.

De tal manera que, si se desea lograr la tensión compuesta U12, deberían de activarse G1 y G4 a la vez. Si se establece un sentido de giro fasorial antihorario (U1N-U2N-U3N), el orden de las tensiones compuestas sería U13-U23-U21-U31-U32-U12, y se visualiza que el D correspondiente a cada semiconductor que conduce va en aumento o decremento a medida que el periodo pasa.

Para poder entender mejor este método de modulación, se ha realizado el siguiente modelo, cuya tensión de entrada en DC es de 1000V y el índice de modulación de profundidad es unitario:

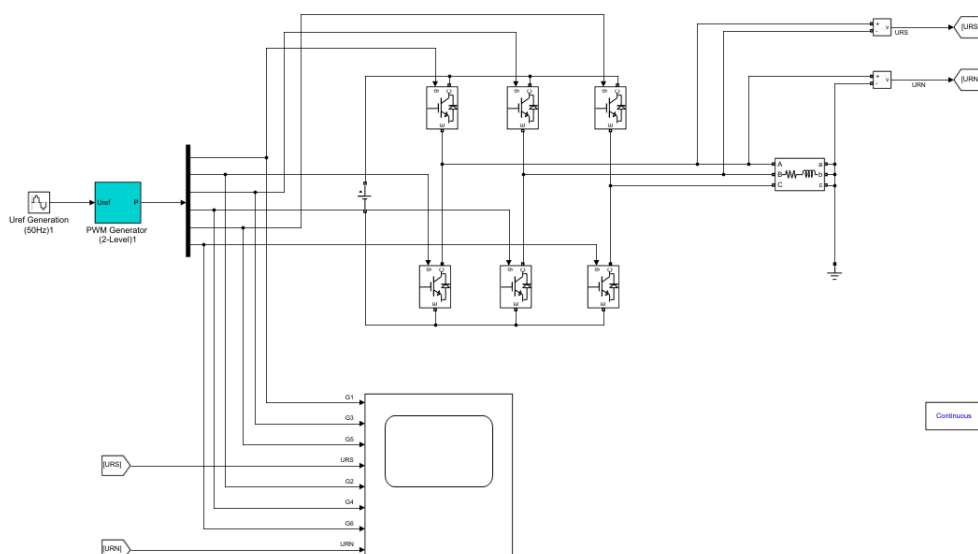


Figura 43: Esquema del inversor trifásico.

Donde se obtienen las siguientes señales:

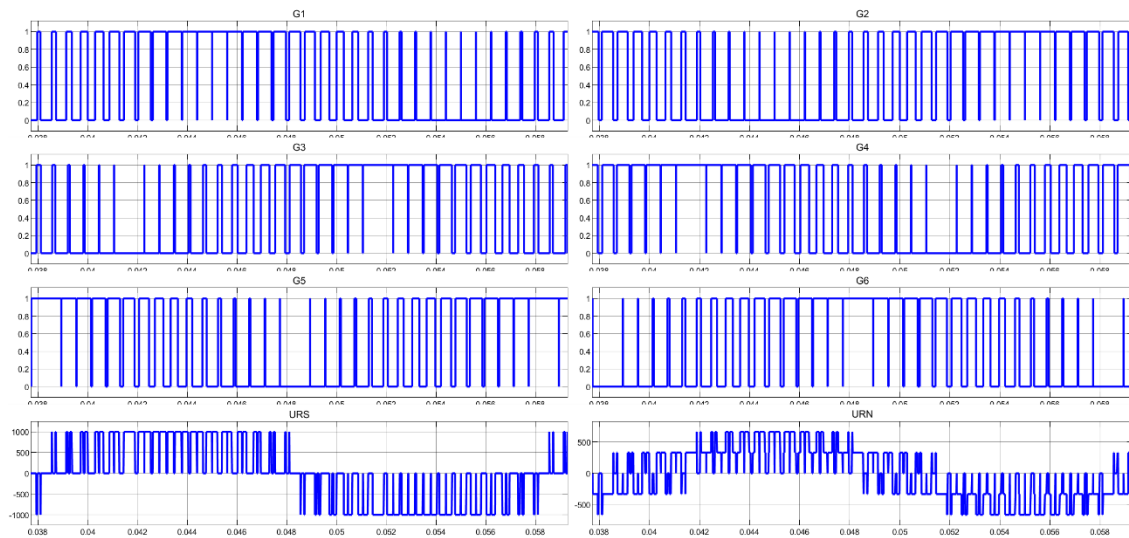


Figura 44: Señales de disparo del inversor.

En estas gráficas se pueden visualizar diferentes señales de disparo de cada semiconductor con el fin de mostrar el funcionamiento del inversor. Como se puede ver, la tensión compuesta  $U_{RS}$  tiene mayor  $D$  a medida que se va aproximando a su amplitud, lo que es consecuencia directa de que, por ejemplo, en el caso de amplitud positiva,  $G1$  está activado el mayor tiempo posible, y en el negativo,  $G2$ . Posteriormente, su valor  $D$  va a ir decreciendo, ya que otro senoide tiene mayor valor.

Respecto a las tensiones, se debe de tener en cuenta que la señal modulada no ha sido filtrada, de modo que, para obtener el valor final de la tensión, hay que recurrir a las Series de Fourier.

Conociendo que la tensión simple por cada fase es la siguiente:

$$U_{RN} = \frac{1}{2} \cdot m_a \cdot V_{DC} \cdot \text{Sen}(\omega T) \quad (24)$$

Se conoce también la compuesta:

$$U_{RS} = \sqrt{3} \cdot \frac{1}{2} \cdot m_a \cdot V_{DC} \cdot \text{Sen}(\omega T) \quad (25)$$

No obstante, debido a que está continuamente conmutando, se genera una gran cantidad de armónicos y pérdidas, por lo que se va a emplear en el modelo de la simulación un inversor VSC libre de pérdidas, alimentado por la señal de referencia.

Pero como bien se ha mencionado anteriormente, este inversor es bidireccional, es decir, es híbrido. Por lo tanto, la función como inversor es cuando se quiere introducir energía en la red, es decir, cuando funciona como generador. Como es de esperar, si se desea utilizar la red como un cargador auxiliar, el funcionamiento es totalmente distinto.

En el caso de que desea consumir de la red, el inversor pasa a funcionar como un rectificador. Este fenómeno se debe a que la corriente circula por los diodos fly-back que incorpora cada IGBT, permitiendo así el flujo de corriente en el sentido opuesto al del IGBT, es decir, desde la red al sistema fotovoltaico.

Para exponer de manera resumida el fenómeno, se ha construido el siguiente modelo ideal de un rectificador a fin de evitar la presencia de la conmutación de los IGBTs:

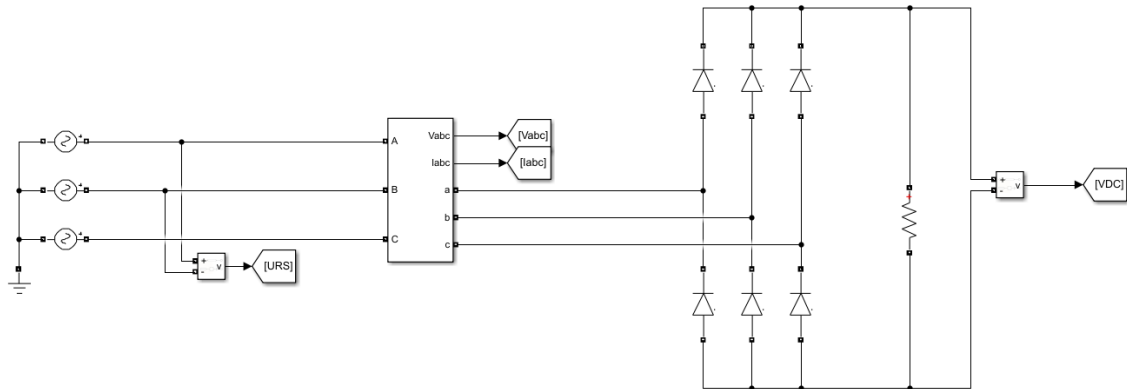


Figura 45: Modelo de un rectificador PD3.

Este rectificador está compuesto por seis diodos que se encuentran en paralelo distribuidos por parejas. Cada uno de ellos conduce en base a la tensión que soporta en sus bornes, sin poder ser controlados mediante pulsos. Se trata de un rectificador no controlado.

Si se entiende que la tensión más grande y más pequeña varía en función de la fase de cada una de las líneas, es decir, si la línea R tiene la tensión más grande en ese momento, primero tendrá la fase S la tensión más pequeña y luego T, en el caso de girar en sentido RST. De modo que en este ejemplo se activaría el diodo de la parte superior que corresponde a la línea R, y se activaría el diodo correspondiente a la línea S de la parte inferior hasta ser superado su valor de tensión mínima por la de la línea T. En este instante el diodo de S se polariza en inversa y se activa el diodo de la línea T, exponiéndose así cada uno de los diodos a las tensiones entre fases de RS y RT.

De esta forma, se deduce que por cada ciclo se realizan seis pulsos, es decir, que la señal de salida va a venir dada por el valor de la tensión entre fases de la señal trifásica. Se trata de un rectificador de tipo PD3.

Si se supone que se tiene una red de 220V de fase y 50Hz, la respuesta sería la siguiente:

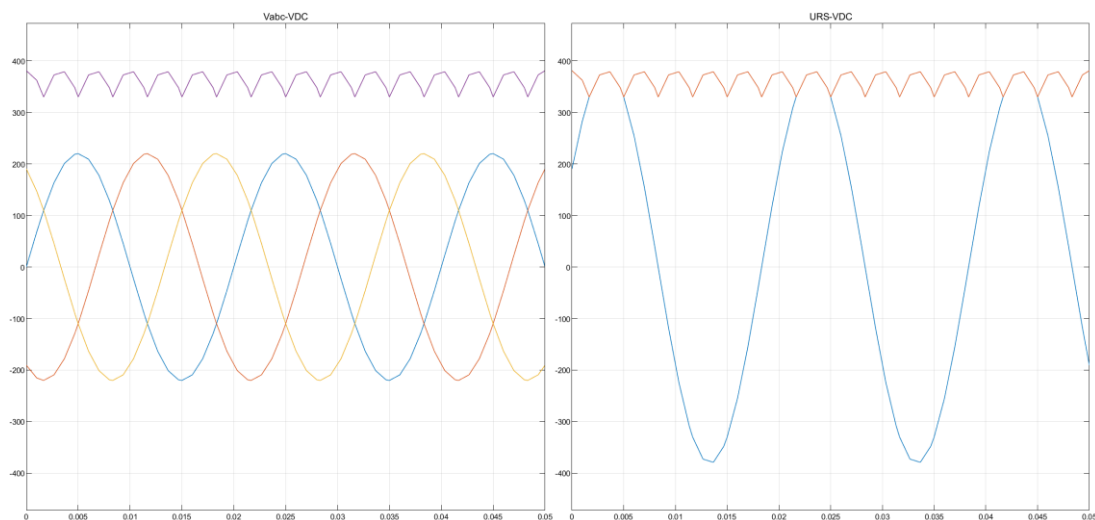


Figura 46: Tensión de entrada y salida del rectificador.

Ese tipo de rectificadores se caracterizan por tener un factor de ondulación del 7%, además de un FDP de un 0,955, y tiene una tensión en vacío o teórica  $V_{LCO}$  de la siguiente forma, sabiendo que se tienen seis pulsos por ciclo:

$$V_{LCO} = \frac{3}{2\Pi} \int_{2\Pi-\frac{2\Pi}{6}}^{2\Pi} U_{RS} \cdot \text{sen } \alpha \, d\alpha = \frac{3 \cdot U_{RS}}{\Pi} \quad (26)$$

Al estudiar las corrientes ocurre exactamente el mismo fenómeno. La corriente de salida es también de seis pulsos, donde cada par de pulsos corresponde a la que mana cada uno de los diodos de la parte superior. Es decir, si se tiene una tensión compuesta  $U_{RS}$  y luego  $U_{RT}$ , primero circula la corriente de R a S y luego de R a T.

De manera más gráfica, y siendo  $U_{RS}$  el azul,  $V_{DC}$  el naranja e la el rojo:

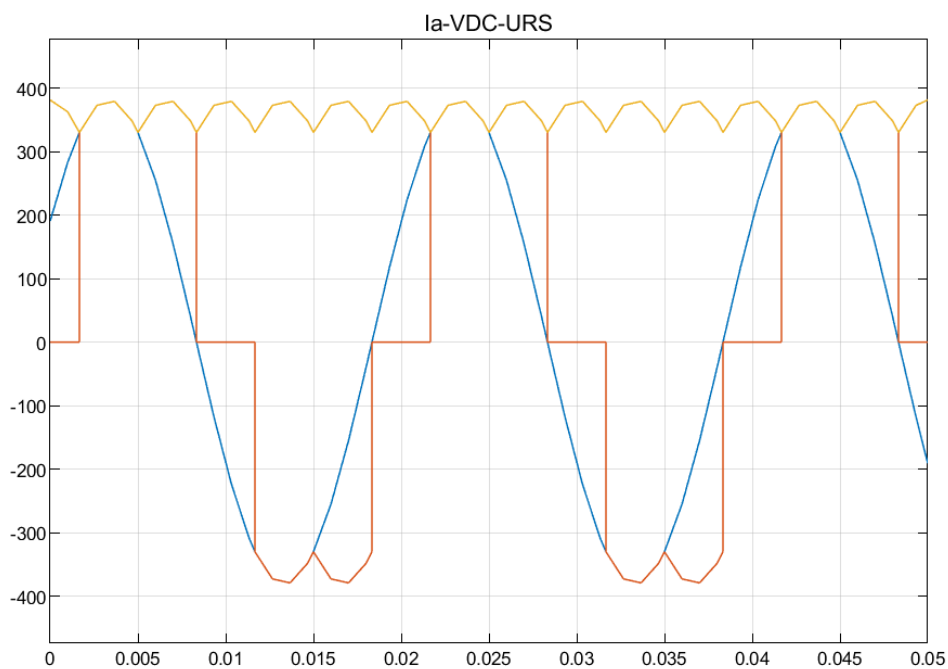


Figura 47: Corriente rectificada.

En esta ocasión se compara la corriente de la línea S con la tensión  $V_{DC}$ , ya que se trata de una carga resistiva pura de valor unitario, por lo que el valor de la tensión y de la corriente en la carga es igual.

No obstante, se puede observar cómo la tensión compuesta  $U_{RS}$  concuerda con el valor de la corriente en DC. Dicho de otra forma, cuando la tensión compuesta es la máxima, el diodo de la parte superior de la fase R conduce los dos pulsos correspondientes, por ejemplo,  $U_{RS}$  y  $U_{RT}$ , y mana la corriente de manera positiva. Mientras que, en caso de ser la más pequeña, se activa el diodo de la parte inferior, correspondientes a las tensiones  $U_{SR}$  y  $U_{TR}$ , y deja que circule la corriente en sentido inverso.

La corriente que se introduce de manera rectificada en el sistema es la misma que la de cada fase, a diferencia de la tensión, que gobierna la tensión entre fases o compuesta.

Como es observable, el inversor tiene dos modos de funcionamiento que han de ser manejados a conveniencia. De tal forma que se desarrolla un control sobre el mismo para poder cargar las baterías cuando se desee, e inyectar en la red cuando exista energía de sobra.

### 5.4.2 Control del inversor

Cuando se trata de controlar las señales alternas, no es el valor de la amplitud lo que determina la dirección de la corriente como pasa con las señales continuas, sino que es el desfase que se presenta entre sendas señales. Es decir, cuando comparten la misma frecuencia, independientemente de la amplitud que tengan, quien vaya adelantada respecto a la otra es quien va a emitir corriente.

De esta manera, se puede entender que hay que introducir entre sendas señales un elemento que altere el desfase entre ellas. En este caso, una impedancia resistiva e inductiva. Si se realiza un estudio empleando una señal monofásica, se obtiene lo siguiente:

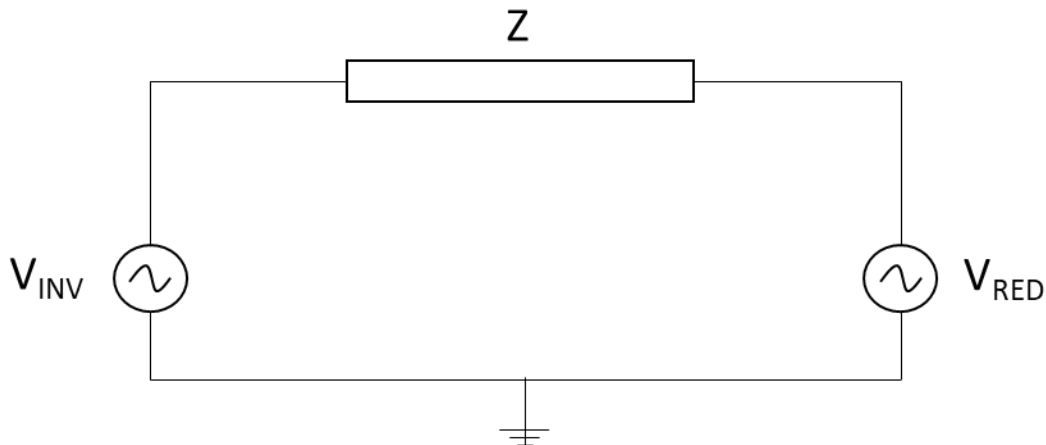


Figura 48: Esquema monofásico para inyectar en red.

Como bien se ha recalcado, la impedancia  $Z$  está compuesta por una parte resistiva y otra inductiva, donde esta última refleja el flujo generado por dicha corriente. Por lo tanto, suponiendo que la corriente se inyecta desde la red al sistema y haciendo Kirchoff:

$$\begin{aligned}
 V_{RED} &= V_{XL} + V_{XR} + V_{INV} \\
 V_{RED} &= I \cdot X_L \cdot \vec{j} + I \cdot R \cdot \vec{i} + V_{INV}
 \end{aligned}
 \tag{27}$$

Teniendo un diagrama fasorial de la siguiente forma:

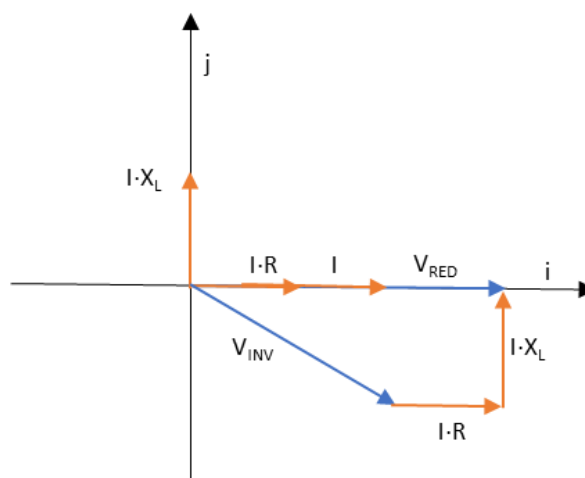


Figura 49: Diagrama fasorial como motor.

En este ejemplo, la corriente no tiene ningún desfase con respecto a la tensión de red, pero sí que la tiene la tensión del inversor, en concreto un retraso. Gracias a que la corriente presenta un sentido en el eje horizontal positivo y que la tensión del inversor está retrasada con respecto a la de la red, se puede comprobar que el sistema fotovoltaico está funcionando como motor, ya que es la red la que está inyectando la corriente en el sistema. Visto desde la red, la potencia activa es positiva.

En cambio, si se adelanta la tensión generada por el inversor con respecto a la de la red, el comportamiento del sistema es totalmente distinto, ya que la corriente cambia de sentido, es decir, funciona como generador. Esto se debe a que la corriente se desfasa más que  $90^\circ$  con respecto a la tensión de red, obteniendo así una potencia activa negativa, es decir, la red absorbe la potencia activa generada.

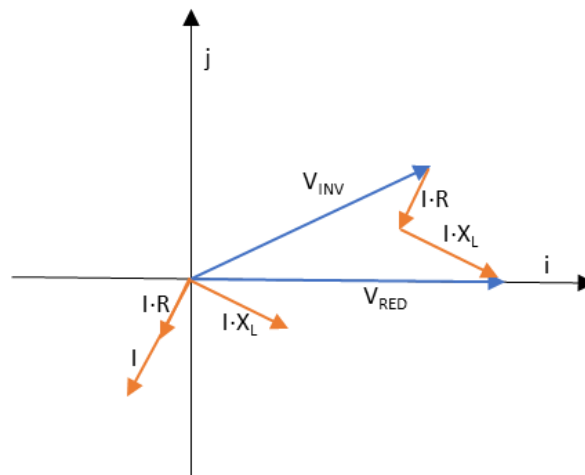


Figura 50: Diagrama fasorial como generador.

Como es visible, la corriente varía con demasiada facilidad, y va a ser de carácter positivo cuando funcione como motor, y negativo cuando sea generador (tomando como referencia la red eléctrica). Por otro lado, hay que tener en cuenta que en el sistema se genera potencia reactiva, la cual es generada por el flujo de la corriente, y ha de ser reducida en la medida de lo posible.

Gracias a que el valor de la corriente va a variar de forma que se cumpla la ley de Kirchoff, el control para que funcione como inversor o generador puede realizarse mediante un control en la tensión de salida del inversor. Para ello, se hace uso de las transformadas de Clarke y Park para facilitar el manejo de dicha señal.

### 5.4.3 Transformadas de Clarke y Park

El manejo y el control de las señales trifásicas es una labor compleja debido a las componentes senoidales y por su variación en el dominio temporal. Es por esta misma razón por la que se emplea esta transformada, ya que es la encargada de plasmar, mediante una relación ortogonal, una señal trifásica en una señal continua, facilitando de manera grandiosa la manipulación de la señal trifásica.

Se distinguen dos transformaciones:



#### 5.4.4 Transformada de Clarke

Creado por la ingeniera Edith Clarke en el siglo XX, esta transformación permite convertir una señal trifásica en una monofásica, reduciendo así su complejidad.

Para ello, establece un sistema de referencia fijo con los ejes  $\alpha$  y  $\beta$  en los cuales plasma el vector resultante generado por la suma de los vectores que componen el sistema trifásico. De esta manera, es posible traspasar la señal trifásica a una monofásica, es decir, reducir de tres a dos vectores que poder manipular.

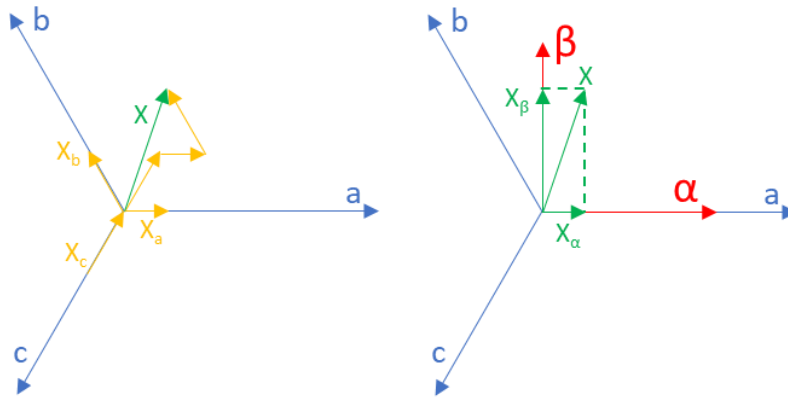


Figura 51: Diagrama de fases de la transformación de Clarke.

Donde aplicando cálculos básicos de trigonometría se alcanza la siguiente expresión algebraica simplificada:

$$\begin{aligned}
 [x_{\alpha\beta}] &= [C_M] \cdot [x_{abc}] \\
 \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \\ x_o \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (28)
 \end{aligned}$$

Existe el valor  $X_o$  que es totalmente despreciable, ya que se emplea únicamente para justificar que se trata de un sistema equilibrado.

Como se realiza la transformación del plano trifásico al plano de  $\alpha$  y  $\beta$ , también hay que conocer la transformada inversa, es decir, de  $\alpha$  y  $\beta$  al plano trifásico, ya que se quieren aplicar los cambios realizados. Para ello, simplemente se aplica la inversa de la matriz.

$$\begin{aligned}
 [x_{abc}] &= [C_M]^{-1} \cdot [x_{\alpha\beta}] \\
 \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{3} & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{3} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \\ x_o \end{bmatrix} \quad (29)
 \end{aligned}$$

### 5.4.5 Transformada de Park

La Transformación de Park, también conocida como transformación dq0 o síncrona, permite expresar las magnitudes trifásicas en un sistema de referencia ortogonal y giratoria (móvil). Si bien la Transformación de Clarke permite reducir el número de variables, Park permite ver magnitudes trifásicas que varían sinusoidalmente en el tiempo como constantes, siempre y cuando la frecuencia de la señal coincida con la frecuencia de giro de los ejes de referencia dq0.

Además, al tratarse de un sistema móvil, siempre va a girar un ángulo  $\theta$  con respecto al sistema de referencia de Clarke.

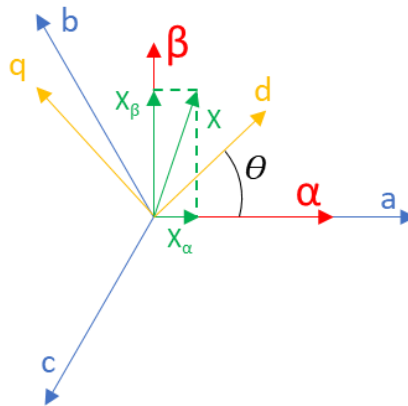


Figura 52: Diagrama fasorial de la transformada de Park.

Cuando se convierte la corriente a este plano móvil, debido a que no se tiene un flujo de referencia (como pasa con los motores síncronos) y a que se quiere un factor de potencia unitario, se establece que el valor en el eje q del vector sea nulo, es decir, se hace girar el eje d en la misma fase que el vector a controlar.

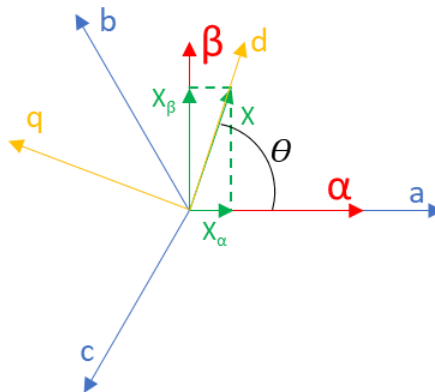


Figura 53: Diagrama fasorial de la transformada de Park con  $I_q=0$ .

De manera que, al tratarse de una simple rotación con respecto al sistema de referencia fijo, la ecuación algebraica viene de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 [x_{dq}] &= [P_M] \cdot [x_{\alpha\beta}] \\
 \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (30)
 \end{aligned}$$

Siendo su anti transformada:

$$[x_{\alpha\beta}] = [P_M]^{-1} \cdot [x_{dq}]$$

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (31)$$

Estas transformadas se van a realizar mediante los bloques proporcionados por Matlab Simulink, que tienen la siguiente imagen:

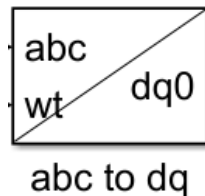


Figura 54: Bloque ABC/DQ0 proporcionado por Matlab Simulink.

Gracias a estas herramientas, se puede pasar la señal trifásica de la red al marco dq0, pudiendo realizar así el control deseado, ya que si se traspasan las potencias instantáneas a dicho marco:

$$P = V_q \cdot I_q + V_d \cdot I_d$$

$$Q = V_q \cdot I_d - V_d \cdot I_q$$

Donde, durante el funcionamiento en estado estable balanceado, la tensión en el plano dq0 ( $V_d$  y  $V_q$ ) se puede considerar constante, por lo cual se asume que  $V_q$  es igual a cero y  $V_d$  igual a la tensión de referencia. Esto permite reescribir las ecuaciones de la siguiente manera:

$$P = V_d \cdot I_d \quad (32)$$

$$Q = -V_d \cdot I_q \quad (33)$$

De esta forma, la potencia activa instantánea  $P$  va a ser quien manifieste la dirección de la corriente, si va a la red o si sale de ella, mientras que la potencia reactiva, el desfase que presenta, es decir, si se trata de un desfase capacitivo o inductivo.

No obstante, se desea que esta última tenga un valor nulo, por lo que se intenta eliminar el término haciendo que  $I_q$  valga 0, ya que al variar  $V_d$  se varían ambas potencias. Es así como se logra un deseado factor de potencia unitario.

$$FDP = \frac{P}{S} = \frac{P}{P \cdot \cos\phi} = \frac{1}{\cos\phi} = 1 \quad (34)$$

Siendo  $S$  la potencia aparente y  $P$  la potencia activa, donde guardan la siguiente relación gracias al triángulo de potencias.

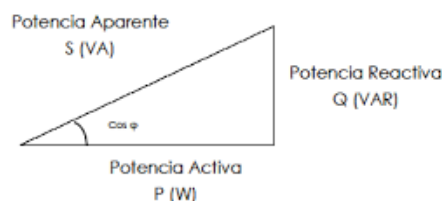


Figura 55: Triángulo de potencias.

## 5.4.6 Elementos del controlador

### 5.4.6.1 Phase Locked Loop (PLL)

Para poder realizar el control sobre el comportamiento del sistema, bien para que sea generador como motor, han de compartir la misma frecuencia, ya que si no sería prácticamente imposible conocer cómo funciona. Por esta misma razón se hace uso de la herramienta Phase Locked Loop PLL.

Es el elemento de medida empleado para poder determinar la frecuencia, amplitud y fase de una señal alterna. Para ello, genera un senoide mediante un oscilador VCO y lo compara con el de la señal a analizar. El resultado de dicha comparación genera una señal de error, que tras pasar por un filtro paso-bajo, entra nuevamente al oscilador.

Este oscilador es gobernado por la señal de error que viene dada en valores de tensión, es decir, es un oscilador controlado por tensión VCO. De modo que cuanto mayor sea el error, mayor frecuencia generará en la señal de salida con el fin de igualar a la señal de referencia, que en este caso es la señal de la red.

De manera simplificada, el diagrama de bloques del PLL es el siguiente:

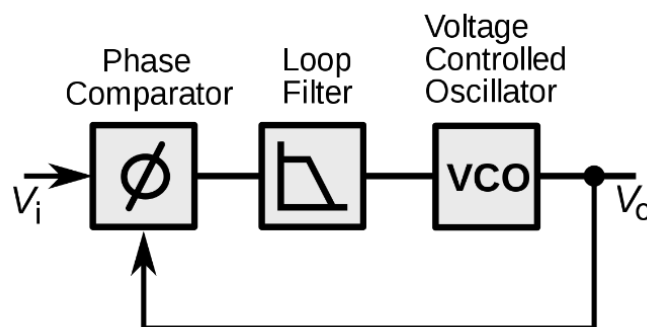


Figura 56: Diagrama de bloques del PLL. [21]

No obstante, Matlab Simulink proporciona bloques que realizan esta función, de modo que se va a emplear dicho bloque en el modelo de simulación.

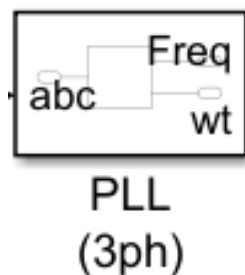


Figura 57: Bloque PLL proporcionado por Matlab Simulink.

### 5.4.6.2 Lazo interno de corriente

Como bien se ha demostrado, las transformaciones de Clarke y Park simplemente son herramientas a emplear para realizar el control del sistema. De esta forma, se procede a desarrollar el algoritmo que va a generar la señal de referencia para dominar el inversor VSC.

Para ello, se parte de la siguiente expresión vectorial, suponiendo que la corriente se inyecta del sistema a la red en la figura 39 y que se sigue trabajando con una señal monofásica: [22]

$$\vec{V}_{INV} = \vec{V}_Z + \vec{V}_{RED}$$

En la que suponiendo que se tiene una carga resistiva e inductiva y desarrollándola en los ejes X e Y:

$$\vec{V}_{INV} = \vec{V}_{RR} + \vec{V}_{LR} + \vec{V}_{RED}$$

$$\vec{V}_{INV} = (I_X \cdot R_R \cdot \vec{i} + I_Y \cdot R_R \cdot \vec{j}) + \left[ L_R \frac{d}{dt} (I_X \cdot \vec{i} + I_Y \cdot \vec{j}) \right] + (V_{RED,X} \cdot \vec{i} + V_{RED,Y} \cdot \vec{j})$$

$$\vec{V}_{INV} = (I_X \cdot R_R \cdot \vec{i} + I_Y \cdot R_R \cdot \vec{j}) + L_R \cdot \left[ \frac{dI_X}{dt} \cdot \vec{i} + I_X \cdot \frac{d\vec{i}}{dt} + \frac{dI_Y}{dt} \cdot \vec{j} + I_Y \cdot \frac{d\vec{j}}{dt} \right] + (V_{RED,X} \cdot \vec{i} + V_{RED,Y} \cdot \vec{j})$$

Si a esta expresión se le aplica la transformación de Clarke, se debe de recalcar que los ejes  $\alpha$  y  $\beta$  son estacionarios. De tal manera que se obtiene un valor nulo al ver la variación angular de los ejes.

$$\vec{V}_{INV} = (I_\alpha \cdot R_R \cdot \vec{\alpha} + I_\beta \cdot R_R \cdot \vec{\beta}) + L_R \cdot \left[ \frac{dI_\alpha}{dt} \cdot \vec{\alpha} + \frac{dI_\beta}{dt} \cdot \vec{\beta} \right] + (V_{RED,\alpha} \cdot \vec{\alpha} + V_{RED,\beta} \cdot \vec{\beta})$$

Desglosándolo por cada dimensión, la transformada de Clarke quedaría como:

$$V_{INV,\alpha} = I_\alpha \cdot R_R + L_R \cdot \frac{dI_\alpha}{dt} + V_{RED,\alpha} \quad (35)$$

$$V_{INV,\beta} = I_\beta \cdot R_R + L_R \cdot \frac{dI_\beta}{dt} + V_{RED,\beta} \quad (36)$$

En cambio, en el plano de Park o dq0 no es el mismo proceso. Esto se debe a que los ejes en este marco son giratorios, de modo que se van a desplazar a una velocidad  $\omega$  en el eje ortogonal al suyo, es decir, que el eje X se desplaza en el eje Y y el eje Y en el X.

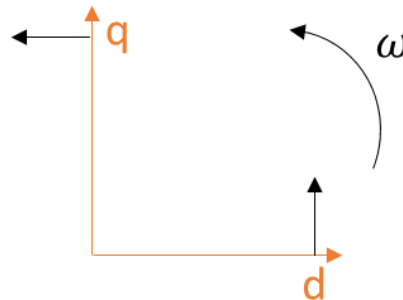


Figura 58: Desplazamiento de los ejes d y q.

De modo que, y partiendo de la ecuación anterior:

$$\vec{V}_{INV} = (I_d \cdot R_R \cdot \vec{d} + I_q \cdot R_R \cdot \vec{q}) + L_R \cdot \left[ \frac{dI_d}{dt} \cdot \vec{d} + I_d \cdot \omega \cdot \vec{q} + \frac{dI_q}{dt} \cdot \vec{q} - I_q \cdot \omega \cdot \vec{d} \right] + (V_{RED,d} \cdot \vec{d} + V_{RED,q} \cdot \vec{q})$$

Desglosándolo por cada dimensión, la transformada de Park quedaría como:

$$V_{INV,d} = I_d \cdot R_R + L_R \cdot \frac{dI_d}{dt} + V_{RED,d} - L_R \cdot I_q \cdot \omega \quad (37)$$

$$V_{INV,q} = I_q \cdot R_R + L_R \cdot \frac{dI_q}{dt} + V_{RED,q} + L_R \cdot I_d \cdot \omega \quad (38)$$

Y despejando la variable de estado y pasando la ecuación al plano de Laplace:

$$I_d(s) \cdot (R_R + L_R \cdot s) = V_{INV,d} - V_{RED,d} + L_R \cdot I_q \cdot \omega$$

$$I_d(s) = \frac{V_{INV,d} - V_{RED,d} + L_R \cdot I_q \cdot \omega}{R_R + L_R \cdot s} \quad (39)$$

$$I_q(s) \cdot (R_R + L_R \cdot s) = V_{INV,q} - V_{RED,q} - L_R \cdot I_d \cdot \omega$$

$$I_q(s) = \frac{V_{INV,q} - V_{RED,q} - L_R \cdot I_d \cdot \omega}{R_R + L_R \cdot s} \quad (40)$$

La cual se puede clasificar en la parte lineal y la parte acoplada. Por ejemplo, para el eje d:

$$I_d(s)_{LINEAL} = \frac{V_{INV,d} - V_{RED,d}}{R_R + L_R \cdot s} \quad (41)$$

$$I_d(s)_{ACOPLADA} = \frac{L_R \cdot I_q \cdot \omega}{R_R + L_R \cdot s} \quad (42)$$

Y para el eje q:

$$I_q(s)_{LINEAL} = \frac{V_{INV,q} - V_{RED,q}}{R_R + L_R \cdot s} \quad (43)$$

$$I_q(s)_{ACOPLADA} = \frac{-L_R \cdot I_d \cdot \omega}{R_R + L_R \cdot s} \quad (44)$$

Debida a la presencia de los acoplamientos, se va a trabajar haciendo uso de un control feedforward. Este permite al controlador tener en cuenta en todo momento las irreversibilidades o perturbaciones que pueden darse en el sistema y así poder anticiparse con mucha rapidez. En este caso, las dadas por la alimentación acoplada en el lazo, estarán multiplicadas por la señal de consigna deseada, a fin de evitar la mayor influencia externa posible.

Respecto a la parte lineal de sendas ecuaciones, se puede desarrollar un controlador PI para generar la tensión de salida del inversor, en donde viene dada como la señal de error definida como la diferencia entre las corrientes de la red con respecto a las de referencia en el plano dq0. Lograda dicha señal, la parte de la tensión de red se añade como una perturbación en el sistema.

Por esta misma razón, la ecuación que se obtiene es la siguiente para la parte lineal:

$$I_d(s)_{LINEAL} = \frac{K_P \cdot (I_{dr} - I_d) + K_I \cdot \int (I_{dr} - I_d) dt - V_{RED,q}}{R_R + L_R \cdot s} \quad (45)$$

$$I_q(s)_{LINEAL} = \frac{K_P \cdot (I_{qr} - I_q) + K_I \cdot \int (I_{qr} - I_q) dt - V_{RED,q}}{R_R + L_R \cdot s} \quad (46)$$

Es importante mencionar que gracias a que el plano dq0 establece el eje d en la misma dirección que el vector de la tensión de red y que se desea un factor de potencia unitario, la componente q de la red se define como nula. Por esta razón, se puede despreciar tensión de red del término lineal de la del eje q.

Posteriormente, la parte obtenida mediante el control feedforward se suma a la obtenida en la parte lineal. De esta forma se obtiene el siguiente diagrama, en el que se tiene el lazo de control de corriente deseado:

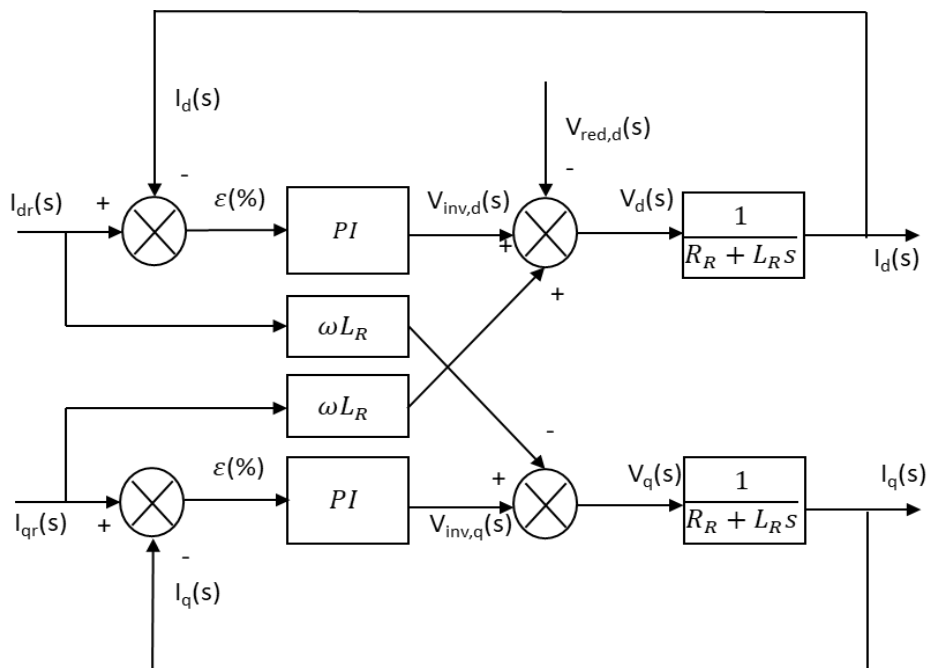


Figura 59: Diagrama de bloques del lazo interno de corriente.

### 5.4.6.3 Lazo externo de tensión

Para poder realizar de una manera exitosa el control sobre el comportamiento, hay que tener en cuenta el teorema de la potencia instantánea. Para ello, se supone que los IGBTs son ideales y que no hay pérdida alguna de energía, siendo toda la potencia en DC la misma que en AC.

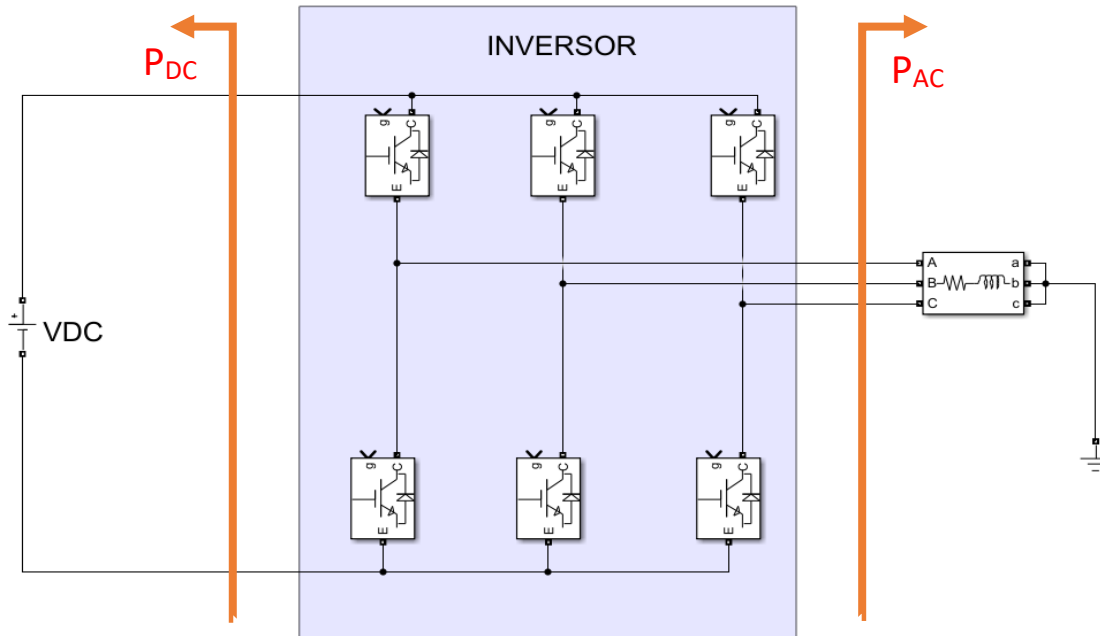


Figura 60: Esquema de potencias del inversor.

De esta manera, se puede lograr la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}
 P_{DC} &= P_{AC} \\
 V_{DC} \cdot I_{DC} &= V_d \cdot I_d \\
 I_{DC} &= \frac{V_d}{V_{DC}} \cdot I_d(s) \quad (47)
 \end{aligned}$$

Conociendo además que la corriente en DC viene dominada por la fluctuación de la tensión gracias al condensador acoplado, es decir:

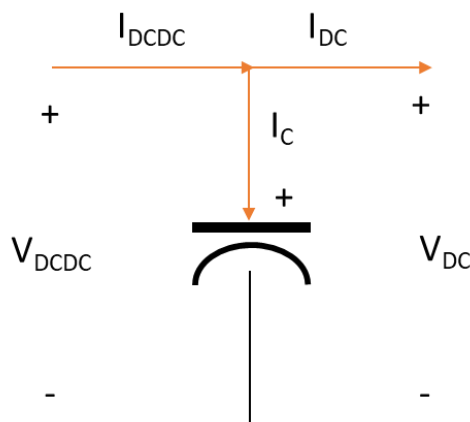


Figura 61: Distribución de las corrientes en DC.



$$I_{DCDC} = I_{DC} + I_{CDC}$$

$$I_{DCDC} = I_{DC} + C_{DC} \cdot \frac{dV_{DC}}{dt}$$

Y pasándolo al dominio de Laplace.

$$I_{DCDC} = I_{DC} + C_{DC} \cdot V_{DC}(s) \cdot s$$

$$V_{DC}(s) = \frac{I_{DCDC} - I_{DC}}{C_{DC} \cdot s} \quad (48)$$

Por otro lado, al tratarse de un sistema lineal, se emplea un controlador PI para poder realizar el control lo más robusto y rápido posible, por lo que se logra el siguiente diagrama:

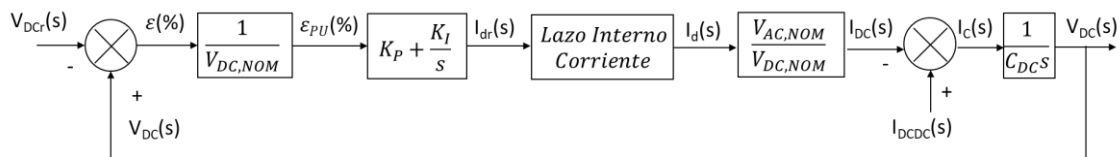


Figura 62: Diagrama de bloques del lazo externo de tensión.

Además, es importante destacar que el control se realiza por unidad PU debido a que así las perturbaciones inestabilizan con menos facilidad el sistema, es decir, se añade más robustez al control.

Es así como se logra el esquema del algoritmo de control a emplear para poder determinar el comportamiento del sistema. Es decir, en base a la tensión continua que se tenga en las baterías, si se desea que tenga un comportamiento de generador e inyecte potencia en la red o que tenga un comportamiento de motor y consuma potencia activa de la red.

De tal manera que el algoritmo de control a emplear tiene el siguiente montaje:

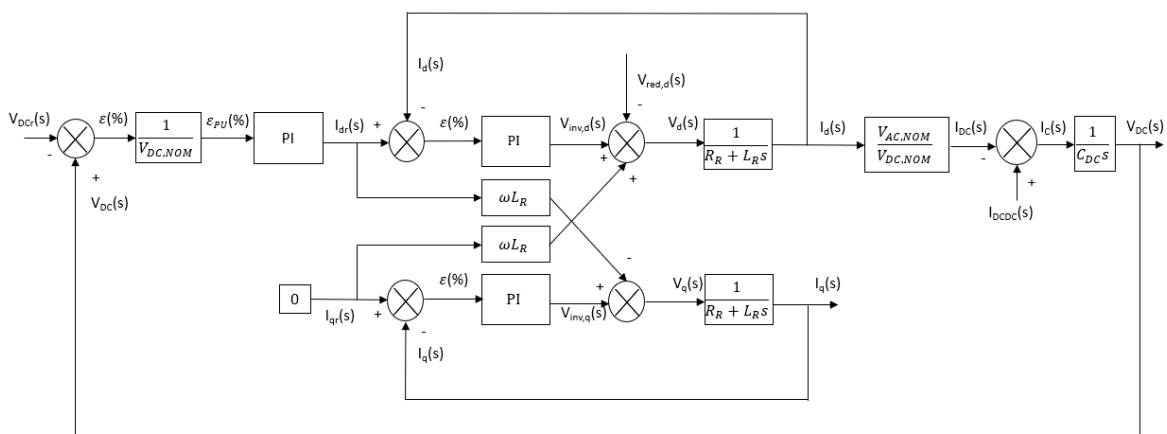


Figura 63: Diagrama de bloques del algoritmo de control del inversor.

## 6. Descripción de la solución propuesta

Conocida la potencia que demanda el consumidor además de haber expuesto los diferentes elementos que componen el sistema, se procede a realizar el montaje del mismo. Para ello, se ha realizado un análisis sobre los elementos disponibles y se han seleccionado solo los paneles y las baterías que mejor pueden encajar en el sistema. El resto de los componentes han sido dimensionados.

Respecto al panel solar, se ha tomado como referencia el panel YUR.POWER A-P216W, que tiene las siguientes características:

Tabla 1: Características del panel solar YUR.POWER A-P216w. [23]

| YUR.POWER A-P216w |      |   |
|-------------------|------|---|
| $P_{MAX}$         | 216  | W |
| $V_{MP}$          | 29,6 | V |
| $I_{MP}$          | 7,29 | A |
| $V_{OC}$          | 36,1 | V |
| $I_{SC}$          | 7,86 | A |
| $V_{DC,MAX}$      | 1000 | V |
| $I_{SC,MAX}$      | 10   | A |
| Nº celdas         | 60   | u |

A lo que concierne al regulador de carga o convertidor DC-DC Buck-Boost, se ha diseñado el mismo debido a que el usuario ha definido hacerlo mediante este tipo de convertidor. De modo que se definen los siguientes parámetros:

Tabla 2: Características del convertidor DC-DC Buck-Boost.

| Convertidor DC-DC |     |    |
|-------------------|-----|----|
| $V_{i,MAX}$       | 75  | V  |
| $I_{i,MAX}$       | 180 | A  |
| $P_{MAX,DCDC}$    | 10  | KW |
| $V_O$             | 48  | V  |

Se ha seleccionado la batería ULTRACELL-UZS600-6 para garantizar una demanda de potencia acorde a las necesidades del consumidor. Sus características principales vienen dadas en la hoja característica:

Tabla 3: Características de la batería ULTRACELL-UZS600-6. [24]

| ULTRACELL-UZS600-6 |           |         |
|--------------------|-----------|---------|
| $V_{N,BAT}$        | 6         | V       |
| $C_N(120H)$        | 600       | AH      |
| $C_N(100H)$        | 550       | AH      |
| $C_N(10H)$         | 360       | AH      |
| $C_N(5H)$          | 324       | AH      |
| $C_N(1H)$          | 202       | AH      |
| $R_{INT}$          | 2,5       | mΩ      |
| $V_{CELDA}$        | 1,8       | V       |
| $V_{FLOT}$         | 6,6-6,72  | V/celda |
| $V_{ABS}$          | 7,05-7,20 | V/celda |
| Eficiencia         | 100       | %       |

Finalmente, se ha dimensionado un inversor acorde a las necesidades que requiere el sistema y de una manera un tanto idealizada, que viene dado por las siguientes características:

Tabla 4: Características del inversor.

| Inversor DC-AC |     |    |
|----------------|-----|----|
| $V_{DC}$       | 48  | V  |
| $P_{DCAC}$     | 34  | KW |
| $P_{MAX,DCAC}$ | 102 | KW |
| $V_{AC,RMS}$   | 23  | V  |
| $I_{AC}$       | 100 | A  |
| $f_{AC}$       | 50  | Hz |
| Eficiencia     | 100 | %  |

Es importante destacar que tanto las baterías como el inversor se han supuesto que son ideales, de ahí que se logre una eficiencia del 100%, con el fin de simplificar los cálculos.

## 6.1 Paneles solares

Expuestas ya las propiedades de los elementos que conforman el sistema, se procede a realizar el montaje conjunto. Para ello, se debe de dimensionar la cantidad de paneles a emplear para abastecer toda la demanda diaria del consumidor, que viene dada como 18,2 kWh.

Partiendo de los datos obtenidos en la figura 9 sobre las horas solares pico, que la menor es de 1,215 kWh/m<sup>2</sup> (1,215 HSP), se puede obtener la cantidad de paneles a emplear sabiendo que la potencia a generar es la del consumo: [25]

$$P_{MAX} \cdot HSP_{DÍA} \cdot N_M = P_{DEM,DIA} \cdot K_C$$

$$N_M = \frac{P_{DEM,DIA} \cdot K_C}{P_{MAX} \cdot HSP_{DIA}} \quad (49)$$

Siendo  $K_C$  un factor de seguridad, que en este caso obtiene el valor de 1,15. Por lo tanto:

$$N_M = \frac{18,2 \text{ kWh/día} \cdot 1,15}{216 \text{ W} \cdot 1,215 \text{ kWh/día}} = 80 \text{ paneles}$$

Es así como el conjunto de los 80 paneles puede generar en total 17280 W en condiciones mínimas, es decir, cuando se tienen los 1,215 HSP. Evidentemente, el sistema no va a trabajar solo con esta radiación, ya que en Junio se tienen valores de hasta 6,265 HSP y el sistema tiene que soportarlo. De tal forma que se calcula, en base a las características de entrada del controlador, la dimensión de cada matriz de paneles por convertidor para soportar todas las condiciones.

Es importante mencionar que la potencia generada puede ser mayor o menor que la demandada, ya que la potencia extra requerida será lograda por la red y la excedente emitida hacia la red gracias a la configuración del inversor.

Por lo tanto, para que la matriz sea lo más eficiente y con las menores pérdidas por conducción, se va intentar lograr la tensión máxima que soporta el convertidor DC-DC a la entrada.

Por ello, se divide la tensión máxima de entrada del DC-DC por la tensión en circuito abierto de cada panel, calculando así el número máximo de paneles en serie que soporta dicho convertidor DC-DC:

$$N_{MS} = \frac{V_{I,MAX}}{V_{MPP}} \quad (50)$$

$$N_{MS} = \frac{75 V}{36,1 V} = 2,07 = 2 \text{ paneles/convertidor}$$

Y sabiendo que cada convertidor DC-DC soporta una potencia máxima de 10 kW, se puede obtener la corriente máxima que pueden manejar los paneles si se divide por la tensión en el punto de máxima potencia:

$$I_{MPP}' = \frac{P_{MAX,DCDC}}{V_{MPP} \cdot N_{MS}} \quad (51)$$

$$I_{MPP}' = \frac{10000 W}{29,6 V \cdot 2} = 168,9 A < I_{i,MAX}$$

Importante observar que esta corriente es admitida por el convertidor, es decir, es algo menor que la corriente máxima de entrada del mismo. De modo que se puede determinar el número máximo de paneles en paralelo por cada convertidor para alcanzar la máxima potencia en las condiciones más desfavorables.

$$N_{MP} = \frac{I_{MPP}'}{I_{MPP}} \quad (52)$$

$$N_{MP} = \frac{168,9 A}{7,29 A} = 23,1 = 23 \text{ paneles/convertidor}$$

Pero evidentemente, esta distribución no es la más óptima, debido a que, a mayor radiación, mayor será la potencia generada. De modo que se emplea el modelo "Array\_De\_Paneles" para determinar la cantidad de paneles en paralelo. Es decir, se ha introducido la mayor radiación registrada (6,265 HSP) y se ha visualizado su respuesta con 2 paneles en serie y 23 en paralelo, obteniendo la siguiente respuesta:

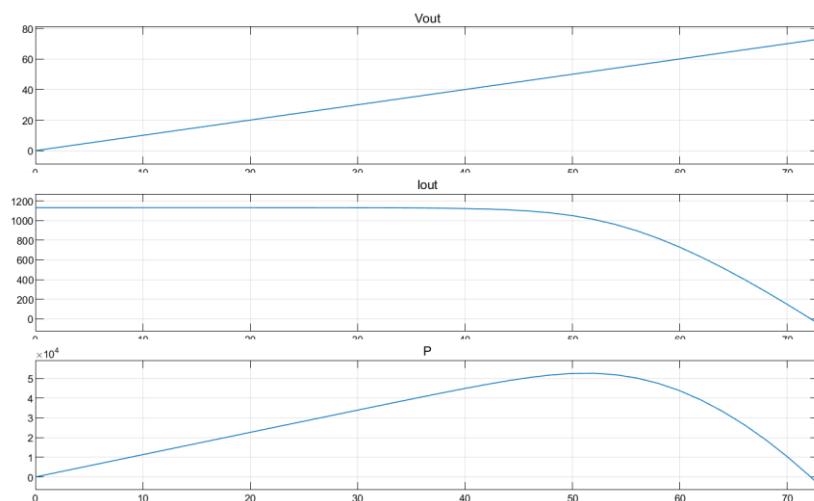


Figura 64: Curva de potencia con  $N_{ms}=2$ ,  $N_{mp}=23$  y  $G=6265 W/m^2$ .

Como se puede deducir, la potencia generada es de la índole de 50 kW, cantidad que el convertidor DC-DC no es capaz de soportar. Por lo que se va reduciendo la cantidad de paneles en paralelo hasta lograr una potencia menor a 10 kW. Dicha situación se logra colocando cuatro paneles en paralelo.

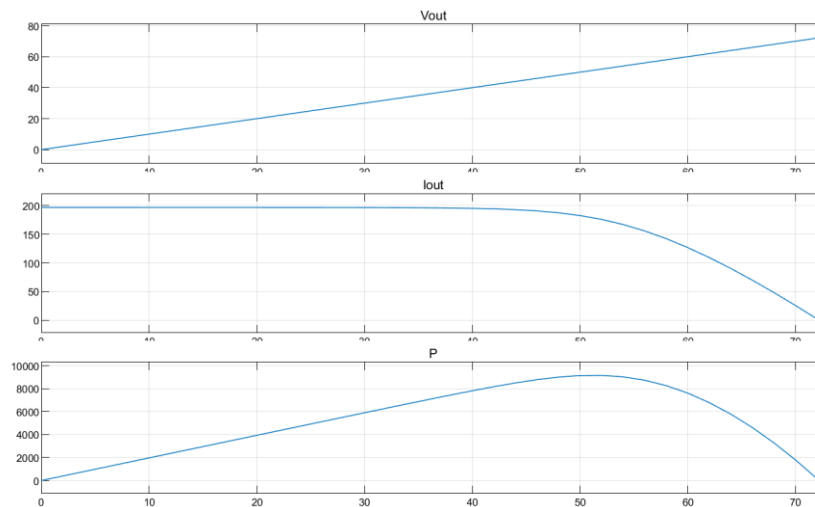


Figura 65: Curva de potencia con  $N_{ms}=2$ ,  $N_{mp}=4$  y  $G=6265 \text{ W/m}^2$ .

Por esta misma razón, se van a emplear matrices de 2x4 por convertidor, es decir, 8 paneles por convertidor, requiriendo entonces 10 convertidores DC-DC. De esta forma se puede abastecer casi toda la potencia demandada por el consumidor en las situaciones más desfavorables, e inyectar en la red la potencia que sobre durante casi todo el año.

Cada matriz de paneles es recogida en el modelo final en el siguiente subsistema, el cual tiene el siguiente modelo en su interior:

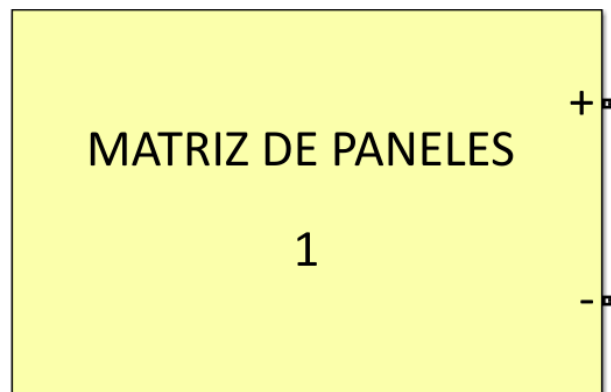


Figura 66: Subsistema del conjunto de paneles (matriz de 2x4)

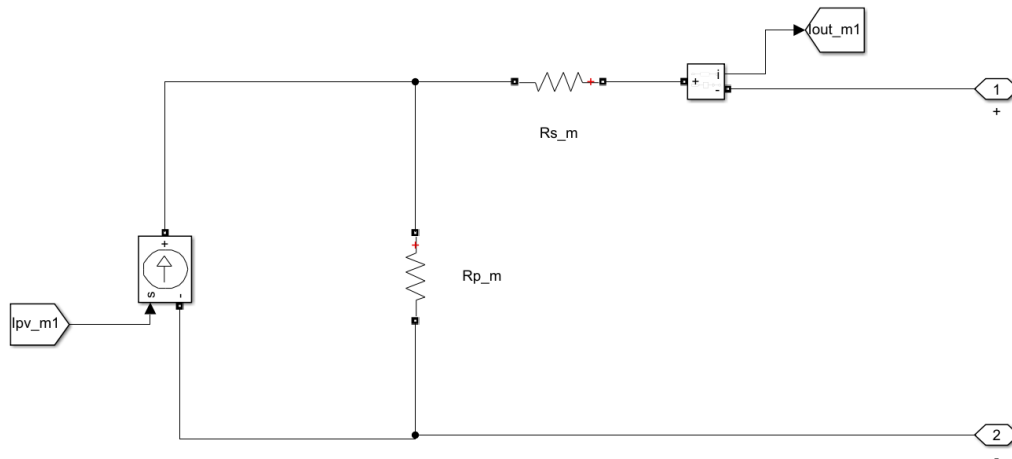


Figura 67: Interior del subsistema del conjunto de paneles (matriz de 2x4).  $R_{s,m}=0,06335 \Omega$  y  $R_{p,m}=198,6 \Omega$ .

Para conocer el valor de las resistencias se ha hecho uso del modelo “Algoritmo\_Rs\_Rp”, dando como resultado  $R_{s,M}=0,06335 \Omega$  y  $R_{p,M}=198,6 \Omega$ , siendo estos el equivalente a una matriz de 2x4.

Determinada ya la cantidad requerida de paneles, se procede a analizar la tensión de salida fluctuante de ellas, es decir, el mismo panel no tiene la tensión en MPP siempre constante, como bien se ha visto en la figura 62.

Para determinar el valor de la tensión máxima, se establece la tensión de circuito abierto de los paneles. Sabiendo que se tienen dos paneles, el valor en circuito abierto viene dado por 72,2V.

En cambio, para conocer el valor de la tensión mínima, hay que realizar varias simulaciones reduciendo la incidencia solar. Por ello, se ha simulado el modelo “Respuesta\_Array\_Con\_Diferentes\_TG” con las incidencias solares de  $6265 \text{ W/m}^2$ ,  $1215 \text{ W/m}^2$ ,  $200 \text{ W/m}^2$  y  $20 \text{ W/m}^2$  a una temperatura de  $25^\circ\text{C}$ . Además, como el incremento de tensión es unitario por segundo de simulación, el tiempo transcurrido concuerda con la tensión en ese instante, de modo que se obtienen los siguientes datos en el MPP:

| Trace Selection   |            |        | Trace Selection   |            |        | Trace Selection   |            |        | Trace Selection   |            |        |
|-------------------|------------|--------|-------------------|------------|--------|-------------------|------------|--------|-------------------|------------|--------|
| P                 |            |        | P                 |            |        | P                 |            |        | P                 |            |        |
| Signal Statistics |            |        | Signal Statistics |            |        | Signal Statistics |            |        | Signal Statistics |            |        |
|                   | Value      | Time   |                   | Value      | Time   |                   | Value      | Time   |                   | Value      | Time   |
| Max               | 9.155e+03  | 52.000 | Max               | 2.105e+03  | 59.500 | Max               | 3.391e+02  | 61.000 | Max               | 1.890e+01  | 53.500 |
| Min               | -2.573e+03 | 75.000 | Min               | -1.440e+03 | 75.000 | Min               | -4.259e+02 | 75.000 | Min               | -7.476e+01 | 75.000 |
| Peak to Peak      | 1.173e+04  |        | Peak to Peak      | 3.544e+03  |        | Peak to Peak      | 7.651e+02  |        | Peak to Peak      | 9.367e+01  |        |
| Mean              | 4.551e+03  |        | Mean              | 9.925e+02  |        | Mean              | 1.536e+02  |        | Mean              | 6.964e+00  |        |
| Median            | 4.918e+03  |        | Median            | 1.074e+03  |        | Median            | 1.721e+02  |        | Median            | 1.200e+01  |        |
| RMS               | 5.645e+03  |        | RMS               | 1.297e+03  |        | RMS               | 2.190e+02  |        | RMS               | 1.912e+01  |        |

Figura 68: Valores del comportamiento del panel a diferentes incidencias solares. ( $G=6265 - 1215 - 200 - 20 \text{ W/m}^2$ ).

De tal forma que el valor más inferior de tensión de salida de los paneles se estipula que sean 50 V.

## 6.2 Baterías

Una vez que se conoce el valor de tensión de entrada máximo y mínimo del convertidor DC-DC, se debe de analizar su tensión de salida, ya que sin establecer esta no se puede dimensionar el convertidor.

Esta tensión de salida viene dominada por el conjunto de baterías o almacenes de energía, por lo que se dimensionan estos en base a la cantidad de potencia que se desea suministrar. Por ello, se supone una profundidad de descarga del 80% como máximo y se establece que se desean 5 días de autonomía o austeridad DA.

Esta decisión se ha tomado gracias a que se trata de baterías estacionarias y se quiere alargar su vida útil lo máximo posible. Si se repasa a la hoja característica del mismo, se puede visualizar que se pueden realizar hasta casi 8000 ciclos con esta profundidad manteniendo una capacidad bastante aceptable:

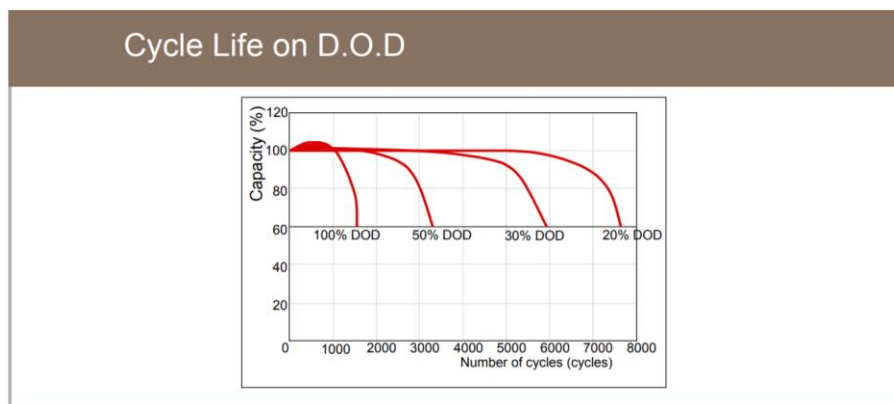


Figura 69: Capacidad de la batería UZS600-6 en base a la profundidad de descarga. [24]

De tal manera, la capacidad de todo el banco de baterías para abastecer la potencia de consumo de 18,2 kWh con un sistema de 48 V en continua viene dado como: [26]

$$C_{N,SYS} = \frac{P_{DEM,DIA} \cdot DA}{V_{N,SYS} \cdot Prof \cdot \eta_{BAT} \cdot \eta_{INV}} \quad (53)$$

$$C_{N,SYS} = \frac{18,2 \frac{kWh}{día} \cdot 5 días}{48 V \cdot 0,8 \cdot 1 \cdot 1} = 2369,79 = 2370 Ah$$

Por lo tanto, y recordando que se tiene un tipo de batería cuya tensión nominal es de 6 V y que tiene una capacidad nominal de descarga para 120 horas, es decir, para 5 días, de 600 Ah, se conoce la cantidad de baterías a emplear:

$$Q_{N,BAT} = Q_{N,SYS}$$

$$N_{BAT} \cdot V_{N,BAT} \cdot C_{N,BAT \ 5 \ DIAS} = V_{N,SYS} \cdot C_{N,SYS}$$

$$N_{BAT} = \frac{V_{N,SYS} \cdot C_{N,SYS}}{V_{N,BAT} \cdot C_{N,BAT \ 5 \ DIAS}} \quad (54)$$

$$N_{BAT} = \frac{48 V \cdot 2370 Ah}{6 V \cdot 600 Ah} = 31,6 = 32 \text{ Baterías}$$

Y sabiendo que la tensión nominal del sistema es de 48 V, se conoce también la cantidad de baterías en serie a emplear:

$$N_{BAT,S} = \frac{V_{N,SYS}}{V_{N,BAT}} \quad (55)$$

$$N_{BAT,S} = \frac{48 V}{6 V} = 8 \text{ Baterías en serie}$$

Siendo la cantidad restante de baterías en paralelo:

$$N_{BAT,P} = \frac{N_{BAT}}{N_{BAT,S}} \quad (56)$$

$$N_{BAT,P} = \frac{32}{8} = 4 \text{ Baterías en paralelo}$$

Una vez realizado el dimensionado de la cantidad de baterías a emplear, simplemente queda obtener la tensión de absorción y flotación del banco de baterías. Para ello, se repara nuevamente a la hoja característica de la batería y se conoce que, por cada batería a 25°C, la tensión de flotación ronda los 6,6-6,72 V y que la tensión de absorción los 7,05-7,2 V. Sabiendo que se tienen 8 baterías en serie, las tensiones serían las siguientes:

$$V_{FLOT,MIN} = 8 \cdot 6,6 V = 52,8 V$$

$$V_{FLOT,MAX} = 8 \cdot 6,72 V = 53,76 V$$

$$V_{ABS,MIN} = 8 \cdot 7,05 V = 56,4 V$$

$$V_{ABS,MAX} = 8 \cdot 7,2 V = 57,6 V$$

Por lo tanto, quedan definidas las tensión máximas y mínimas que se va a tener en el sistema DC a la salida del convertidor, siendo la mínima la referente a la tensión mínima de flotación, y la máxima a la tensión máxima de absorción. Es decir, 52,8-57,6 V.

Como bien se ha mencionado anteriormente, el conjunto de baterías es simulado mediante el modelo de la librería de Simscape expuesto en la figura 73. De tal manera que el banco de baterías del modelo final es el siguiente:



Figura 70: Subsistema del banco de baterías.



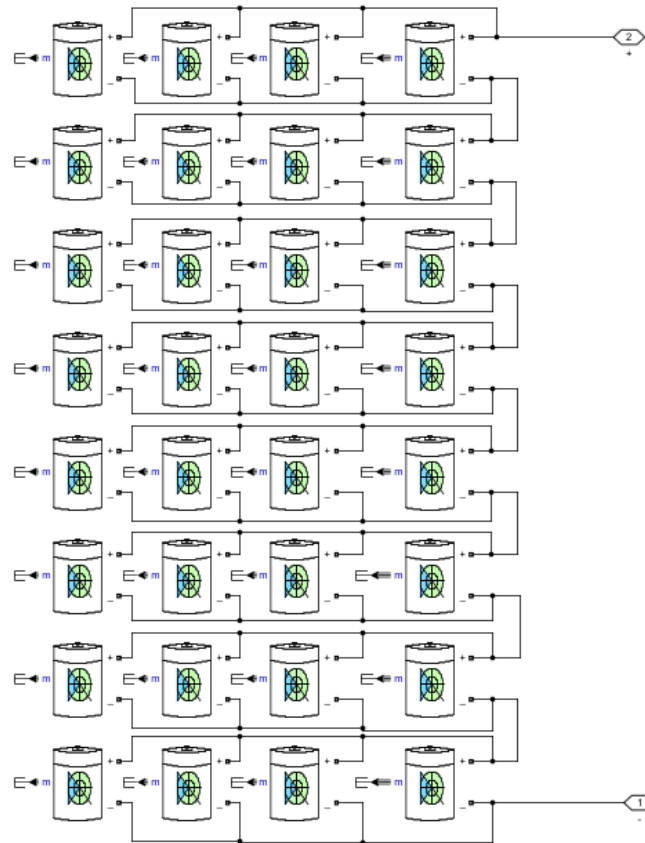


Figura 71: Interior del subsistema del banco de baterías.

### 6.3 Regulador de carga o Convertidor DC-DC

Conocidas ya las tensiones fluctuantes de entrada y de salida, ya es posible realizar el dimensionado del convertidor DC-DC Buck-Boost. Para ello, se requiere analizar primeramente el duty cycle que se va a manejar en el sistema con la ecuación 13:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-D}{(1-D)}$$

En la que despejando D:

$$D = \frac{V_o}{V_o - V_i} \quad (57)$$

Se debe de tener en cuenta que al tener una fluctuación de las tensiones de entrada y de salida, se van a dar varios casos posibles. Por lo que se va a estudiar suponiendo los casos más críticos y se va a elegir el rango de operación, es decir:

Con tensión de entrada mínima (51 V) y tensión de salida mínima (52,8 V)

$$D_1 = \frac{-52,8}{-52,8 - 51} = 0,508$$

Con tensión de entrada mínima (51 V) y tensión de salida máxima (57,6 V)

$$D_2 = \frac{-57,6}{-57,6 - 51} = 0,53$$

Con tensión de entrada máxima (72,2 V) y tensión de salida mínima (52,8 V)

$$D_3 = \frac{-52,8}{-52,8 - 72,2} = 0,422$$

Con tensión de entrada máxima (72,2 V) y tensión de salida máxima (57,6 V)

$$D_4 = \frac{-57,6}{-57,6 - 72,2} = 0,444$$

De modo que, y realizando los cálculos pertinentes recogidos en el apartado de cálculos, se consigue el siguiente modelo de convertidor DC-DC Buck-Boost:

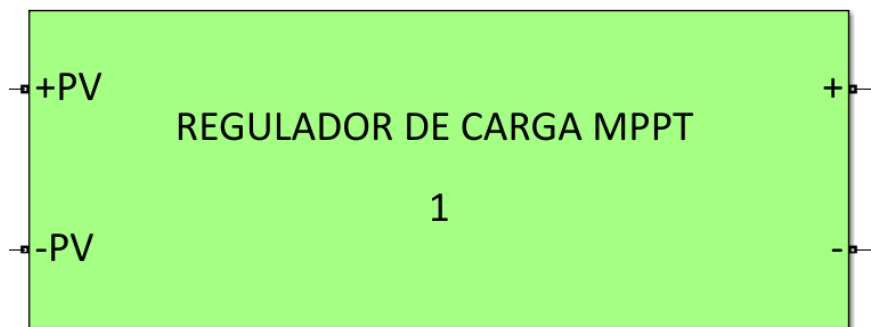


Figura 72: Subsistema del regulador de carga MPPT Buck-Boost.

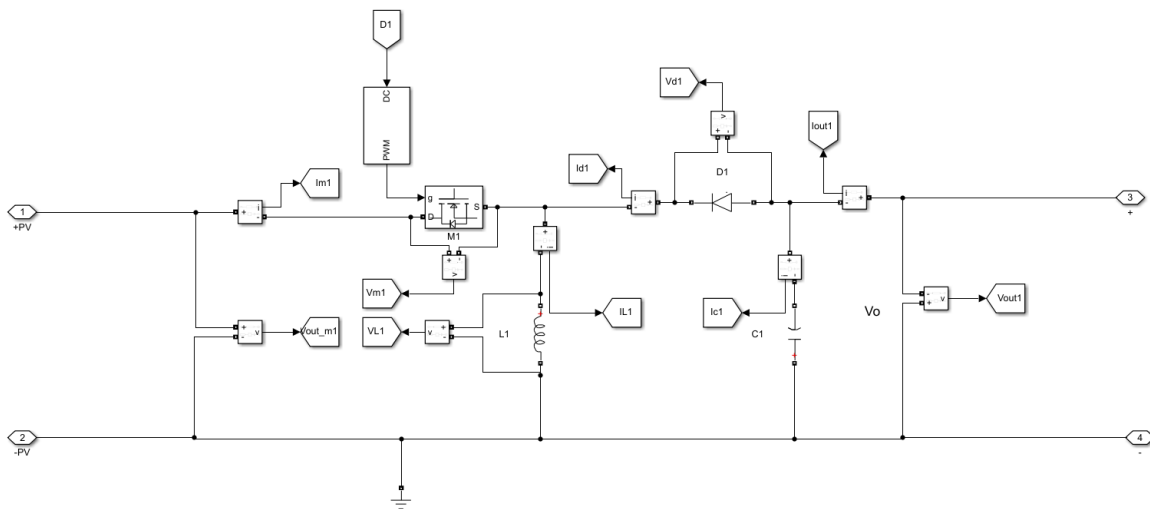


Figura 73: Interior del subsistema del regulador de carga MPPT Buck-Boost.

Con las siguientes características:

Tabla 5: Valores del convertidor DC/DC. Elementos, corrientes y tensiones máximas.

| Convertidor DC/DC. Elementos.                 |        |               |
|---|--------|---------------|
| L   | 600    | $\mu\text{H}$ |
| C   | 100    | mF            |
| Corrientes máximas. Bobina.                   |        |               |
| $I_{LMED}$                                    | 383,91 | A             |
| $\Delta i_L$                                  | 53,43  | A             |
| $I_{LMAX}$                                    | 405,5  | A             |
| $I_{LMIN}$                                    | 248,17 | A             |
| $I_{LRMS}$                                    | 384,11 | A             |
| Valores máximos. Diodo (D) e Interruptor (M). |        |               |
| $V_M$   | 73     | V             |
| $V_D$   | 58     | V             |
| $I_M$   | 204    | A             |
| $I_D$   | 222    | A             |

Es importante resaltar la importancia del condensador de desacoplo  $C_A$  entre el modelo del conjunto de paneles y del convertidor DC-DC. Este se encarga de otorgar cierta tensión a la salida al array de paneles, y es controlada mediante el duty cycle para que sea lo más óptima posible. Su valor es logrado en el apartado de cálculos, y viene dado por el valor de 0,2 F.

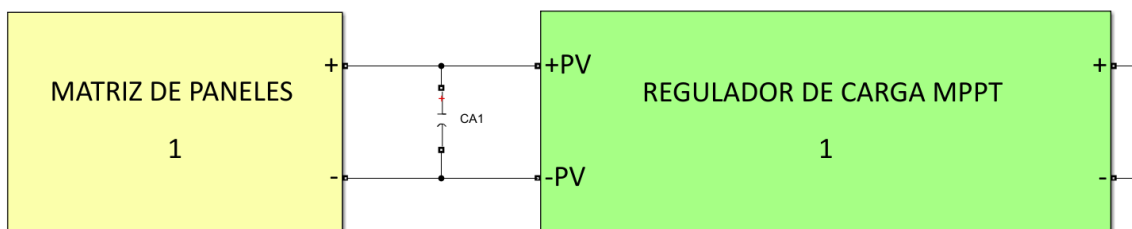


Figura 74: Condensador de desacoplo entre los paneles y el convertidor DC-DC.

Este conjunto de matriz de paneles, condensador y regulador de carga MPPT se repite diez veces, ya que el conjunto solo puede dar 10 kW como mucho. De modo que, junto con el conjunto de baterías, el modelo final tiene la siguiente distribución:

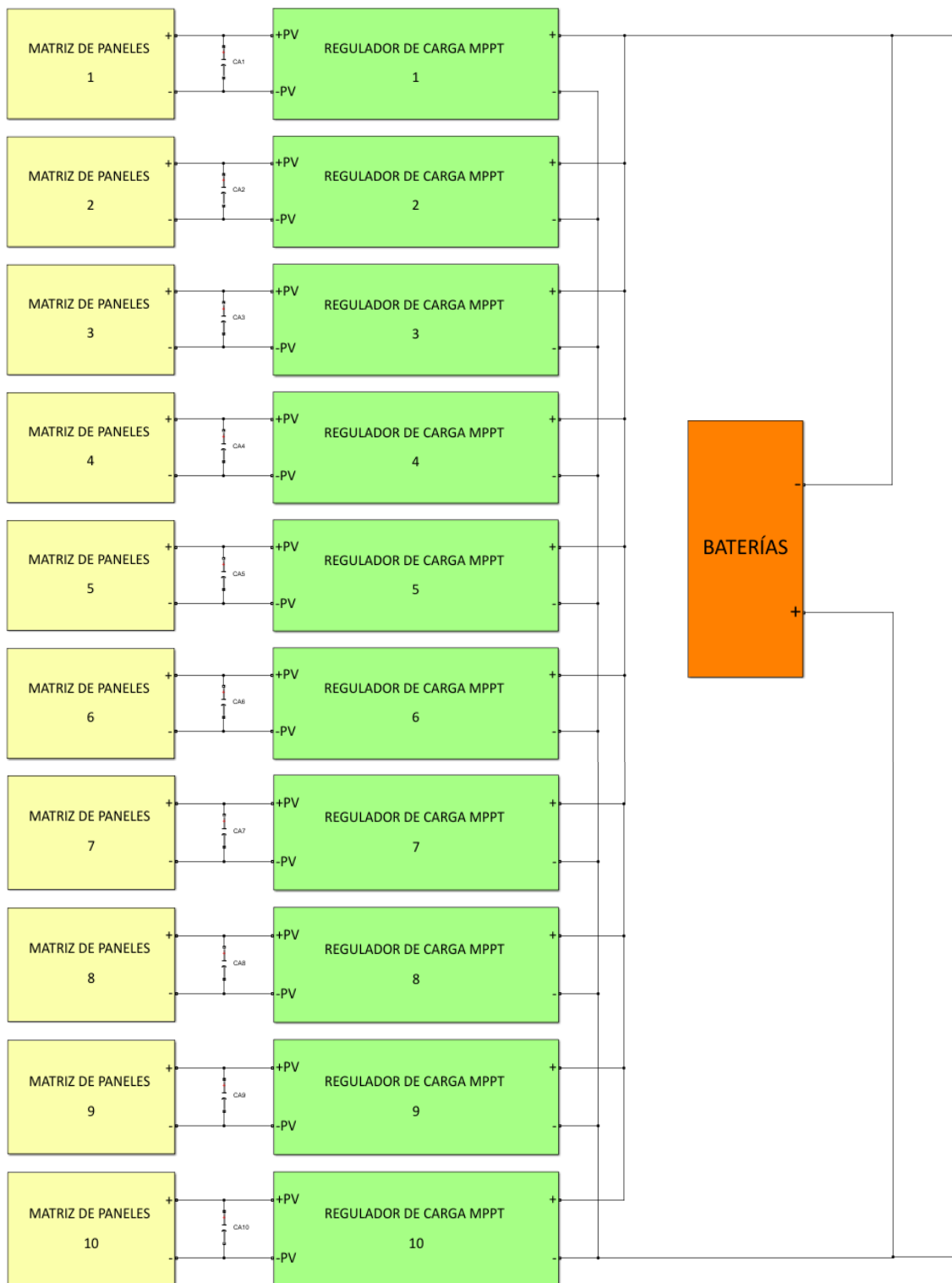


Figura 75: Conjunto de subsistemas correspondientes a los paneles, reguladores de carga y baterías.

Posterior al conjunto de baterías, se ha empleado un condensador en desacoplo  $C_{DC}$ , el cual se ha calculado en el apartado de cálculos y viene dado por el valor de 0,36 F.

## 6.4 Inversor

Seguido al condensador  $C_{DC}$  y al modelo de las baterías se realiza el diseño del inversor. Este viene constituido por un bloque VSC de tres ramas, con el fin de obtener unas pérdidas nulas de conmutación, es decir, para tener un inversor ideal. Además, está dotado por diferentes elementos de medida, encargados de otorgar información continuamente al algoritmo de control del mismo.

Este elemento se encuentra como el siguiente bloque:

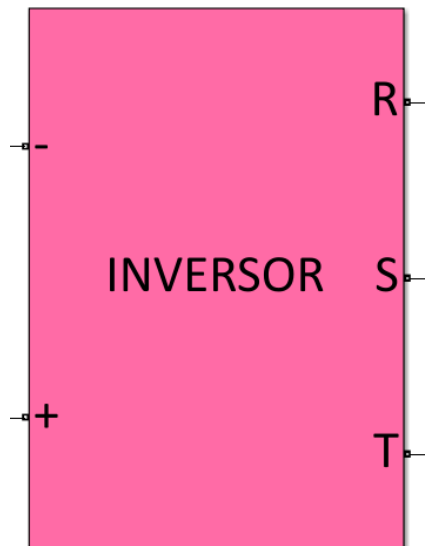


Figura 76: Subsistema del inversor.

El cual recoge el siguiente modelo:

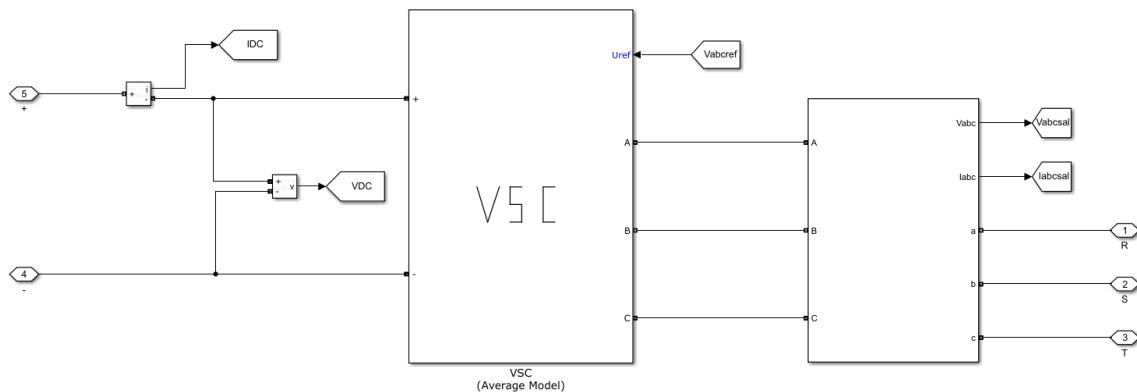


Figura 77: Interior del subsistema del inversor.

## 6.5 Carga RL

Posterior al inversor, se encuentra una carga RL para poder realizar el desfase necesario para adelantar o atrasar la señal de salida del inversor con respecto la red. Es decir, con el fin de permitir al sistema funcionar como generador o como motor.

Los valores de la carga RL son los siguientes, donde el valor de la inductancia corresponde a  $L_R$ , variable calculada en el apartado de cálculos:

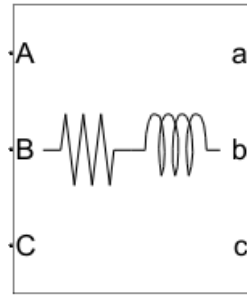


Figura 78: Carga RL del modelo.

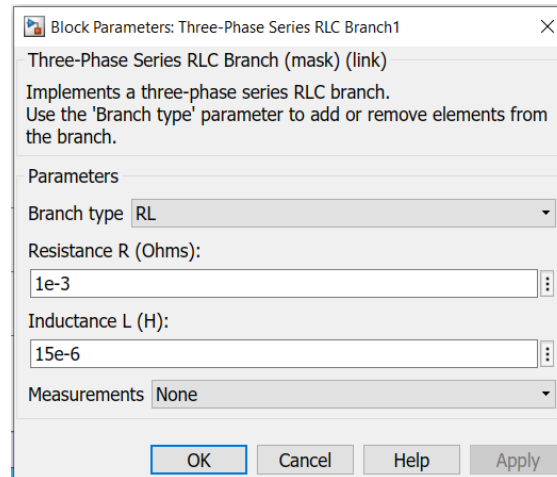


Figura 79: Valores de la carga RL entre inversor y red.

## 6.6 La Red

Finalmente, se ha modelizado una red de 400 V/50 Hz. Para ello, se ha empleado un transformador estrella-estrella con relación 1:10, es decir, 22 V de fase a la entrada y 220 V de fase a la salida, permitiendo así tener una tensión entre fases a la salida del mismo igual que la de la red, 400 V. El resto de los parámetros del transformador se han tomado los que vienen por defecto con el modelo.

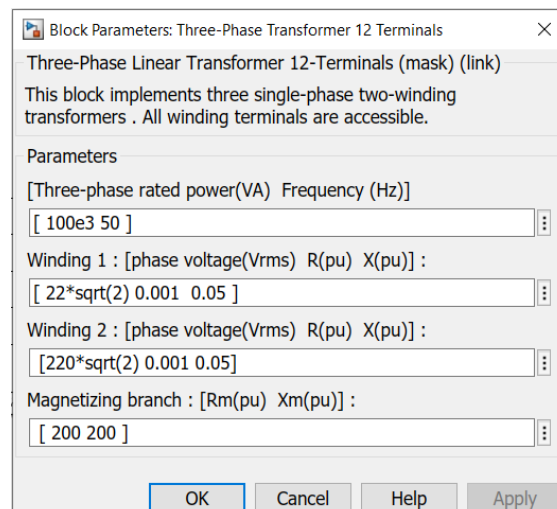


Figura 80: Valores del bloque del transformador.

Posterior del transformador, simplemente se ha empleado un bloque de medición y una fuente de alimentación trifásica con los siguientes valores:

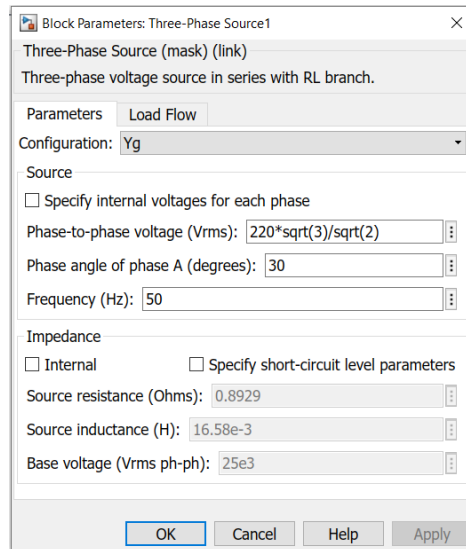


Figura 81: Valores de la fuente de alimentación como red.

Quedando un modelo se encuentra como el siguiente bloque:

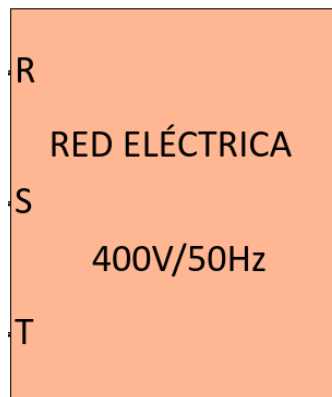


Figura 82: Bloque de la red eléctrica 400V/50Hz.

El cual recoge el siguiente modelo:

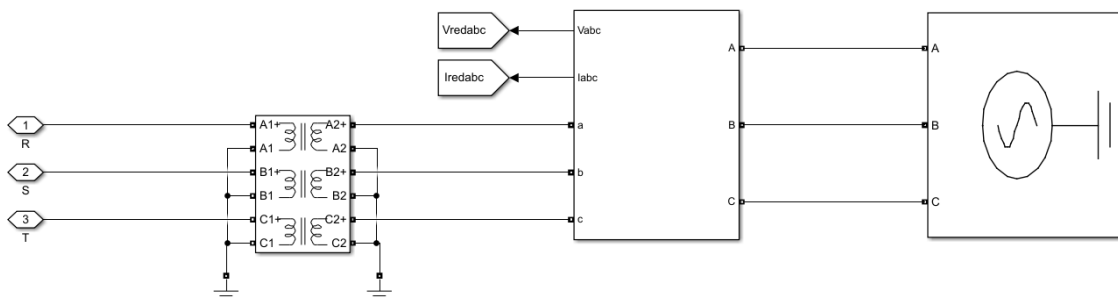


Figura 83: Modelo de la red eléctrica 400V/50Hz.

## 6.7 Algoritmos

Constituido cada uno de los modelos del sistema, se ha procedido a construir la algoritmia correspondiente.

Por un lado, tanto la matriz de paneles como el regulador de carga MPPT vienen gobernados por dos algoritmos, en concreto “Corriente\_ideal\_array” para generar la corriente  $I_{PV,M}$  del conjunto de paneles y “Algoritmo\_INC” para buscar el MPP de la forma más rápida, es decir, para generar el D más óptimo.

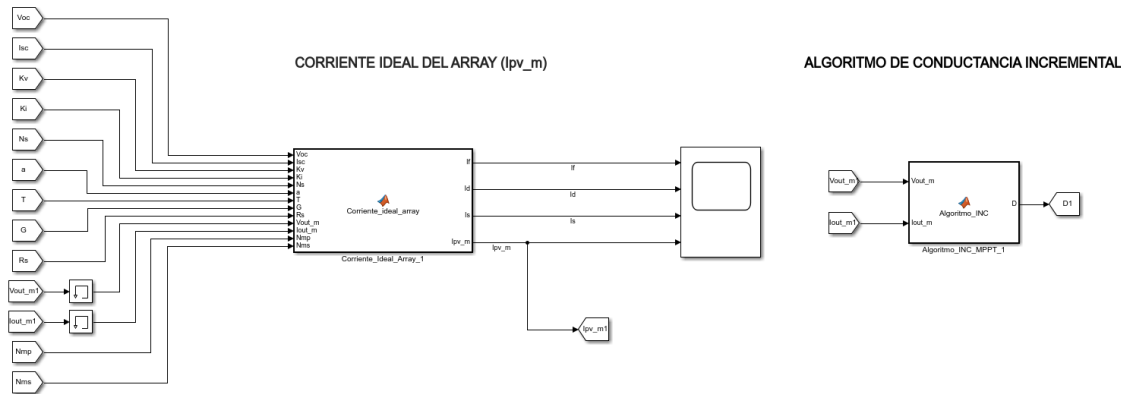


Figura 84: Algoritmos del modelo. "Corriente Ideal del array" y "Algoritmo de Conductancia Incremental".

Y como estos algoritmos se repiten por cada conjunto de panel-regulador de carga, se han empleado diez algoritmos. Por ello, se ha diseñado la siguiente interfaz para poder acceder a cada uno de ellos:

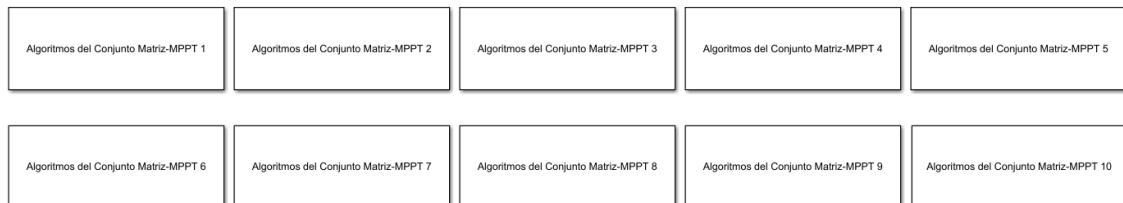


Figura 85: Interfaz para acceder a los diferentes algoritmos de matriz-regulador de carga.

Por otro lado, se ha diseñado el algoritmo de control del inversor que va a permitir que el complejo funcione como generador o como motor. Para ello, se han distinguido dos subsistemas.

El primero es el encargado de realizar la lectura de la red y transformar los valores de abc al plano dq0. Importante resaltar que el sistema está en PU y que tiene como salida los valores que se emplearán en el siguiente modelo.



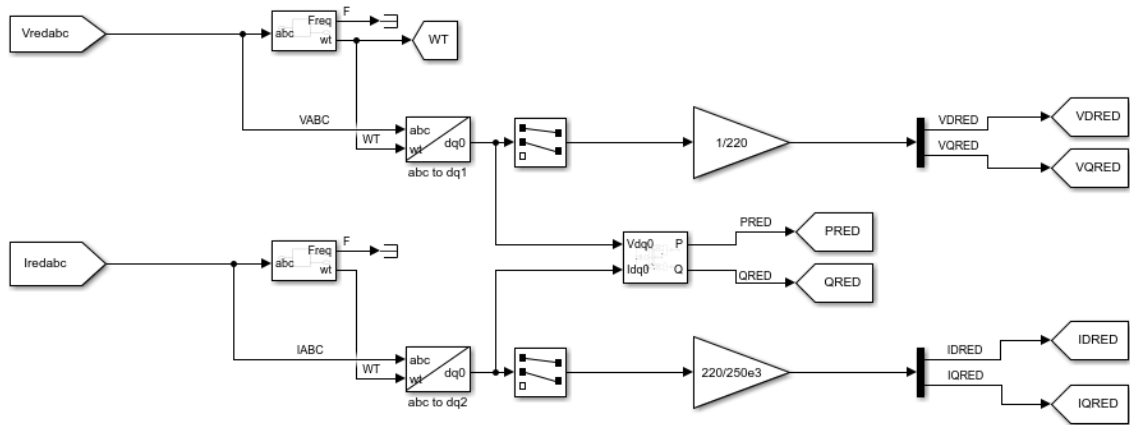


Figura 86: Modelo de la lectura de la red.

El segundo es el que recoge los lazos de corriente y de tensión. En este se emplea la lectura realizada de la red, además de la tensión continua actual y la de referencia, para tener una señal de salida que gobierne el inversor. Es decir, genera la señal Vabc.

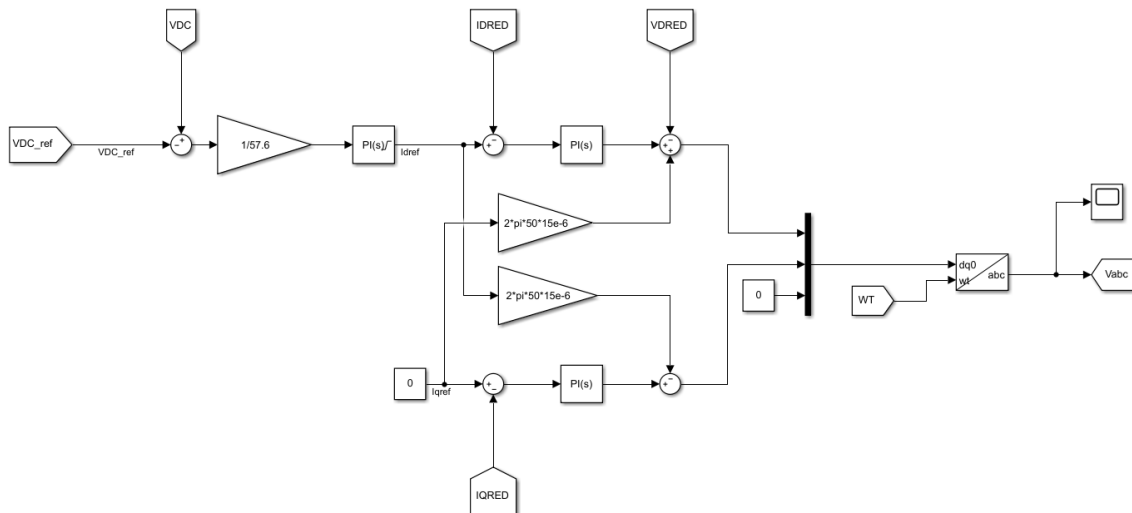


Figura 87: Modelos del lazo de corriente y de tensión.

Sendos modelos se recogen en la siguiente interfaz:



Figura 88: Interfaz algoritmo de control del inversor.

Tanto los algoritmos de control correspondientes a la matriz de paneles y regulador de carga como los que pertenecen al inversor se recogen nuevamente en la siguiente interfaz, las cuales se encuentran dentro del subsistema denominado Algoritmos De Control que se expone líneas más abajo:



Figura 89: Interfaz algoritmos de control.

## 6.8 Panel de mando

Finalmente, se ha realizado un panel de mando para poder analizar el comportamiento del sistema ante diferentes condiciones. En este se recoge la mayoría de la información del proyecto.

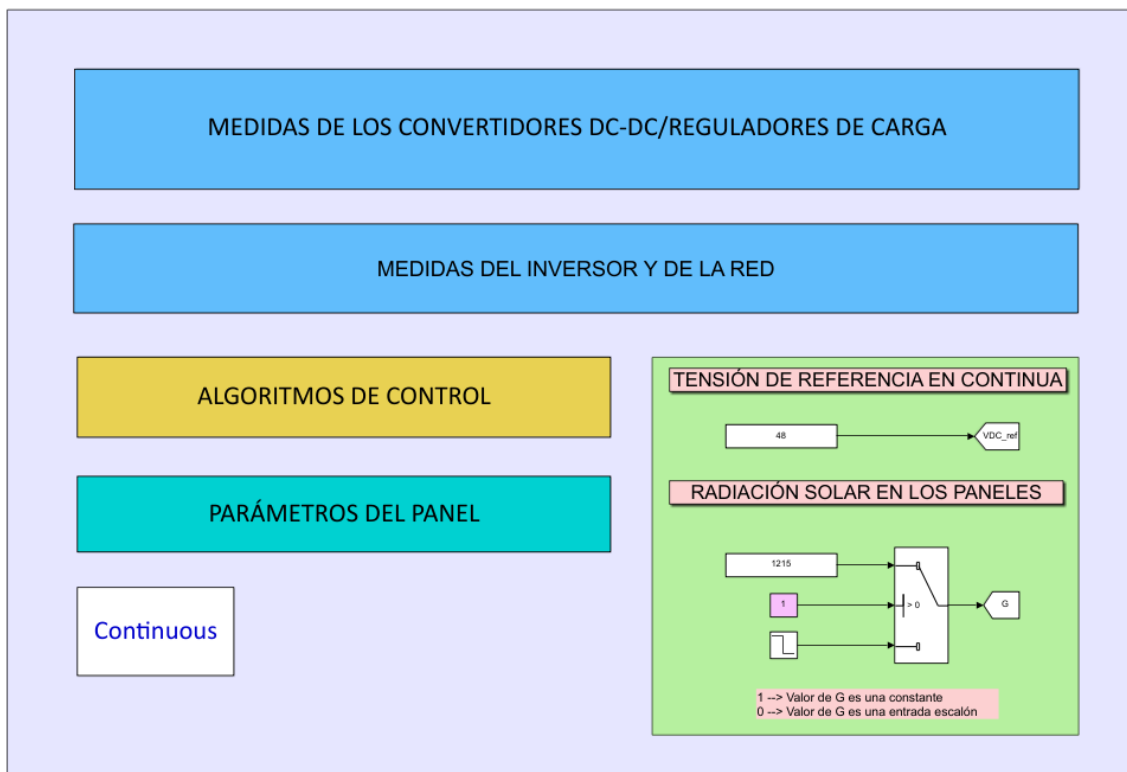


Figura 90: Panel de mando.

En la parte superior se pueden encontrar dos recuadros encargados de mostrar las medidas pertinentes realizadas en el sistema.

El primer recuadro es empleado para conocer el comportamiento de cada uno de los conjuntos compuestos por las matrices de paneles y los convertidores DC-DC, ya que se encuentran diez en el sistema. Por ello, si se introduce a dicho subsistema, se encuentra la siguiente interfaz.



Figura 91: Interfaz para acceder a las diferentes medidas de los convertidores DC-DC.

Cada uno de estos bloques representa a cada conjunto matriz-convertidor y comparten la misma estructura. En estos se puede visibilizar la corriente circulante por cada uno de los componentes, además de las tensiones que soportan y de la potencia individual generada.

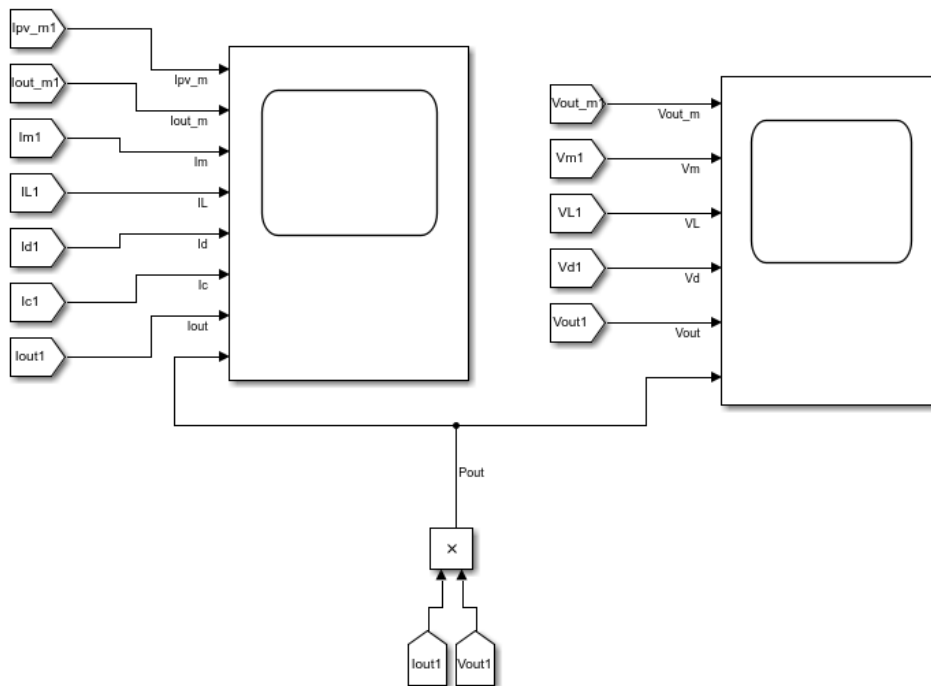


Figura 92: Interfaz de medida de cada convertidor DC-DC.

Volviendo al panel de mando, debajo del recuadro de las medidas del convertidor DC-DC se encuentra el encargado de mostrar las medidas del inversor y de la red. Si se introduce a dicho subsistema, se encuentra con la siguiente interfaz.



Figura 93: Interfaz para acceder a las medidas del inversor o las de la red.

En la de la izquierda se recoge toda la información referente al inversor, mostrando la tensión, corriente y potencia de entrada y la señal de salida, bien la tensión como la corriente trifásica.

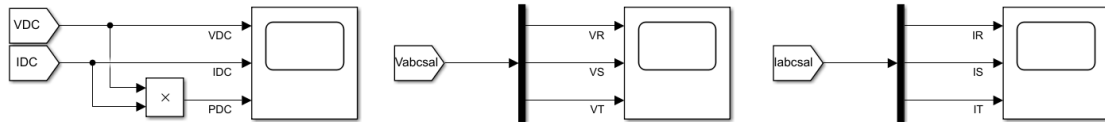


Figura 94: Interfaz de medidas del inversor.

En cambio, a la derecha se muestran los valores de la señal trifásica de la red en el plano trifásico como en el dq0, al igual que la potencia activa como reactiva de la misma.

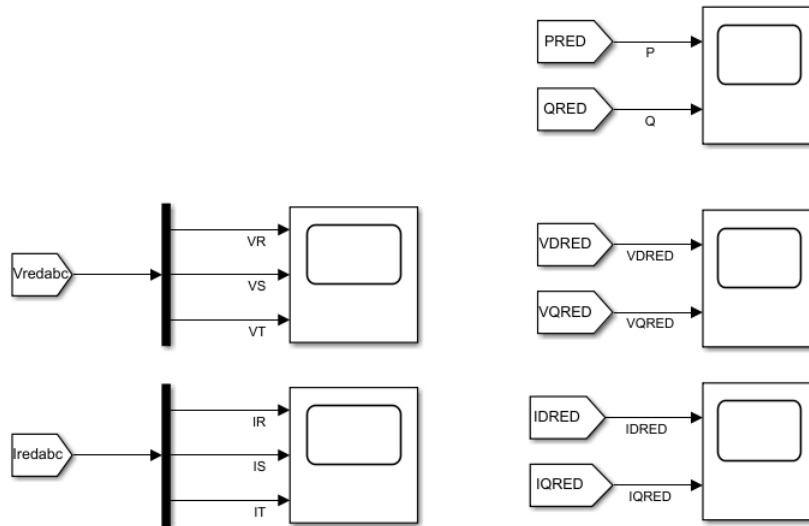


Figura 95: Interfaz de medidas de la red.

Debajo del recuadro de las medidas, por un lado se encuentra el que recoge los Algoritmos de Control, mostrado anteriormente, y un recuadro interactivo. En este se puede definir la tensión continua con la que se desee que trabaje el sistema, es decir, la tensión de referencia del complejo, además de poder analizar el comportamiento del sistema teniendo una radiación solar incidente constantes o variante.

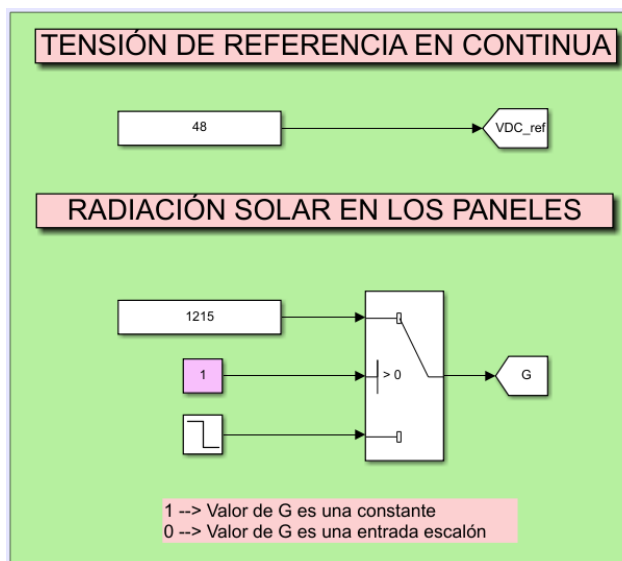


Figura 96: Interfaz interactiva para introducir la tensión de referencia y la incidencia solar.

Siguiendo el orden descendente, se encuentra el recuadro Parámetros Del Panel donde se pueden introducir los parámetros del panel fotovoltaico a emplear. Este subsistema recoge el siguiente modelo:

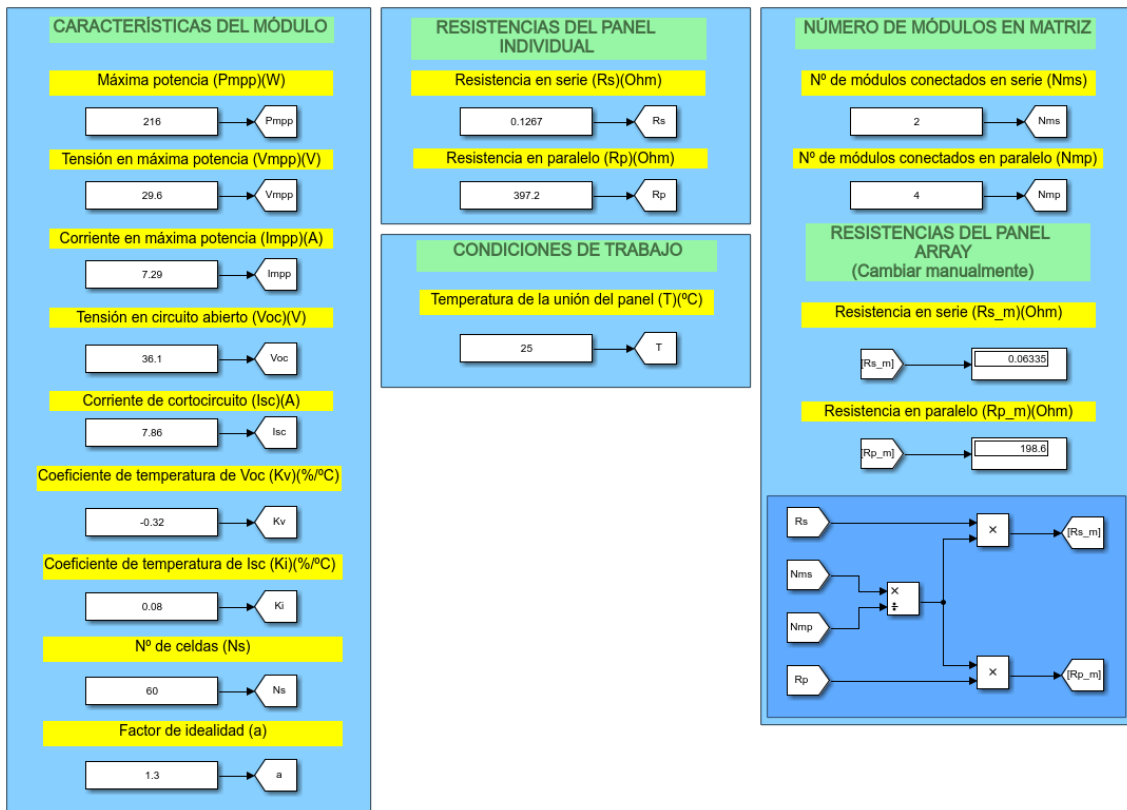


Figura 97: Interfaz para los parámetros del panel.

Como es visible, en este modelo se pueden recoger todos los datos importantes de la hoja característica para la simulación de un panel fotovoltaico. Además, se pueden introducir las resistencias obtenidas mediante el algoritmo de "Obtener\_Rs\_Rp" y la dimensión de la matriz de paneles que se desea generar, para así poder introducir las manualmente en el modelo del conjunto de paneles y obtener una respuesta deseada.

Finalmente, en el panel de mando se encuentra el bloque de Powergui, el cual es necesario para realizar la simulación, ya que es el encargado de resolver las ecuaciones y simular dichos resultados. Es un bloque de Matlab Simulink.



Figura 98: Bloque del Powergui.

De esta forma, se logra el modelo final del conjunto:

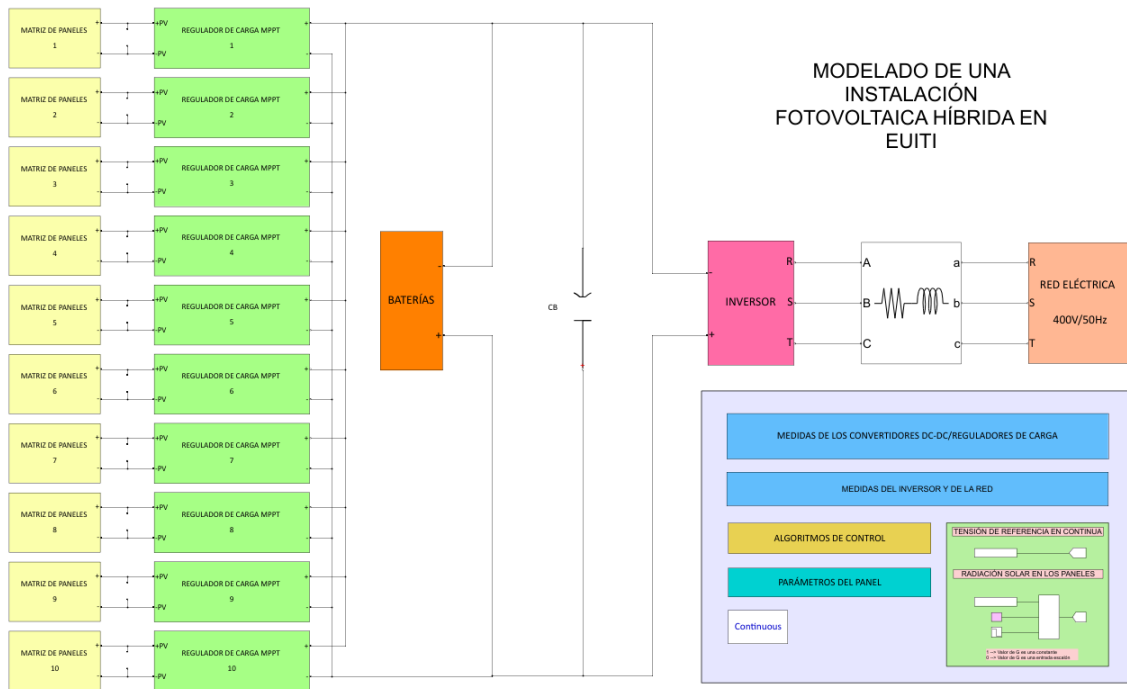


Figura 99: Modelo final.

GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA  
**TRABAJO FIN DE GRADO**

**MODELADO DE UNA INSTALACIÓN  
FOTOVOLTAICA HÍBRIDA**

**DOCUMENTO 2- METODOLOGÍA SEGUIDA EN EL  
DESARROLLO DEL TRABAJO**

**Alumno/Alumna:** Aguirre, Martín, Ander

**Director/Directora:** Maseda, Rego, Francisco Javier

**Codirector/Codirectora:** Martija, López, Itziar

**Curso:** 2020-2021

**Fecha:** 24 de junio de 2021

# 1. Descripción de tareas, fases, equipos o procedimientos

En este apartado se van a mostrar los modelos de simulación de cada una de las partes que conforman el complejo fotovoltaico, explicando los procesos llevados a cabo para su modelado y la metodología empleada para el diseño del montaje final.

## 1.1 Modelado de un panel fotovoltaico

Para poder llevar a cabo la simulación en la herramienta Matlab Simulink, se ha seleccionado el panel policristalino YUR.POWER A-P216:

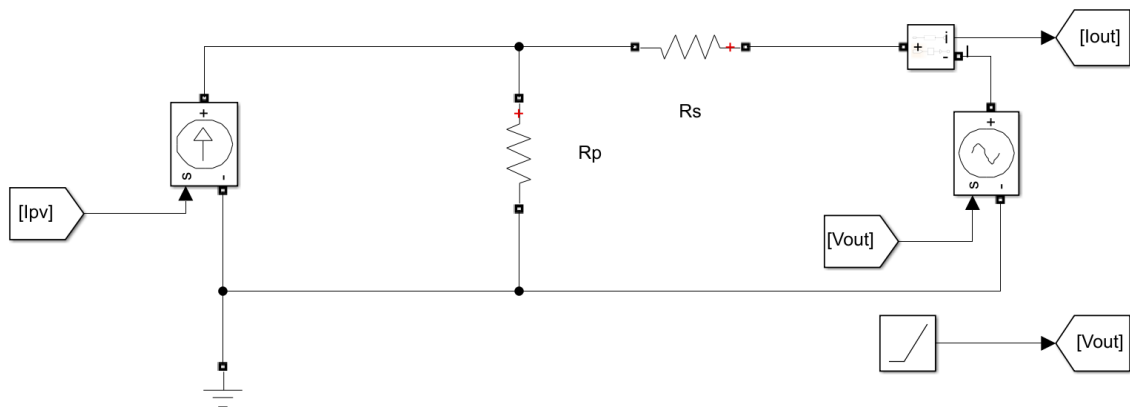


Figura 100: Modelado del fotodiodo en Matlab Simulink.

En este modelo se tiene una corriente  $I_{PV}$  correspondiente a la corriente ideal generada por el fotodiodo, una corriente  $I_{OUT}$  que será la de salida y la que alimentará al montaje, y una tensión  $V_{OUT}$ . Esta tensión es con la que se hará un futuro control mediante un controlador de tipo MPPT. Como en esta ocasión solo es de interés comprobar el funcionamiento del modelo, se va a ir aumentando la tensión de manera lineal, con el fin de verificar que se obtiene una potencia de salida aproximada de 216W.

Mediante un estudio teórico, se ha podido lograr el modelo de la corriente  $I_{PV}$ . De tal manera, se puede conocer la ecuación de la corriente de salida  $I_{OUT}$ .

$$\begin{aligned}
 I_{OUT} &= I_{PV} - I_{RP} \\
 I_{OUT} &= I_F - I_D - I_{RP} \\
 I_{OUT} &= I_F - I_S \left[ \exp\left(\frac{V_{OUT} + R_S \cdot I_{OUT}}{V_{TH} \cdot a}\right) - 1 \right] - \frac{V_{OUT} + I_{OUT} \cdot R_S}{R_P} \quad (58)
 \end{aligned}$$

La corriente de salida, como bien es visible, depende fuertemente de las resistencias del circuito. Por lo tanto, se pueden emplear los datos del punto de máxima potencia que se encuentran en la hoja característica para poder conocer los valores correspondientes, llegando así a la conclusión de que una resistencia depende de la otra. En esta ocasión, se despeja  $R_P$ .

$$R_P = \frac{V_{MPP} + I_{MPP} \cdot R_S}{I_F - I_S \left[ \exp\left(\frac{V_{MPP} + R_S \cdot I_{MPP}}{V_{TH} \cdot a}\right) - 1 \right] - \frac{P_{MPP}}{V_{MPP}}} \quad (59)$$



Para el cálculo de la resistencia  $R_p$  se requiere saber el valor de la resistencia  $R_s$ , cosa que se desconoce. De tal manera, se va a realizar una iteración, donde se da un valor inicial a  $R_s$ , se calcula  $R_p$  y se aumenta la tensión con el fin de que coincida la potencia máxima con la que se está calculando. Por este motivo, se desarrolla el algoritmo "Obtención\_  $R_p$   $R_s$ ".

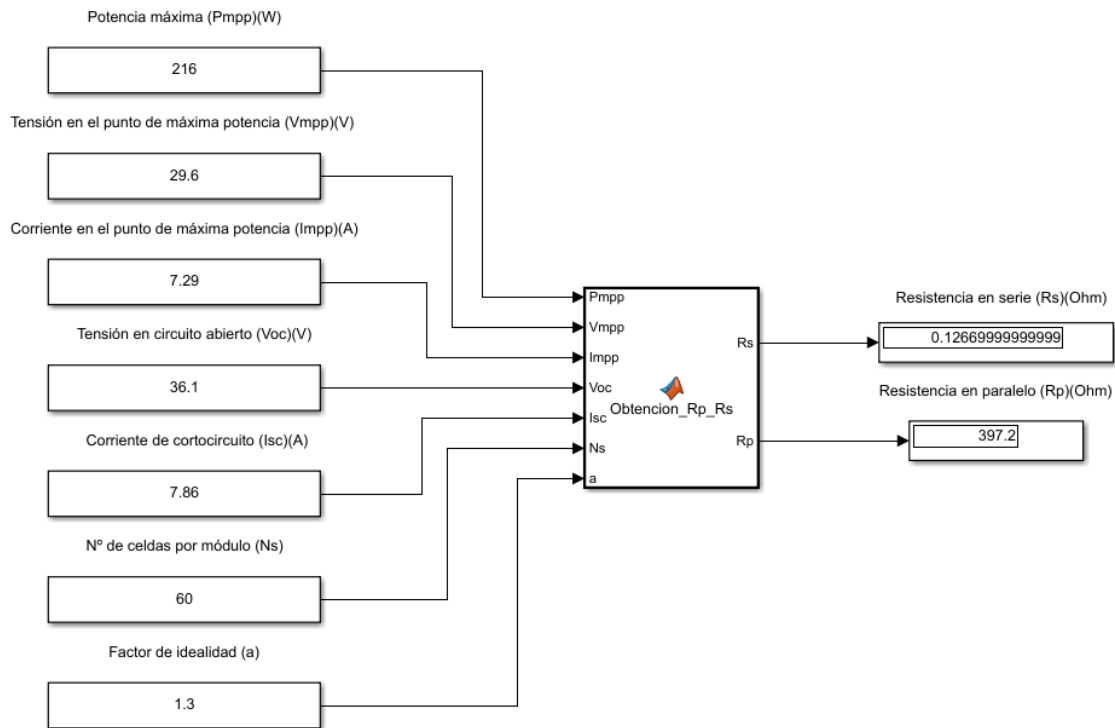


Figura 101: Entradas y salidas de la función `Obtener_Rp_Rs`.

Conocidos ya los valores de las resistencias  $R_p$  y  $R_s$ , simplemente hay que incluir las ecuaciones expuestas anteriormente para generar la corriente ideal del panel  $I_{pv}$ . Para ello, se hace uso del código "Corriente\_ideal\_panel":

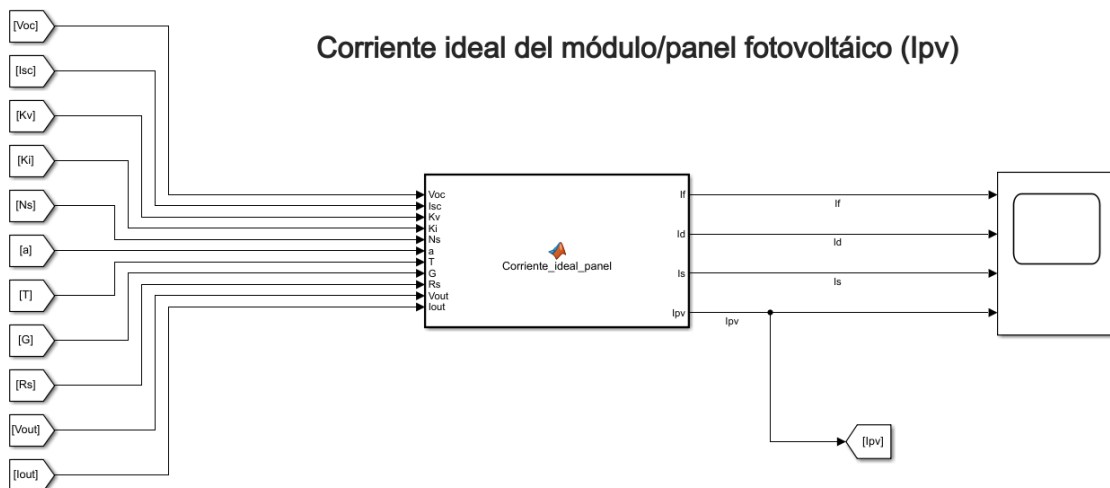


Figura 102: Entradas y salidas de la función `Corriente_Ideal_Panel`.

## 1.2 Modelado de una matriz de paneles fotovoltaicos

El módulo en solitario es capaz de generar una potencia que es insuficiente como para abastecer, en la mayoría de las veces, la potencia de consumo. Por esta misma razón, existen diversas conexiones entre los paneles con el fin de lograr la mayor potencia posible sin dañar ningún equipo del sistema. A este conjunto de paneles se le denomina matriz.

El dimensionamiento de estas matrices viene limitado por las tensiones y corrientes máximas que presenta cada panel, pero sobre todo por las características del regulador de carga. De modo que es altamente ineficiente si se crea una matriz que otorgue una tensión de 1000V si el regulador solo puede soportar 100V como máximo. Lo mismo pasa con la corriente.

Es por esta misma razón por la que se estudia cómo realizar el conexionado en serie y paralelo adecuadamente. Para ello, hay que tener muy presente la ley de Ohm.

### 1.2.1 Conexión en serie

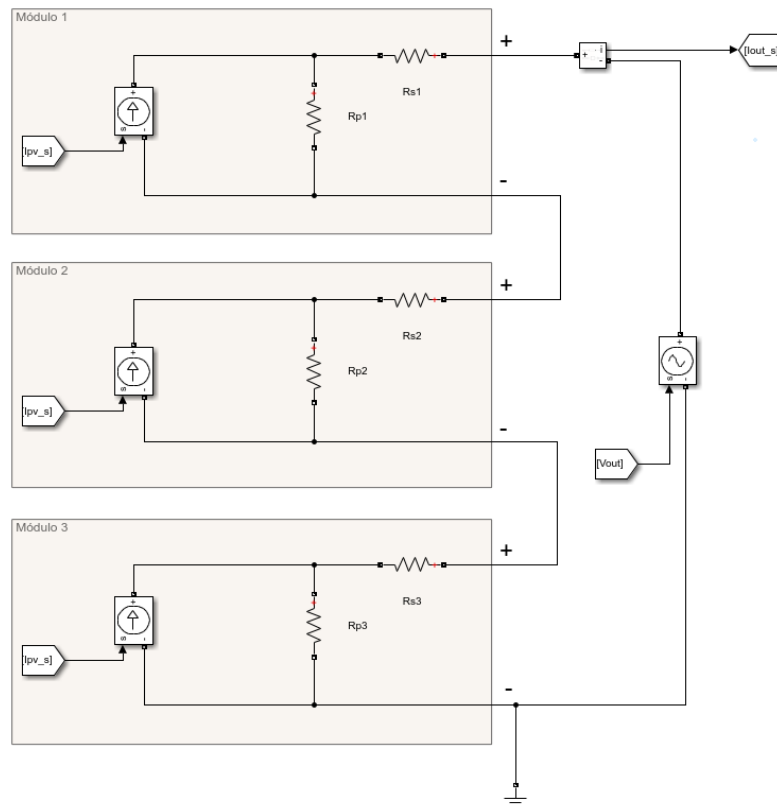


Figura 103: Conexión en serie de tres paneles.

Para poder conectar los paneles en serie hay que saber que la corriente generada se mantiene constante, sumándose así la tensión de cada uno de los paneles. Cuando se construye este tipo de montaje, hay que tener en cuenta la tensión máxima que soporta el regulador de carga a su entrada, ya que el del panel del en circuito abierto  $V_{OC}$  suele ser bastante mayor y no se considera.

Además, es visible como todas las resistencias están en serie, tanto  $R_s$  como  $R_p$ , tantas veces como paneles haya. Dicho de otra manera, y siendo  $N_M$  el número de módulos en serie:

$$R_{P,M} = N_{MS} \cdot R_P \quad (60)$$

$$R_{S,M} = N_{MS} \cdot R_S \quad (61)$$

Y la tensión que cae en cada uno será la tensión de salida inversamente proporcional al número de paneles en serie conectados, es decir:

$$V_{OUT} = \frac{V_{OUT,M}}{N_{MS}} \quad (62)$$

Importante destacar que se aumenta el número de células de los paneles conectados a medida que se van integrando más paneles en serie. De ahí que se multiplique el valor de las celdas de cada módulo por el número de paneles en serie empleados.

### 1.2.2 Conexión en paralelo

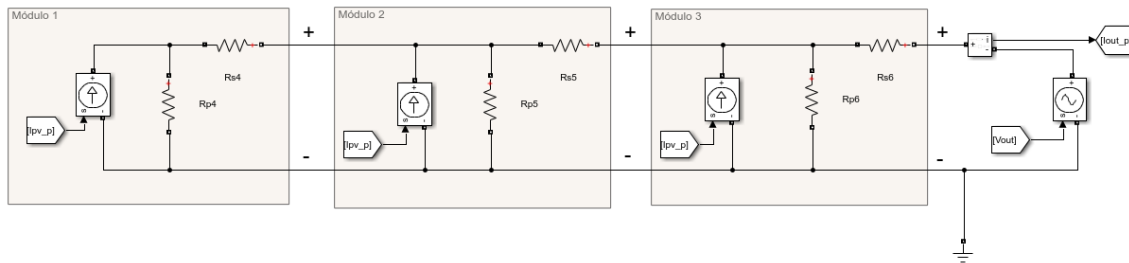


Figura 104: Conexión en paralelo de tres paneles.

Cuando se conectan en paralelo los módulos, son las tensiones las que se quedan constantes sumándose así las corrientes generadas. De esta manera, hay que tener en cuenta que no se queme el fusible que incorporan los paneles, es decir, que no se sobrepase su corriente máxima, ni tampoco la corriente máxima que soporta el regulador de carga.

Además, es visible que hay tantas resistencias en paralelo como módulos, bien  $R_P$  como  $R_S$ . De tal manera que, si  $N_{MP}$  es el número de paneles en paralelo, se consigue la siguiente ecuación.

$$\frac{1}{R_{P,M}} = \frac{1}{R_{P1}} + \frac{1}{R_{P2}} + \frac{1}{R_{P3}} \dots$$

$$R_{P,M} = \frac{R_P}{N_{MP}} \quad (63)$$

$$\frac{1}{R_{S,M}} = \frac{1}{R_{S1}} + \frac{1}{R_{S2}} + \frac{1}{R_{S3}} \dots$$

$$R_{S,M} = \frac{R_S}{N_{MP}} \quad (64)$$

De modo que la corriente  $I_{PV,M}$  que genera la matriz se va aumentando de manera proporcional a medida que van incluyéndose módulos en paralelo, es decir:

$$I_{PV,M} = N_{MP} \cdot I_{PV} = N_{MP}(I_F - I_D) \quad (65)$$

Y teniendo en cuenta que las matrices a construir tendrán tanto paneles en serie como en paralelo, la ecuación de la corriente de salida de la matriz  $I_{PV,M}$  vendrá dada por la siguiente

ecuación, que se consigue sustituyendo las resistencias, corrientes y tensiones de la ecuación 46 por las ya calculadas.

$$I_{PV,M} = I_F \cdot N_{MP} - I_S \cdot N_{MP} \left[ \exp \left( \frac{V_{OUT,M} + \frac{N_{MS}}{N_{MP}} \cdot R_S \cdot I_{OUT,M}}{V_{TH} \cdot a \cdot N_{MS}} \right) - 1 \right] \quad (66)$$

$$I_{OUT,M} = I_{PV,M} - \frac{V_{OUT,M} + I_{OUT,M} \cdot \frac{N_{MS}}{N_{MP}} \cdot R_S}{\frac{N_{MS}}{N_{MP}} \cdot R_P} \quad (67)$$

Obtenida ya la ecuación de la corriente de salida de la matriz, se puede modelar dicha distribución en un solo panel teniendo en cuenta que las resistencias del modelo ahora tienen un valor de:

$$R_{P,M} = \frac{N_{MS}}{N_{MP}} \cdot R_P \quad (68)$$

$$R_{S,M} = \frac{N_{MS}}{N_{MP}} \cdot R_S \quad (69)$$

Por lo tanto, para el nuevo cálculo de la corriente generada por el conjunto de paneles, se emplea la función “Corriente\_ideal\_array”.

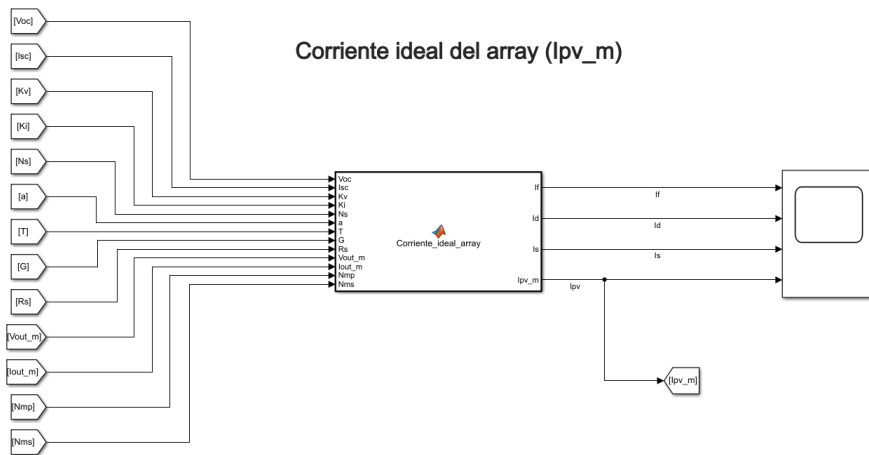


Figura 105: Entradas y salidas de la función Corriente\_ideal\_array

Y se utiliza el mismo modelo que un panel normal, solo que empleando  $R_{S,M}$  y  $R_{P,M}$ .

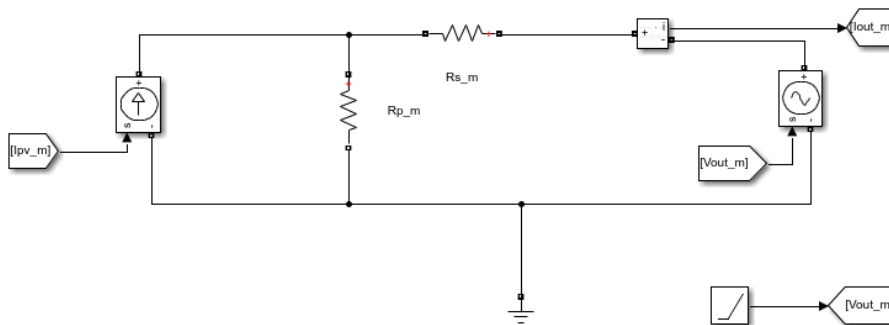


Figura 106: Modelo de una matriz de paneles.

### 1.3 Modelado del convertidor DC-DC

El modelo del regulador de carga para la simulación es igual al mostrado en la figura 21, con su correspondiente bobina, condensador, diodo y mosfet. La única diferencia que recae es que la señal del mosfet vendrá dominada por una señal PWM, la cual es generada por un algoritmo de control de tipo INC.

Es importante mencionar que el regulador de carga va a transformar una tensión variable proveniente del conjunto de paneles en otra que será la que irá a las baterías. Respecto a la entrada, la tensión máxima que se va a soportar en bornes será la tensión de circuito abierto proveniente del array de paneles fotovoltaicos, y la mínima una que se estime adecuada para poder trabajar en el MPP. En cambio, a la salida se va a tener una tensión máxima igual a la que el conjunto de baterías tenga en la fase de absorción, y una mínima igual a la tensión de las baterías al estar descargadas un 80%.

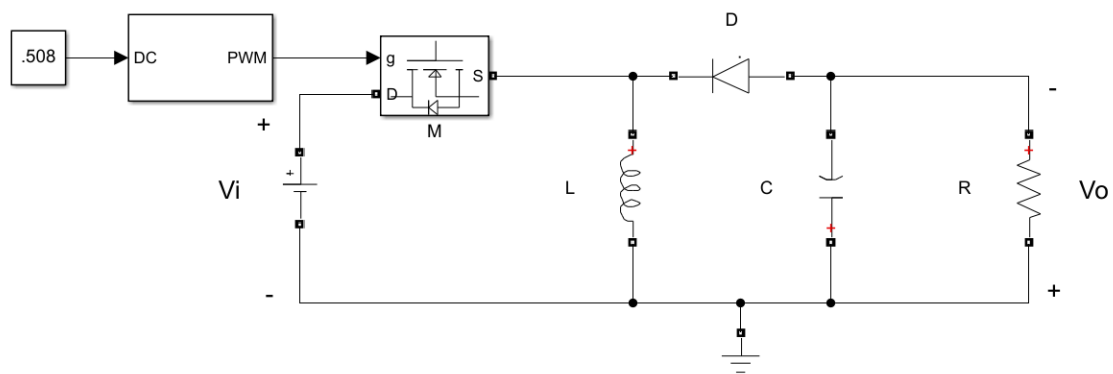


Figura 107: Regulador de carga Buck-Boost.

El modelo mostrado es el ideal, ya que  $V_i$  muestra la tensión fluctuante proveniente de los paneles,  $V_o$  la tensión de salida a las baterías, y  $R$  la carga del sistema. Este último será suprimido, al igual que la fuente de corriente continua  $V_i$ , a la hora de implementarlo en el modelo de simulación del sistema.

Además, se puede observar cómo el mosfet está dirigida por la señal PWM, dominada por el  $D$  que se desea. A pesar de que en la imagen anterior se tenga un  $D$  de valor de 0,508, este duty cycle será calculado en todo momento mediante la función "Algoritmo\_INC". Este se recoge en el apartado de algoritmos.

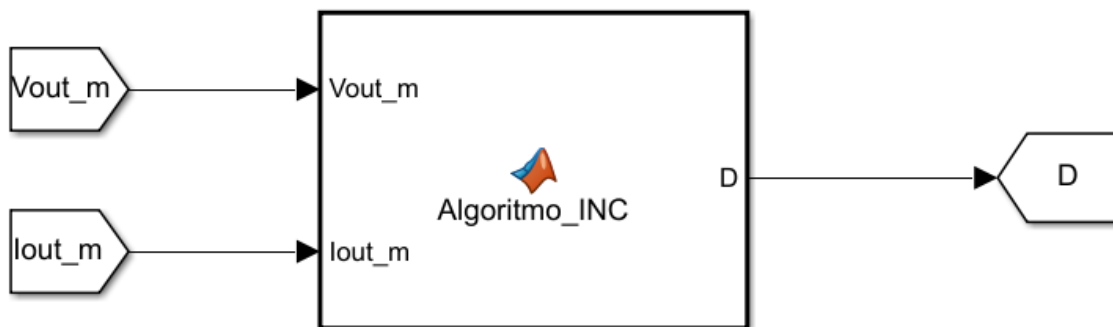


Figura 108: Entradas y salidas del algoritmo de conductancia incremental (INC)

## 1.4 Modelado de la batería

Para poder modelar el conjunto de baterías del sistema, se va a hacer uso de las características de la batería Ultracell-UZS600-6. Además, se va a emplear el siguiente modelo de batería que proporciona la librería Simscape.

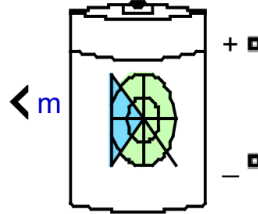


Figura 109: Modelo de una batería de Matlab Simulink.

En ella se introducen las siguientes características:

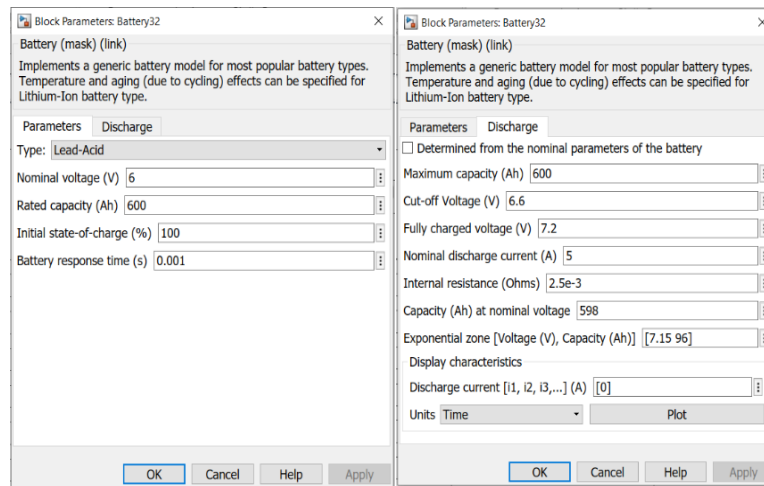


Figura 110: Parámetros del bloque de las baterías de Matlab Simulink.

Estas baterías son de plomo ácido con una descarga de 600 Ah (con cinco días de austeridad o autonomía) a un voltaje nominal de 6 V. Además, se ha supuesto que se empieza con las baterías totalmente cargadas y que tienen una respuesta muy rápida ante posibles variaciones, siendo su tiempo de respuesta de 1 ms.

Para establecer las tensiones máximas y mínimas, se ha analizado la tensión que tiene la batería en absorción y en flotación. Es decir, se ha definido que la tensión de corte es la mínima de flotación (6,6 V), mientras que la tensión que determine que está totalmente cargada sea la máxima de absorción (7,2 V). Por otro lado, se ha definido su corriente de descarga nominal a 5 A, una resistencia interna de 2,5 m $\Omega$  y una capacidad a una tensión nominal de 598 Ah.

Finalmente, reparando a las curvas de descarga de la hoja característica de la batería, se ha establecido que el rango de descarga exponencial tiene dicho comportamiento solo hasta alcanzar los 7,15 V y 96 Ah, es decir:

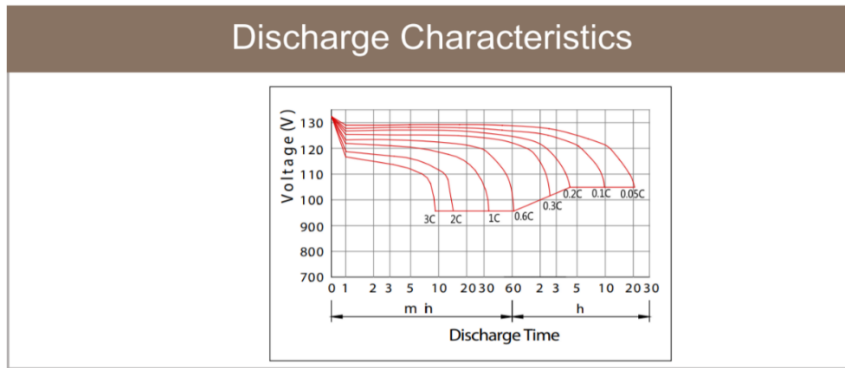


Figura 111: Curva de descarga de la batería Ultracell-UZS600-6

### 1.5 Modelado del inversor

Como bien se ha mencionado en el apartado de la fundamentación teórica sobre el inversor, se desea tener un inversor bidireccional libre de irreversibilidades. Es decir, libre de armónicos generados por la conmutación de los interruptores de potencia del mismo.

Por esta misma razón, se va a emplear el inversor ideal VSC, el cual simplemente requiere de la señal de referencia senoidal. Esta señal es la generada tras haber desarrollado un complejo algoritmo de control que permitirá al sistema inyectar o recibir potencia de la red.

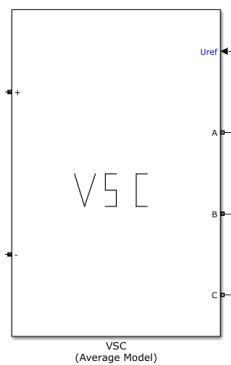


Figura 112: Modelo del inversor de tipo VSC.

Cuya configuración es la siguiente:

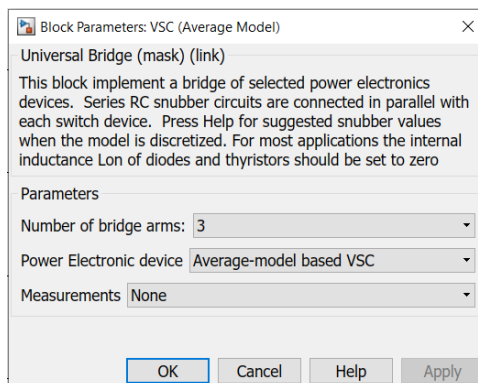


Figura 113: Parámetros del bloque VSC del inversor.

El algoritmo que gobierna este inversor se encuentra en el apartado de algoritmos.

## 2. Diagrama de Gantt/cronograma

En este apartado se va a mostrar el desarrollo del proyecto durante el curso. Para ello, se ha empleado la herramienta del diagrama de Gantt, a fin de mostrar el tiempo empleado en cada una de las partes que conforman este proyecto.

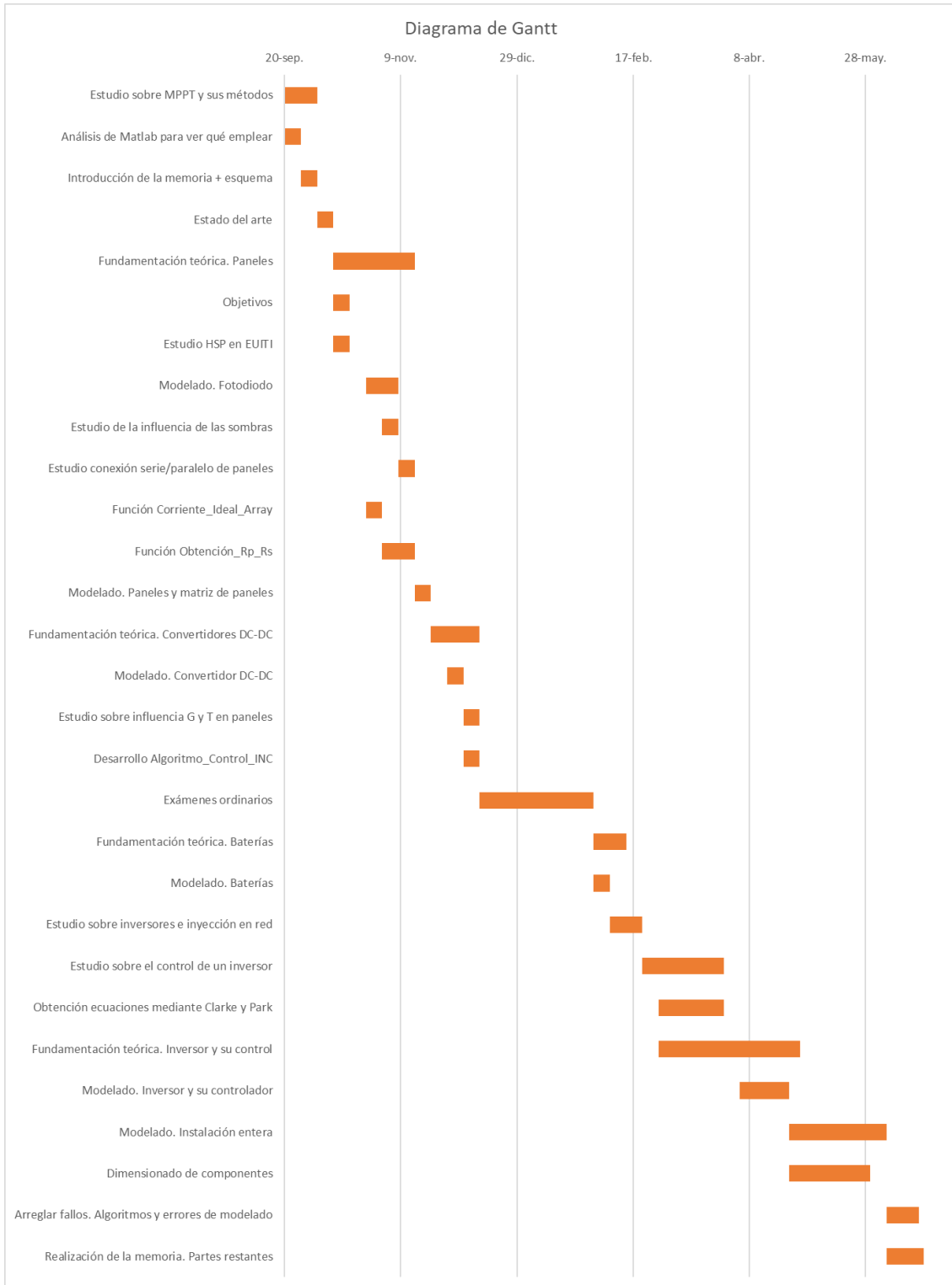


Figura 114: Diagrama de Gantt.



### 3. Cálculos y algoritmos

En este apartado se van a mostrar todas las herramientas diseñadas para realizar la instalación, tanto los algoritmos de control con su correspondiente explicación, como los cálculos de los semiconductores.

#### 3.1 Cálculos y dimensionado de componentes

##### 3.1.1 Panel solar

###### 3.1.1.1 Resistencias $R_p$ y $R_s$ :

$$\begin{aligned}
 I_{MPP} &= I_F - I_S \left[ \exp\left(\frac{V_{MPP} + R_S \cdot I_{MPP}}{V_{TH} \cdot a}\right) - 1 \right] - \frac{V_{MPP} + I_{MPP} \cdot R_S}{R_p} \\
 P_{MPP} &= V_{MPP} \cdot I_{MPP} \\
 \frac{P_{MPP}}{V_{MPP}} &= I_F - I_S \left[ \exp\left(\frac{V_{MPP} + R_S \cdot I_{MPP}}{V_{TH} \cdot a}\right) - 1 \right] - \frac{V_{MPP} + I_{MPP} \cdot R_S}{R_p} \\
 \frac{V_{MPP} + I_{MPP} \cdot R_S}{R_p} &= I_F - I_S \left[ \exp\left(\frac{V_{MPP} + R_S \cdot I_{MPP}}{V_{TH} \cdot a}\right) - 1 \right] - \frac{P_{MPP}}{V_{MPP}} \\
 R_p &= \frac{V_{MPP} + I_{MPP} \cdot R_S}{I_F - I_S \left[ \exp\left(\frac{V_{MPP} + R_S \cdot I_{MPP}}{V_{TH} \cdot a}\right) - 1 \right] - \frac{P_{MPP}}{V_{MPP}}} \quad (70)
 \end{aligned}$$

##### 3.1.2 Condensador de desacoplo entre panel y regulador de carga DC-DC

Para determinar el condensador de desacoplo a emplear, se ha empleado la ecuación de la corriente de un condensador, es decir:

$$I_{C_A} = C_A \cdot \frac{dV_{C_A}}{dt} = C_A \cdot \frac{\Delta V_{C_A}}{\Delta t}$$

Sabiendo que la frecuencia de dicha fluctuación viene dada por la frecuencia de conmutación del convertidor DC-DC:

$$\begin{aligned}
 I_{C_A} &= C_A \cdot (V_{MAX} - V_{MIN}) \cdot f_C \\
 \frac{P_{C_A}}{V_{C_A}} &= C_A \cdot (V_{MAX} - V_{MIN}) \cdot f_C \\
 C_A &= \frac{P_{C_A}}{V_{C_A} \cdot (V_{MAX} - V_{MIN}) \cdot f_C}
 \end{aligned}$$

La potencia en el condensador es la misma que la de salida del panel:

$$C_A = \frac{P_{OUT,M}}{V_{OUT,M} \cdot V_{PP} \cdot f_C} \quad (71)$$

Y donde se quiere que el rizado no supere el 2%:

$$C_A = \frac{P_{OUT,M}}{V_{OUT,M}^2 \cdot 0,02 \cdot f_C}$$

Con 72,2 V de salida:

$$C_A = \frac{10e^3}{72,2^2 \cdot 0,02 \cdot 1e^3} = 95,9 \text{ mF}$$

Con 51 V de salida:

$$C_A = \frac{10e^3}{51^2 \cdot 0,02 \cdot 1e^3} = 192 \text{ mF}$$

Se selecciona un condensador de 0,2 F.

### 3.1.3 Regulador de carga

#### 3.1.3.1 Bobina

Para analizar la bobina y sus respectivas corrientes máximas y mínimas, se suponen que son ideales y que por lo tanto la potencia de entrada es igual a la de la salida.

$$P_i = P_o$$

Como la fuente de alimentación va a suministrar la corriente a la bobina y las dos están sometidas en todo momento a una tensión igual, las potencias son iguales.

$$P_i = P_L = P_o$$

$$V_i \cdot I_i = V_i \cdot I_{LMED} \cdot D = V_o \cdot I_o = \frac{V_o^2}{R}$$

$$V_i \cdot I_{LMED} \cdot D = \frac{V_o^2}{R}$$

$$I_{LMED} = \frac{V_o^2}{R \cdot V_i \cdot D} = \frac{P_o}{V_s \cdot D}$$

$$I_{LMED} = \frac{V_i \cdot D}{(1-D)^2 \cdot R} = \frac{V_i \cdot D \cdot P_o}{(1-D)^2 \cdot V_o^2} \quad (72)$$

Donde las corriente máximas y mínimas por la bobina serían:

$$I_{LMAX} = I_{LMED} + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_i \cdot D}{(1-D)^2 \cdot R} + \frac{V_i \cdot D \cdot T_C}{2 \cdot L} \quad (73)$$

$$I_{LMIN} = I_{LMED} - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_i \cdot D}{(1-D)^2 \cdot R} - \frac{V_i \cdot D \cdot T_C}{2 \cdot L} \quad (74)$$

Por lo tanto, con el fin de obtener el valor de la inductancia mínima para una señal de conducción continuada, se iguala a cero la corriente mínima como se ha hecho con el resto:

$$\frac{V_i \cdot D}{(1-D)^2 \cdot R} = \frac{(V_i \cdot D \cdot T_C)}{2 \cdot L}$$

$$L_{MIN} = \frac{(1-D)^2 \cdot R}{2 \cdot f_c}$$

$$L_{MIN} = \frac{(1-D)^2 \cdot V_o^2}{2 \cdot f_c \cdot P_o} \quad (75)$$

Obtenida la expresión, se procede a dar los valores pertinentes empleando una potencia máxima de 10 kW y una frecuencia de conmutación de 1 kHz.

Con tensión de entrada mínima (51 V), tensión de salida mínima (52,8 V) y un duty cycle de 0,508:

$$L_{1,MIN} = \frac{(1 - 0,508)^2 \cdot 52,8^2}{2 \cdot 1e^3 \cdot 10e^3} = 337 \mu H$$

Con tensión de entrada mínima (51 V) y tensión de salida máxima (57,6 V) y un duty cycle de 0,53:

$$L_{2,MIN} = \frac{(1 - 0,53)^2 \cdot 57,6^2}{2 \cdot 1e^3 \cdot 10e^3} = 366 \mu H$$

Con tensión de entrada máxima (72,2 V) y tensión de salida mínima (52,8 V) y un duty cycle de 0,422:

$$L_{3,MIN} = \frac{(1 - 0,422)^2 \cdot 52,8^2}{2 \cdot 1e^3 \cdot 10e^3} = 466 \mu H$$

Con tensión de entrada máxima (72,2 V) y tensión de salida máxima (57,6 V) y un duty cycle de 0,444:

$$L_{4,MIN} = \frac{(1 - 0,444)^2 \cdot 57,6^2}{2 \cdot 1e^3 \cdot 10e^3} = 513 \mu H$$

De modo que se emplea una bobina de 600  $\mu H$ .

Es de importancia conocer su corriente media, fluctuante, máxima, mínima y eficaz para poder dimensionar el resto de los componentes. Por lo tanto, empleando una potencia máxima de 10 kW, la bobina ya definida de 600  $\mu H$ , la frecuencia de conmutación de 1 kHz y las siguientes ecuaciones:

$$I_{LMED} = \frac{V_i \cdot D \cdot P_o}{(1 - D)^2 \cdot V_o^2} \quad (76)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_i \cdot D}{L \cdot f_c} \quad (77)$$

$$I_{LMAX} = I_{LMED} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (78)$$

$$I_{LMIN} = I_{LMED} - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (79)$$

$$I_{LRMS} = \sqrt{I_{LMED}^2 + \left(\frac{\Delta i_L}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (80)$$

Con tensión de entrada mínima (51 V), tensión de salida mínima (52,8 V) y un duty cycle de 0,508:

$$I_{L,1MED} = \frac{51 \cdot 0,508 \cdot 10e^3}{(1 - 0,508)^2 \cdot 52,8^2} = 383,91 A$$

$$\Delta i_{L,1} = \frac{51 \cdot 0,508}{600e^{-6} \cdot 1e^3} = 43,18 \text{ A}$$

$$I_{L,1MAX} = I_{L,1MED} + \frac{\Delta i_{L,1}}{2} = 383,91 + \frac{43,18}{2} = 405,5 \text{ A}$$

$$I_{L,1MIN} = I_{L,1MED} - \frac{\Delta i_{L,1}}{2} = 383,91 - \frac{43,18}{2} = 362,32 \text{ A}$$

$$I_{L,1RMS} = \sqrt{I_{L,1MED}^2 + \left(\frac{\Delta i_{L,1}}{\sqrt{3}}\right)^2} = \sqrt{383,91^2 + \left(\frac{43,18}{\sqrt{3}}\right)^2} = 384,11 \text{ A}$$

Con tensión de entrada mínima (51 V) y tensión de salida máxima (57,6 V) y un duty cycle de 0,53:

$$I_{L,2MED} = \frac{51 \cdot 0,53 \cdot 10e^3}{(1 - 0,53)^2 \cdot 57,6^2} = 368,81 \text{ A}$$

$$\Delta i_{L,2} = \frac{51 \cdot 0,53}{600e^{-6} \cdot 1e^3} = 45,05 \text{ A}$$

$$I_{L,2MAX} = I_{L,2MED} + \frac{\Delta i_{L,2}}{2} = 368,81 + \frac{45,05}{2} = 391,33 \text{ A}$$

$$I_{L,2MIN} = I_{L,2MED} - \frac{\Delta i_{L,2}}{2} = 368,81 - \frac{45,05}{2} = 346,28 \text{ A}$$

$$I_{L,2RMS} = \sqrt{I_{L,2MED}^2 + \left(\frac{\Delta i_{L,2}}{\sqrt{3}}\right)^2} = \sqrt{368,81^2 + \left(\frac{45,05}{\sqrt{3}}\right)^2} = 369,04 \text{ A}$$

Con tensión de entrada máxima (72,2 V) y tensión de salida mínima (52,8 V) y un duty cycle de 0,422:

$$I_{L,3MED} = \frac{72,2 \cdot 0,422 \cdot 10e^3}{(1 - 0,422)^2 \cdot 52,8^2} = 327,13 \text{ A}$$

$$\Delta i_{L,3} = \frac{72,2 \cdot 0,422}{600e^{-6} \cdot 1e^3} = 50,78 \text{ A}$$

$$I_{L,3MAX} = I_{L,3MED} + \frac{\Delta i_{L,3}}{2} = 327,13 + \frac{50,78}{2} = 352,52 \text{ A}$$

$$I_{L,3MIN} = I_{L,3MED} - \frac{\Delta i_{L,3}}{2} = 327,13 - \frac{50,78}{2} = 301,74 \text{ A}$$

$$I_{L,3RMS} = \sqrt{I_{L,3MED}^2 + \left(\frac{\Delta i_{L,3}}{\sqrt{3}}\right)^2} = \sqrt{327,13^2 + \left(\frac{50,78}{\sqrt{3}}\right)^2} = 327,46 \text{ A}$$

Con tensión de entrada máxima (72,2 V) y tensión de salida máxima (57,6 V) y un duty cycle de 0,444:

$$I_{L,4MED} = \frac{72,2 \cdot 0,444 \cdot 10e^3}{(1 - 0,444)^2 \cdot 57,6^2} = 274,88 \text{ A}$$

$$\Delta i_{L,4} = \frac{72,2 \cdot 0,444}{600e^{-6} \cdot 1e^3} = 53,43 \text{ A}$$

$$I_{L,4MAX} = I_{L,4MED} + \frac{\Delta i_{L,4}}{2} = 274,88 + \frac{53,43}{2} = 301,6 \text{ A}$$

$$I_{L,4MIN} = I_{L,4MED} - \frac{\Delta i_{L,4}}{2} = 274,88 - \frac{53,43}{2} = 248,17 \text{ A}$$

$$I_{L,4RMS} = \sqrt{I_{L,4MED}^2 + \left(\frac{\Delta i_{L,4}}{\sqrt{3}}\right)^2} = \sqrt{274,88^2 + \left(\frac{53,43}{\sqrt{3}}\right)^2} = 275,31 \text{ A}$$

Siendo entonces los siguientes valores máximos de corriente por la bobina:

Tabla 6: Corrientes máximas por la bobina del convertidor DC-DC.

| Corrientes máximas. Bobina. |        |   |
|-----------------------------|--------|---|
| $I_{LMED}$                  | 383,91 | A |
| $\Delta i_L$                | 53,43  | A |
| $I_{LMAX}$                  | 405,5  | A |
| $I_{LMIN}$                  | 248,17 | A |
| $I_{LRMS}$                  | 384,11 | A |

### 3.1.1.2 Condensador

Explicación de la ecuación

$$C_{MIN} = \frac{P_o \cdot D}{V_o^2 \cdot \frac{\Delta V_o}{V_o} \cdot f_c} \quad (81)$$

Obtenida la expresión, se procede a dar los valores pertinentes empleando una potencia máxima de 10 kW, una frecuencia de conmutación de 1 kHz y un rizado del 2%.

Con tensión de entrada mínima (51 V), tensión de salida mínima (52,8 V) y un duty cycle de 0,508:

$$C_{1,min} = \frac{10e^3 \cdot 0,508}{52,8^2 \cdot 0,02 \cdot 1e^3} = 91,1 \text{ mF}$$

Con tensión de entrada mínima (51 V) y tensión de salida máxima (57,6 V) y un duty cycle de 0,53:

$$C_{2,min} = \frac{10e^3 \cdot 0,53}{57,6^2 \cdot 0,02 \cdot 1e^3} = 79,8 \text{ mF}$$

Con tensión de entrada máxima (72,2 V) y tensión de salida mínima (52,8 V) y un duty cycle de 0,422:

$$C_{3,min} = \frac{10e^3 \cdot 0,422}{52,8^2 \cdot 0,02 \cdot 1e^3} = 75,7 \text{ mF}$$

Con tensión de entrada máxima (72,2 V) y tensión de salida máxima (57,6 V) y un duty cycle de 0,444:

$$C_{4,min} = \frac{10e^3 \cdot 0,444}{57,6^2 \cdot 0,02 \cdot 1e^3} = 67 \text{ mF}$$

De tal manera que se emplea un condensador de 100 mF.

### 3.1.1.3 Interruptor

Para conocer las características del interruptor, se deben de conocer las tensiones y corrientes a las que va a estar expuesto.

Por ello, se conoce que la corriente que circule por el interruptor va a venir dominado por el duty cycle. Cuando este se active, es decir, cuando el duty cycle esté a nivel alto, la corriente circulará por dicho componente entrando a la bobina. De modo que se entiende como la corriente media que circula por la bobina durante el tiempo que esté el duty cycle a nivel alto.

$$I_M = I_{L_{MED}} \cdot D$$

Y si se emplea el mayor duty cycle que se tiene, se obtiene la corriente máxima a la que el interruptor está expuesto.

$$I_M = I_{L_{MED}} \cdot D_{MAX} \quad (82)$$

$$I_M = 384 \cdot 0,53 = 203,52 \text{ A}$$

Con respecto a la tensión, pasa todo lo contrario que con la corriente. La tensión máxima entre bornes que va a soportar dicho componente viene dada cuando está en circuito abierto, es decir, cuando no está activado y se tienen una mayor diferencia de tensión entre la entrada y salida.

$$V_M = |\Delta V| \cdot (1 - D) \quad (83)$$

Importante tener en consideración que la tensión de entrada y de salida están invertidas. Por lo tanto, si se analizan las cuatro situaciones, se puede conocer la tensión máxima:

Con tensión de entrada mínima (51 V), tensión de salida mínima (52,8 V) y un duty cycle de 0,508:

$$V_{M1} = |(-52,8 - 51)| \cdot (1 - 0,508) = 51,06 \text{ V}$$

Con tensión de entrada mínima (51 V) y tensión de salida máxima (57,6 V) y un duty cycle de 0,53:

$$V_{M2} = |(-57,6 - 51)| \cdot (1 - 0,53) = 51,04 \text{ V}$$

Con tensión de entrada máxima (72,2 V) y tensión de salida mínima (52,8 V) y un duty cycle de 0,422:

$$V_{M3} = |(-52,8 - 72,2)| \cdot (1 - 0,422) = 72,25 \text{ V}$$

Con tensión de entrada máxima (72,2 V) y tensión de salida máxima (57,6 V) y un duty cycle de 0,444:

$$V_{M4} = |(-57,6 - 72,2)| \cdot (1 - 0,444) = 72,17 \text{ V}$$

Siendo 204 A y 73 V la corriente y la tensión máxima que va a soportar el elemento.

#### 3.1.1.4 Diodo

Para dimensionar el diodo pasa lo contrario que con el interruptor, ya que este se pone en funcionamiento cuando el interruptor no está activado, es decir, cuando el duty cycle está a nivel bajo. De tal manera, y sabiendo que la corriente que circula por el mismo es la corriente media de la bobina, se consigue la siguiente expresión:

$$I_D = I_{L_{MED}} \cdot (1 - D)$$

Y si se emplea el menor duty cycle, se consigue la corriente máxima que va a circular por el diodo:

$$I_D = I_{L_{MED}} \cdot (1 - D_{MIN}) \quad (84)$$

$$I_D = 384 \cdot (1 - 0,422) = 222 \text{ A}$$

Con respecto a la tensión, pasa todo lo contrario que con la corriente. La tensión máxima entre bornes que va a soportar dicho componente viene dada cuando está en circuito cerrado, es decir, cuando está activado y se tienen una mayor diferencia de tensión entre la entrada y salida.

$$V_D = |\Delta V| \cdot D \quad (85)$$

Importante tener en consideración que la tensión de entrada y de salida están invertidas. Por lo tanto, si se analizan las cuatro situaciones, se puede conocer la tensión máxima:

Con tensión de entrada mínima (51 V), tensión de salida mínima (52,8 V) y un duty cycle de 0,508:

$$V_{D1} = |(-52,8 - 51)| \cdot 0,508 = 52,73 \text{ V}$$

Con tensión de entrada mínima (51 V) y tensión de salida máxima (57,6 V) y un duty cycle de 0,53:

$$V_{D2} = |(-57,6 - 51)| \cdot 0,53 = 57,56 \text{ V}$$

Con tensión de entrada máxima (72,2 V) y tensión de salida mínima (52,8 V) y un duty cycle de 0,422:

$$V_{D3} = |(-52,8 - 72,2)| \cdot 0,422 = 52,75 \text{ V}$$

Con tensión de entrada máxima (72,2 V) y tensión de salida máxima (57,6 V) y un duty cycle de 0,444:

$$V_{D4} = |(-57,6 - 72,2)| \cdot 0,444 = 57,63 \text{ V}$$

De modo que el diodo va a soportar una corriente máxima de 222 A y una tensión de 58 V.

#### 3.1.4 Condensador de desacoplo entre baterías e inversor

Para realizar el cálculo del condensador  $C_{DC}$ , se debe de tener en consideración que es la conmutación del inversor la que introduce las fluctuaciones y los armónicos en el sistema. Es decir, por la parte de las baterías y de los paneles la señal tiene un rizado bastante pequeño, por lo que no se considera que introduzca muchos armónicos.

De modo que, como se desconoce la frecuencia de conmutación del inversor, se supone que los IGBTs del inversor conmutan a 5 kHz. Además, si se supone que el inversor trabaja como motor y requiere introducir corriente en el complejo fotovoltaico, se entiende que la tensión de salida es la de continua. De modo que, y empleando la ecuación 71:

$$C_{DC} = \frac{P_{OUT}}{V_{OUT} \cdot V_{PP} \cdot f}$$

Y deseando nuevamente un rizado del 2%:

$$C_{DC} = \frac{P_{DCAC}}{V_O^2 \cdot 0,02 \cdot f}$$

Con 57,6 V de continua:

$$C_{DC} = \frac{100e^3}{57,6^2 \cdot 0,02 \cdot 5e^3} = 301,4 \text{ mF}$$

Con 52,8 V de continua:

$$C_{DC} = \frac{100e^3}{52,8^2 \cdot 0,02 \cdot 5e^3} = 358,7 \text{ mF}$$

Se selecciona un condensador de 0,36 F.

### 3.1.5 Inversor

#### 3.1.5.1 Interruptores

Para dimensionar los interruptores hay que tener en cuenta la tensión y la corriente a la que se someten como máximo. Por ello, se va a tomar que la corriente máxima que circula por el mismo que es igual a la que se suministra el bus de continua con la potencia nominal del inversor, mientras que la tensión máxima que va a soportar será dos tercios de la tensión en continua.

$$I_{M,INV} = I_{DC}$$

$$I_{M,INV} = \frac{P_{DCAC}}{V_{DC}} \quad (86)$$

Sabiendo que la tensión mínima en continua es de 52,8 V y que el inversor trabaja con 34kW como máximo:

$$I_{M,INV} = \frac{34e^3 \text{ W}}{52,8 \text{ V}} = 644 \text{ A}$$

Y la tensión que va a soportar, teniendo en cuenta que la tensión máxima en continua es de 57,6 V:

$$V_{M,INV} = \frac{2}{3} \cdot V_{DC} \quad (87)$$

$$V_{M,INV} = \frac{2}{3} \cdot 57,6 = 38,4 \text{ V}$$



### 3.1.5.2 Diodo

El diodo trabaja con las mismas condiciones, a pesar de que la corriente circule en dirección opuesta. De modo que se intuye que tanto la corriente como la tensión máxima coinciden con las mismas que las del interruptor.

Por lo tanto:

$$I_{D,INV} = 644 \text{ A}$$

$$V_{D,INV} = 38,4 \text{ V}$$

### 3.1.6 Bobina entre el inversor y la red

La inductancia introducida en la red para poder controlar si el comportamiento del sistema es motor o generador viene dada por la siguiente fórmula experimental:

$$L_{R,MAX} < \frac{\sqrt{\frac{U_{DC}^2}{3} - U_{RED}^2}}{\omega \cdot I_{RED}} \quad (88)$$

Suponiendo que se desea realizar una red de 22 V en AC para que, mediante un transformador, sea introducida en una red a 220 V/50 Hz y que no hay pérdidas por conmutación, se analiza en base a la tensión máxima y mínima en el bus DC:

Con 57,6 V:

$$L_{R,MAX} < \frac{\sqrt{\frac{57,6^2}{3} - 22^2}}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot \frac{100000}{57,6}} \rightarrow L_{R,MAX} = 45,7 \mu\text{H}$$

Con 52,8 V:

$$L_{R,MAX} < \frac{\sqrt{\frac{52,8^2}{3} - 22^2}}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot \frac{100000}{52,8}} \rightarrow L_{R,MAX} = 35,4 \mu\text{H}$$

De modo que se selecciona una bobina de inductancia 15  $\mu\text{H}$ .

## 3.2 Algoritmos

### 3.2.1 Panel solar

#### 3.2.1.1 Obtención $R_p$ $R_s$

Este algoritmo es el encargado de realizar la iteración para obtener los valores de las resistencias  $R_p$  y  $R_s$  del panel fotovoltaico. Este recoge la ecuación 70 expuesta anteriormente.

Para verificar que se ejecuta de manera correcta, se depura y se bloquea la secuencia mediante un breakpoint, es decir, se ha introducido un breakpoint (punto rojo) en la línea de código 53 y se ha parado la secuencia en el mismo (flecha verde). De esta forma, se pueden visualizar los valores generados hasta ese momento.

```
49 -         if diferencia<0
50 -             diferencia=diferencia*(-1); %Inversión de las diferencias negativas
51 -         end
52 -
53 - ●→      Rs=Rs+0.00001;
54 -
55 -         if diferencia<=0.0001           %Se busca una diferencia muy pequeña
56 -             aux_fin=1;
57 -         else
58 -             aux_fin=0;
59 -         end
```

Figura 115: Código de la función *Obtener\_Rp\_Rs*.

Primeramente, se definen las variables, bien las constantes, bien las auxiliares, además de calcular la tensión generada por la incidencia solar  $V_{TH}$  y la corriente de saturación del diodo  $I_s$ . Posteriormente, comienza un bucle que finalizará solo si la potencia calculada no difiere en casi nada de la potencia máxima de pico del panel, es decir, hasta que  $aux\_fin=1$ .

En este bucle, se calcula el valor de  $R_p$  con el valor de  $R_s$  que se tiene en el momento y se realiza un barrido de tensiones hasta  $V_{OC}$ . En este barrido, con cada valor de tensión que se tiene se calcula la corriente de salida y, consigo, la potencia  $P_{AUX}$  y se guarda el valor de la potencia máxima  $P_{MPAUX}$  en estas condiciones. Justo cuando empieza a descender la potencia, es decir, cuando se ha sobrepasado el punto de máxima potencia, se para el barrido de tensiones y se mide la diferencia con la potencia que se desea. En el caso de que dicha diferencia sea grande, se aumenta el valor de  $R_s$ , pero si es muy pequeña,  $aux\_fin=1$  y se muestran los resultados.

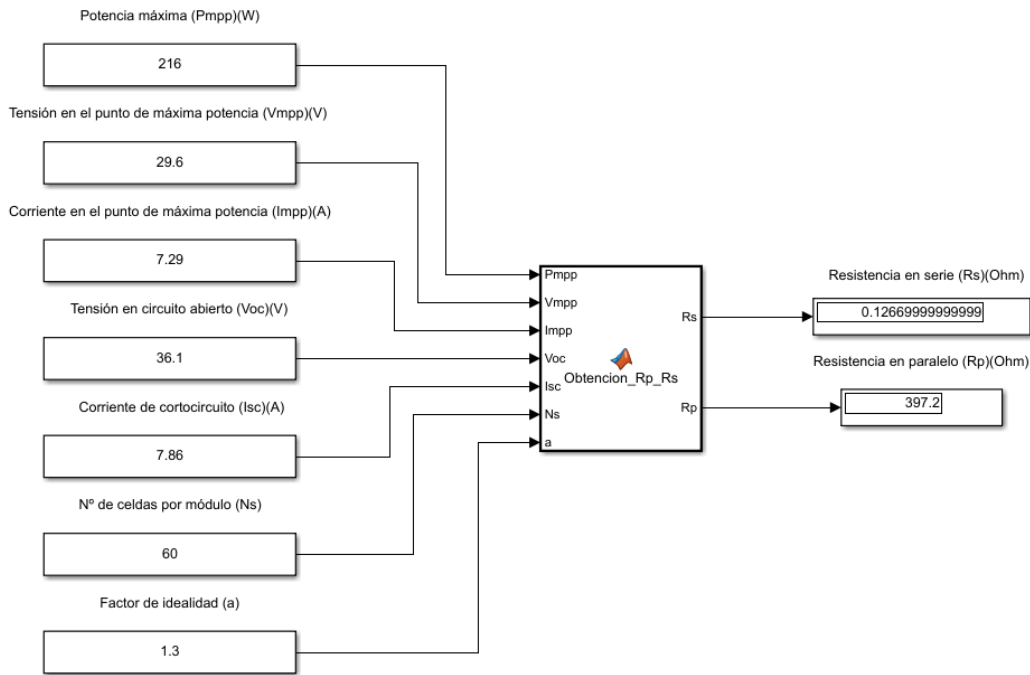


Figura 116: Valores iterados de  $R_s$  y  $R_p$ .

Este código expuesto se encuentra dentro de la función “Obtener\_Rp\_Rs” que tiene como entradas las características del panel, es decir, los valores del punto de potencia máximo ( $P_{MPP}$ ,  $V_{MPP}$ ,  $I_{MPP}$ ), la tensión en circuito abierto  $V_{OC}$ , la corriente de cortocircuito  $I_{SC}$ , el número de paneles conectados en serie  $N_s$  y el factor de idealidad  $a$ , dando como salida los valores de la resistencia en paralelo  $R_p$  y en serie  $R_s$  respectivamente.

Cabe a destacar que este programa solo sirve para el cálculo de las resistencias cuando se tiene unos paneles de 400 W de potencia o inferiores. El problema se desconoce, pero se barajea la idea de que influye en exceso el número de celdas.

### 3.2.1.2 Corriente\_ideal\_panel

En esta función se introducen las ecuaciones correspondientes al modelado de un panel fotovoltaico, en concreto, las ecuaciones 5, 6, 7, 8 y 9.

Para verificar que se ejecuta de manera correcta, se depura y se bloquea la secuencia mediante un breakpoint, es decir, se ha introducido un breakpoint (punto rojo) en la línea de código 22 y se ha parado la secuencia en el mismo (flecha verde). De esta forma, se pueden visualizar los valores generados hasta ese momento.

```

18      %ECUACIÓN PARA LA CORRIENTE GENERADA POR LA IRRADIACIÓN SOLAR
19      If=(Isc+Ki*(T-Tstc) )*(G/Gstc) ;
20
21      %ECUACIÓN PARA LA CORRIENTE IDEAL DEL PANEL
22      Ipv=If-Id;

```

Figura 117: Código de la función Corriente\_Ideal\_Panel.

En este código se definen primeramente las variables constantes y se calcula la tensión generada por la incidencia solar  $V_{TH}$ , seguido de la corriente de saturación del diodo  $I_S$ , la corriente del diodo  $I_D$ , la corriente debido a la irradiación solar  $I_f$  para finalmente obtener la corriente ideal del panel  $I_{PV}$ .

Obteniendo una respuesta tal que:

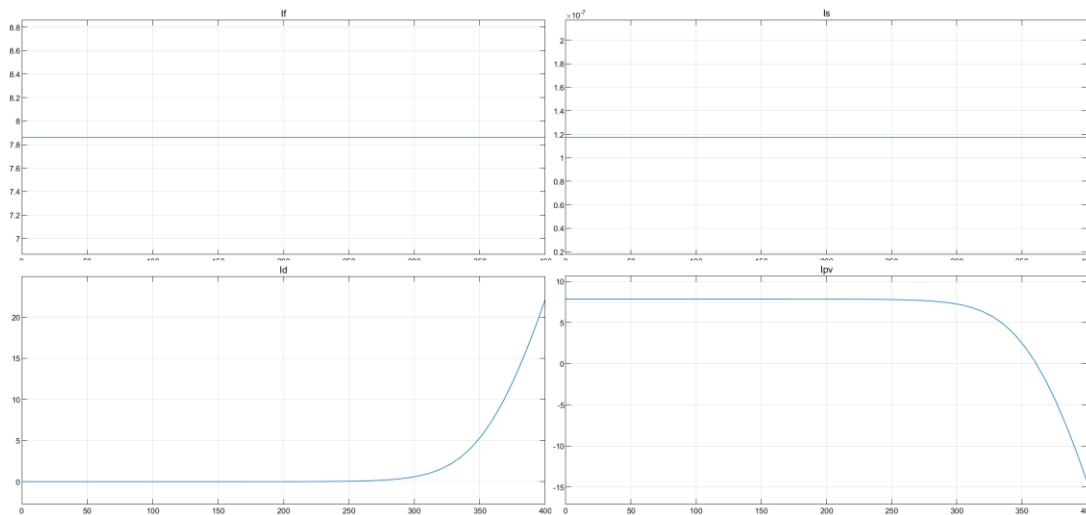


Figura 118: Corrientes de salida de la función “Corriente\_Ideal\_Panel”.

Este código se recoge en la función “Corriente\_Ideal\_Panel”, donde tiene como entradas la tensión y corriente de salida del panel ( $V_{OUT}$ ,  $I_{OUT}$ ), la tensión en circuito abierto  $V_{OC}$ , la corriente de cortocircuito  $I_{SC}$ , los coeficientes de temperatura ( $K_i$ ,  $K_v$ ), la cantidad de celdas en serie  $N_s$ , las condiciones en las que se encuentra el panel ( $T$  y  $G$ ) y finalmente, la resistencia en serie  $R_s$ .

### 3.2.1.3 Corriente\_ideal\_array

En esta función se introducen las ecuaciones 57 y 58, correspondientes al conjunto de paneles, distribuidas en serie y en paralelo conformando una matriz.

Para verificar que se ejecuta de manera correcta, se depura y se bloquea la secuencia mediante un breakpoint, es decir, se ha introducido un breakpoint (punto rojo) en la línea de código 22 y se ha parado la secuencia en el mismo (flecha verde). De esta forma, se pueden visualizar los valores generados hasta ese momento.

```

18 | %ECUACIÓN PARA LA CORRIENTE GENERADA POR LA IRRADIACIÓN SOLAR
19 | If=(Isc+Ki*(T-Tstc))* (G/Gstc) ;
20 |
21 | %ECUACIÓN PARA LA CORRIENTE IDEAL DEL PANEL
22 | Ipv_m=(If-Id)*Nmp;

```

Figura 119: Código de la función “Corriente\_ideal\_array”.

Este código tiene el mismo funcionamiento que el mostrado en la función “Corriente\_Ideal\_Panel”, con la única diferencia de que se tiene en consideración las resistencias en serie y paralelo del conjunto de paneles o array. Además, tiene como entradas las variables  $V_{OUT,M}$ ,  $I_{OUT,M}$ , referentes a la tensión y corriente que se genera en todo el array, para dar la corriente ideal  $I_{PV,M}$ .

De modo que las corrientes de salida de esta función son las siguientes:

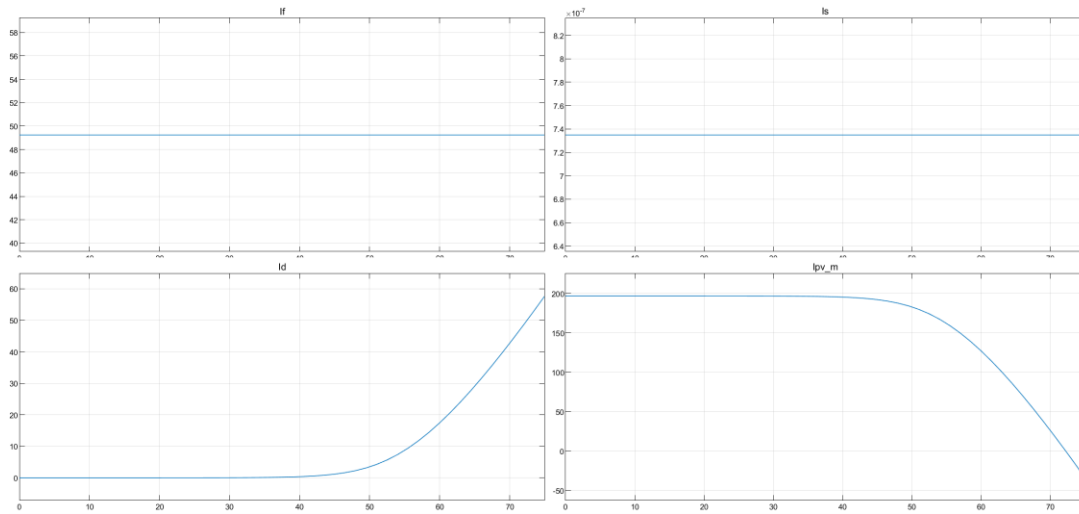


Figura 120: Corrientes de salida de la función "Corriente\_ideal\_array".

### 3.2.2 Regulador de carga

#### 3.2.2.1 Algoritmo\_INC

Este código permite, mediante la lectura de la corriente y tensión que ofrece el array de paneles, establecer un duty cycle tal que garantice la mayor eficiencia de dicho conjunto. Si se recuerda su diagrama:

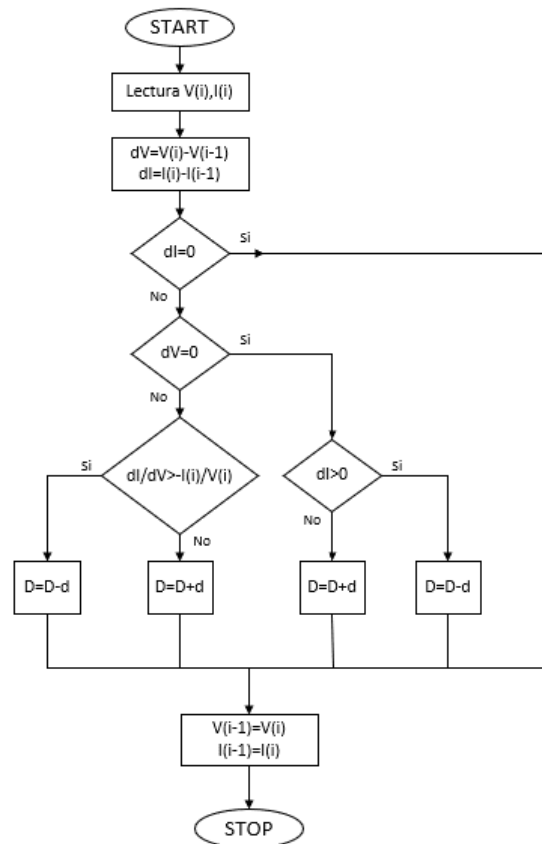


Figura 121: Diagrama de flujo del algoritmo INC.

Cuando se ejecuta el código, lo primero que se hace es definir las variables del duty cycle máximo  $D_{MAX}$ , mínimo  $D_{MIN}$  y medio  $D_{INIT}$ . Estos se van a emplear para mantener el duty cycle dentro de un rango estable.

No obstante, en el arranque del código no existe ninguna lectura anterior, de modo que se ponen las lecturas de tensión y corriente anteriores ( $V_a$  e  $I_a$ ) como variables “Persistent” para que estas sean variables locales de la función. Además, el duty cycle inicial o de referencia  $D_r$  y la variación del mismo  $d$  también se definen como persistent, con el fin de que se les introduzca solo el valor inicial en el momento de arranque.

De esta manera, se pueden definir como 0 los valores anteriores y el duty cycle inicial como 0.444 con una variación por ejecución de 0,01, mediante la subrutina de `Isempy` que verifica que la variable no tiene valor todavía.

Posteriormente, se obtiene el valor actual de tensión  $V_i$  y de corriente  $I_i$ , y se calcula la diferencia con respecto a las lecturas anteriores o iniciales, para verificar acto seguido si la diferencia de corriente no es cero. En el caso de serlo, se entiende que el punto de operación se encuentra en el MPP.

Siendo la diferencia de corrientes distinta a cero, se procede a analizar la diferencia de tensiones, que, en el caso de tener el valor nulo, va a reparar de nuevo a la corriente para revisar su signo. En el caso de que la diferencia de corrientes sea negativa, significa que está desplazándose el punto de operación hacia la derecha del MPP, de modo que hay que reducir el duty cycle, mientras que, al ser positiva, se encuentra a la parte izquierda del MPP, debiendo aumentar su duty cycle.

$$-\frac{I}{V} > \frac{dI}{dV}; \frac{dP}{dV} > 0 \rightarrow \text{Punto de operación a la derecha del MPP}$$

$$-\frac{I}{V} = \frac{dI}{dV}; \frac{dP}{dV} = 0 \rightarrow \text{Punto de operación está en MPP}$$

$$-\frac{I}{V} < \frac{dI}{dV}; \frac{dP}{dV} < 0 \rightarrow \text{Punto de operación a la izquierda del MPP}$$

Se ha tenido que plantear de esta manera debido a que, si se analiza la conductancia, el resultado logrado de la operación sería infinito, por lo que no se obtendría información de utilidad. De esta manera, se permite realizar el control mediante la corriente y por la tensión, que es la ventaja de muestra este tipo de algoritmo de tipo INC.

Cuando la diferencia de tensiones no es igual a cero, se puede comparar con los valores de las conductancias. Por ello, se verifica si la diferencia de conductancia es mayor que la actual o menor. En el caso de ser mayor, significa que se encuentra en la parte izquierda del MPP, por lo que hay que aumentar el duty cycle, pero en el caso de ser menor, el punto de operación se encuentra en la parte derecha del MPP, debiendo de reducir el duty cycle.

Finalmente, se verifica si el duty cycle que se desea emitir está dentro del rango establecido al inicio. En el caso de que no se encuentre dentro, el valor de duty cycle toma el valor de  $D_{INIT}$ , que se ha definido con un valor de 0,5, pero si se encuentra dentro del rango, el valor actual de duty cycle no es alterado.

Una vez logrado el duty cycle deseado, los valores actuales de tensión, corriente y duty cycle son convertidos a valores anteriores para ser empleados en el siguiente ciclo de ejecución.

```

20 %Valor actual
21 Vi=Vout_m;
22 Ii=Iout_m;
23
24 %Calcular los incrementos
25 dV=Vi-Va;
26 dI=Ii-Ia;
27
28 %Comparaciones
29 if (dI~=0)
30     if (dV==0)
31         if (dI>0)
32             Dr=Dr-d;
33         else
34             Dr=Dr+d;
35         end
36     else
37         if ((dI/dV)>(-Ii/Vi))
38             Dr=Dr-d;
39         else
40             Dr=Dr+d;
41         end

```

Figura 122: Código de la función "Algoritmo\_INC".

Como se puede observar, este código se ejecuta perfectamente, ya que se puede ver cómo la secuencia (flecha verde) es detenida mediante un breakpoint (punto rojo). Además, permite una variación muy rápida del D, fenómeno que se puede visualizar mediante un scope a la salida.

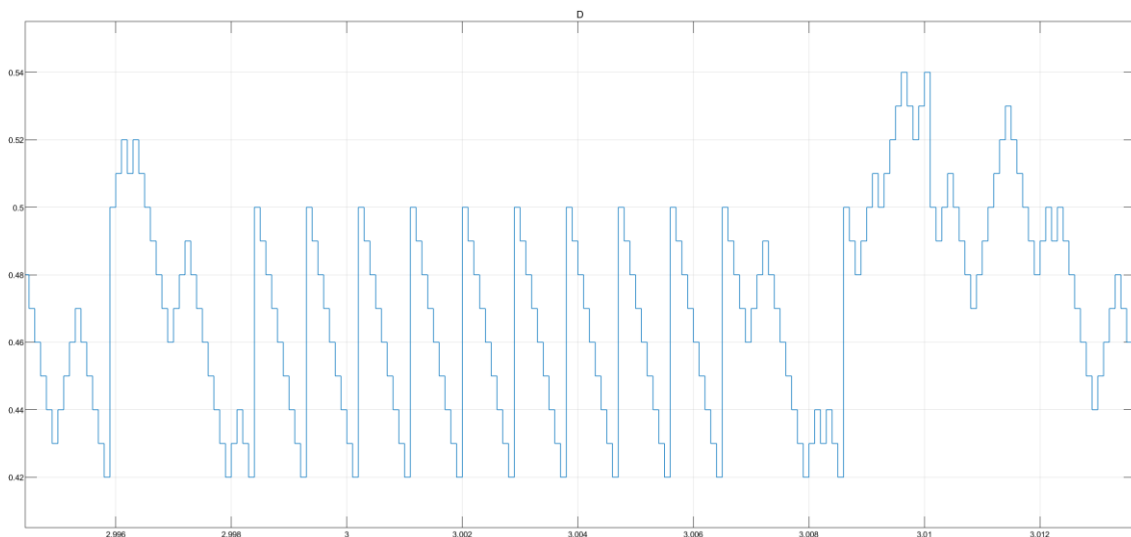


Figura 123: Señal D de salida del algoritmo INC de control.

Se debe de destacar que el duty cycle se mantiene en todo momento dentro de un rango de operación, en concreto, del establecido mediante un  $D_{MAX}$  y  $D_{MIN}$  al inicio del programa.

### 3.2.3 Inversor

Para verificar que el modelo de control del inversor funciona, se procede a su montaje como en la figura 54 para luego emplearlo con los elementos reales. No obstante, dicho modelo hay que construirlo por partes. Primero se desarrolla el lazo de control de corriente o interno y posteriormente el lazo de control externo o de tensión.

#### 3.2.3.1 Diseño del lazo interno de corriente

El lazo de control interno de corriente es la encargada de controlar el valor de las variables  $I_d$  e  $I_q$ , que otorgan la potencia activa y reactiva a la señal de salida. Como en este caso de estudio la potencia reactiva ha de ser nula, simplemente se quiere manipular  $I_d$  para variar la potencia activa, mientras que  $I_q$  se hace que sea de valor nulo.

Si se procede al diseño del lazo interno de corriente, se deben de despreciar las perturbaciones y las partes acopladas para diseñar el controlador PI, ya que sino no sería lineal. De esta forma, se obtiene el siguiente diagrama:

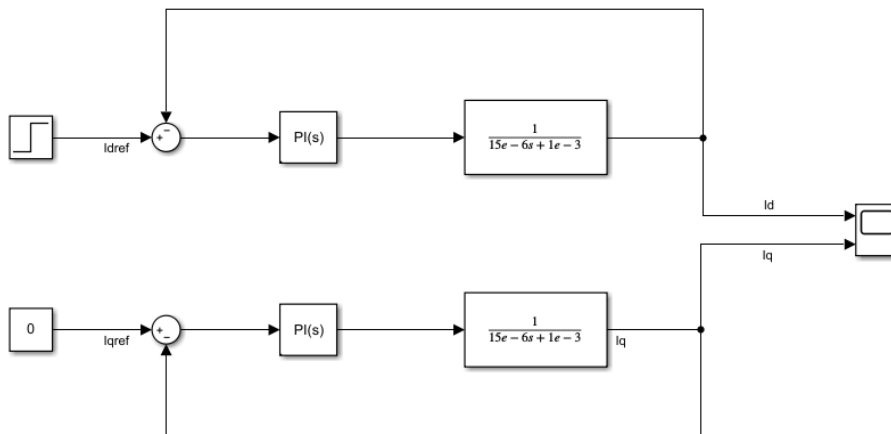


Figura 124: Lazo interno de corriente sin partes desacopladas y sin perturbaciones.

Obteniendo los siguientes valores de PI mediante la herramienta de Matlab Control System Designer:

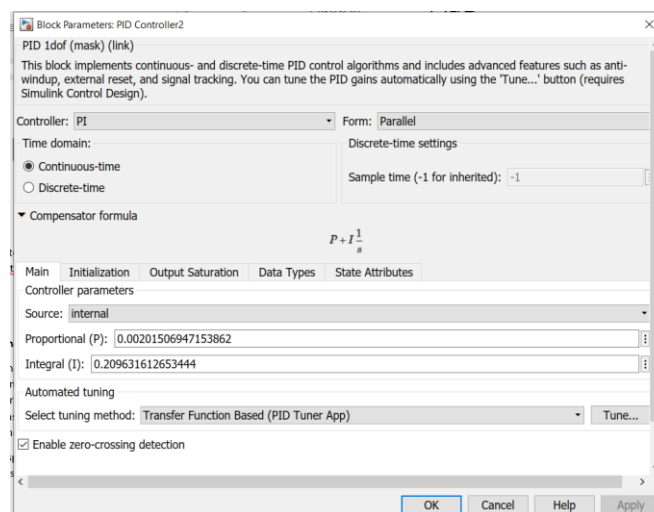


Figura 125: Parámetros del controlador PID del lazo interno de corriente.



De tal forma, se tiene la señal de salida ante una entrada escalón unitaria:

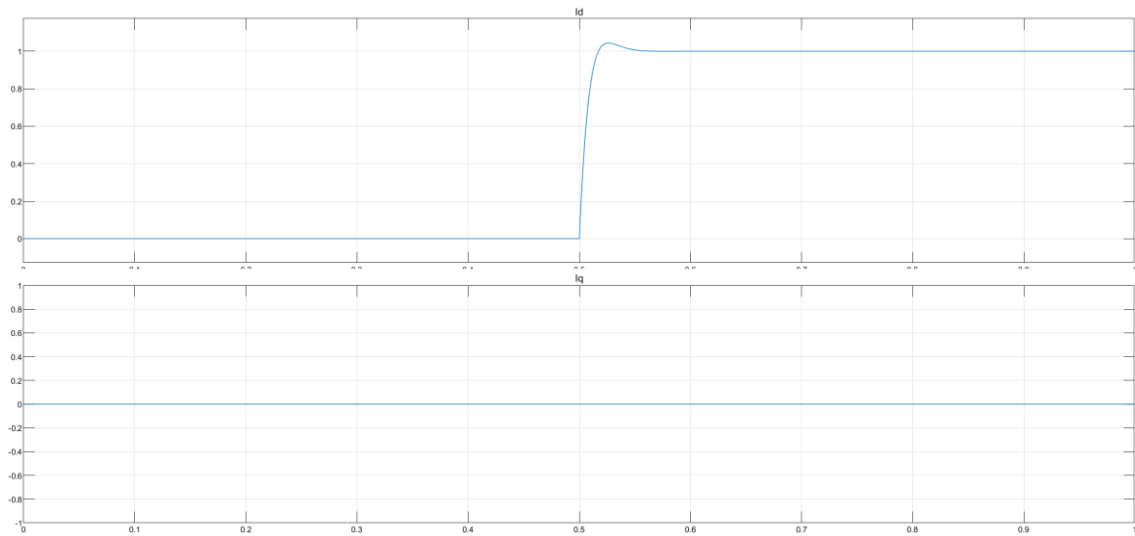


Figura 126: Señal  $I_d$  e  $I_q$  sin partes desacopladas y sin perturbaciones.

Como se puede ver, se trata de una respuesta bastante buena. No obstante, hay que introducir la parte desacoplada y ver el comportamiento del sistema.

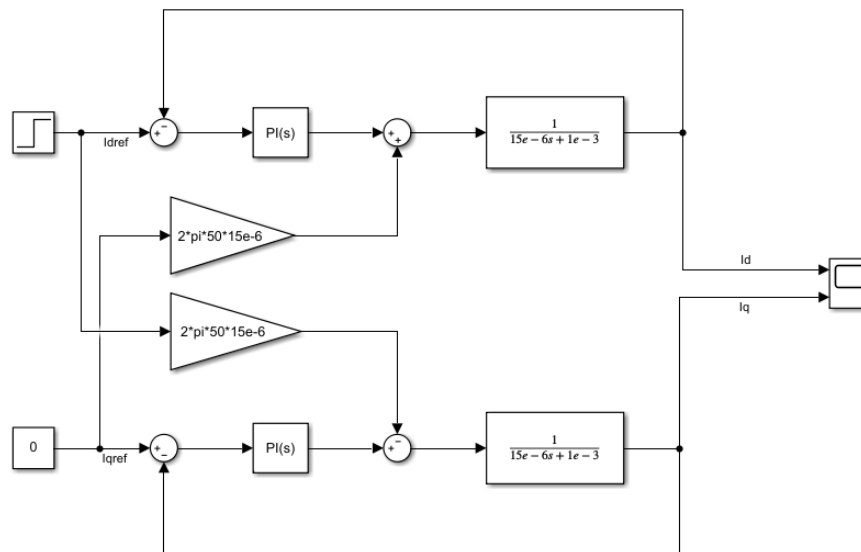


Figura 127: Lazo interno de corriente con partes desacopladas y sin perturbaciones.

Obteniendo así la siguiente señal:

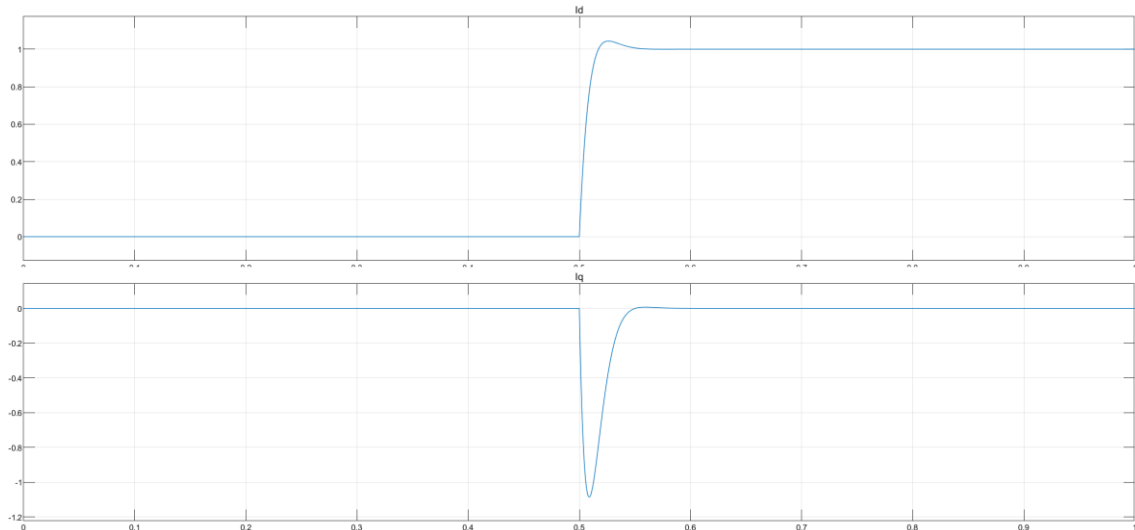


Figura 128: Señal  $I_d$  e  $I_q$  con la parte desacoplada y sin perturbaciones.

Además, hay que diseñar la red a estudiar, por lo que se construye la siguiente red de 400V/50Hz, con los modelos pertinentes para realizar la lectura de la señal:

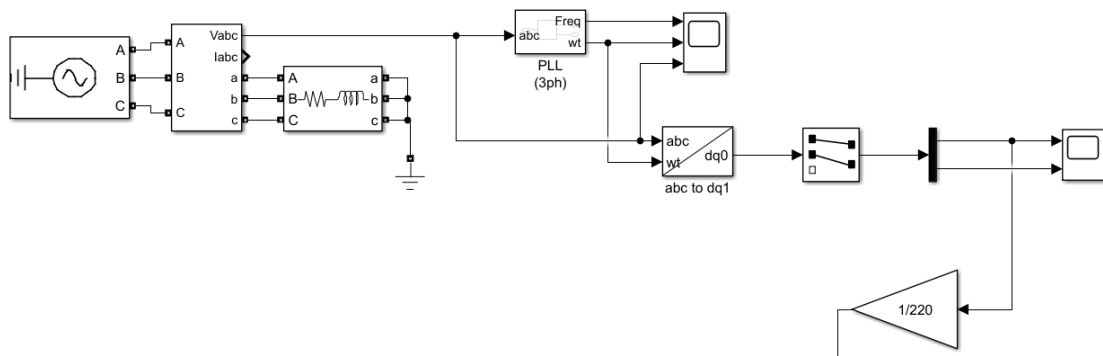


Figura 129: Modelo de la red 400V/50Hz.

Como es visible, se genera una señal trifásica de 400V/50Hz que circula por un bloque de medidas que da como salida la lectura de tensiones y corrientes. Posteriormente, dicha señal va a una carga RL y finalmente se deriva a tierra.

Lo importante de este modelo es la medida realizada de la tensión de red, la cual otorga los tres senoides de tensión de cada fase. Si dicha medida trifásica se introduce al PLL, se obtiene su frecuencia y su ángulo en radianes. Este último es esencial para la conversión del plano trifásico al plano continuo, es decir, para transformar la señal trifásica al plano dq0 mediante el bloque “abc to dq0”.

Finalmente, se seleccionan las dos pistas de datos útiles, es decir, las correspondientes a  $V_d$  y  $V_q$ , y se introducen al modelo. Es importante resaltar que  $V_q$  se desprecia debido a que se desea que la tensión  $V_d$  sea la de referencia, haciendo que  $V_q$  sea de valor nulo. Por otro lado,  $V_d$  se divide por la tensión nominal de red, ya que el modelo de control es por unidad.

De tal forma que, obtenida la lectura de la tensión de red y pasada al plano  $V_d$ , se obtiene el siguiente modelo:

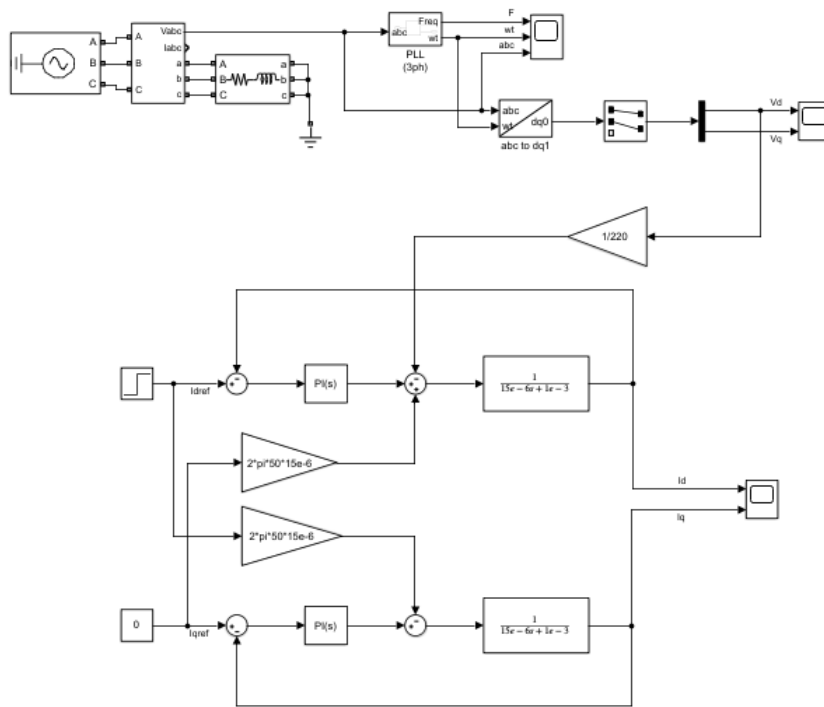


Figura 130: Lazo interno de corriente con partes desacopladas y perturbaciones con red de 400V/50Hz.

Donde se obtiene las siguientes señales de corriente Id e Iq:

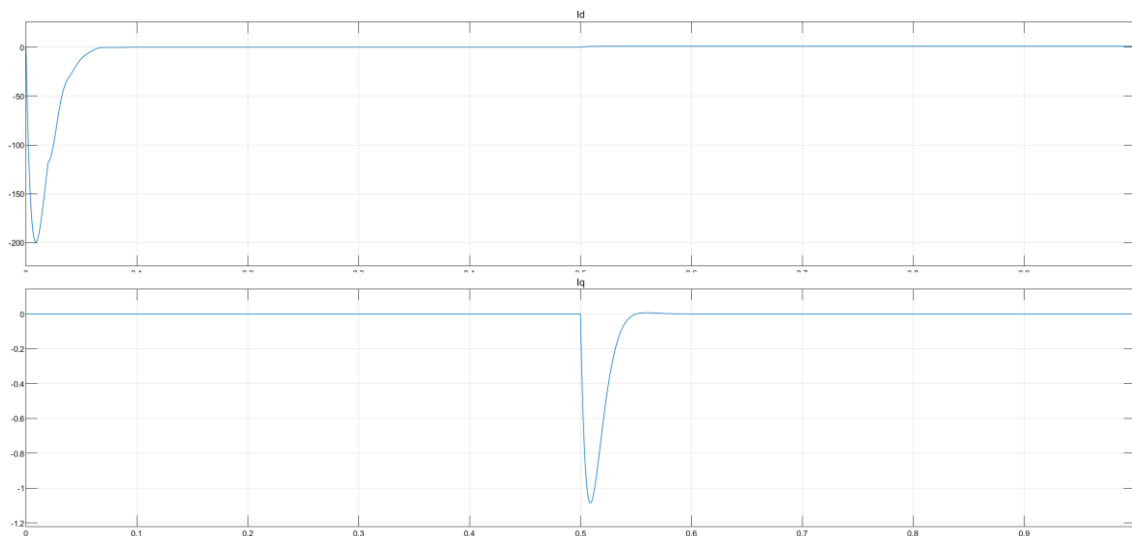


Figura 131: Señal Id e Iq con la parte desacoplada y con perturbaciones.

Si se observa al inicio de la señal, la señal Id llega a tener un valor -200 para posteriormente volver al origen. Esto se debe al lazo cerrado que emplea el bloque PLL para encontrar la frecuencia de la señal a estudiar. Como es objeto de un futuro estudio, se desprecia dicha perturbación inicial, verificando que el resto de la señal que se obtiene cumple las expectativas.

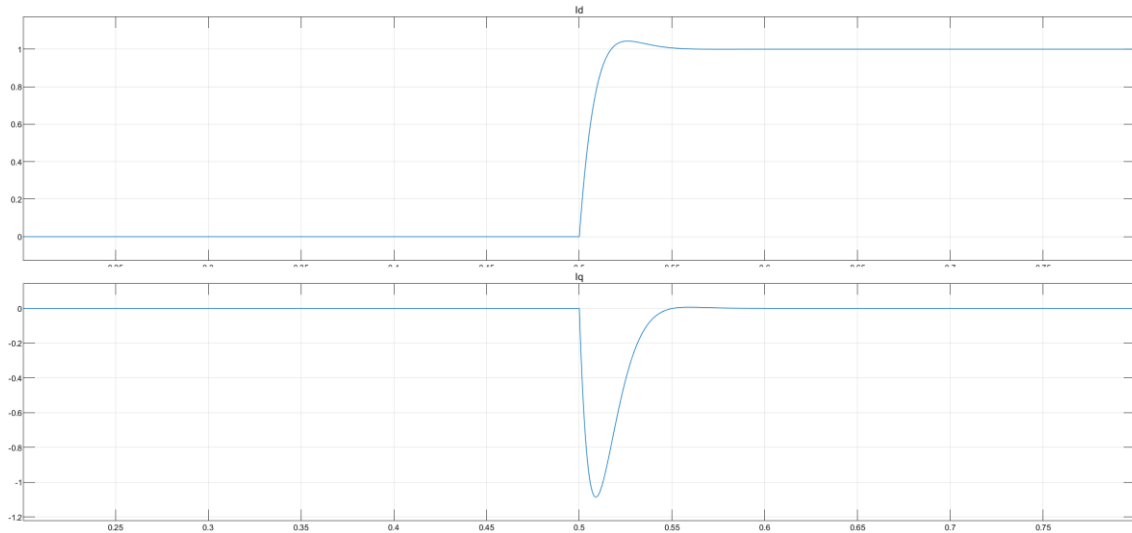


Figura 132: Señales  $I_d$  e  $I_q$  con la parte desacoplada y las perturbaciones, despreciando el arranque.

### 3.2.3.2 Diseño del lazo de control externo de tensión

Una vez diseñado el lazo de control interno de corriente, se procede a realizar el de tensión. Para ello, se construye el modelo:

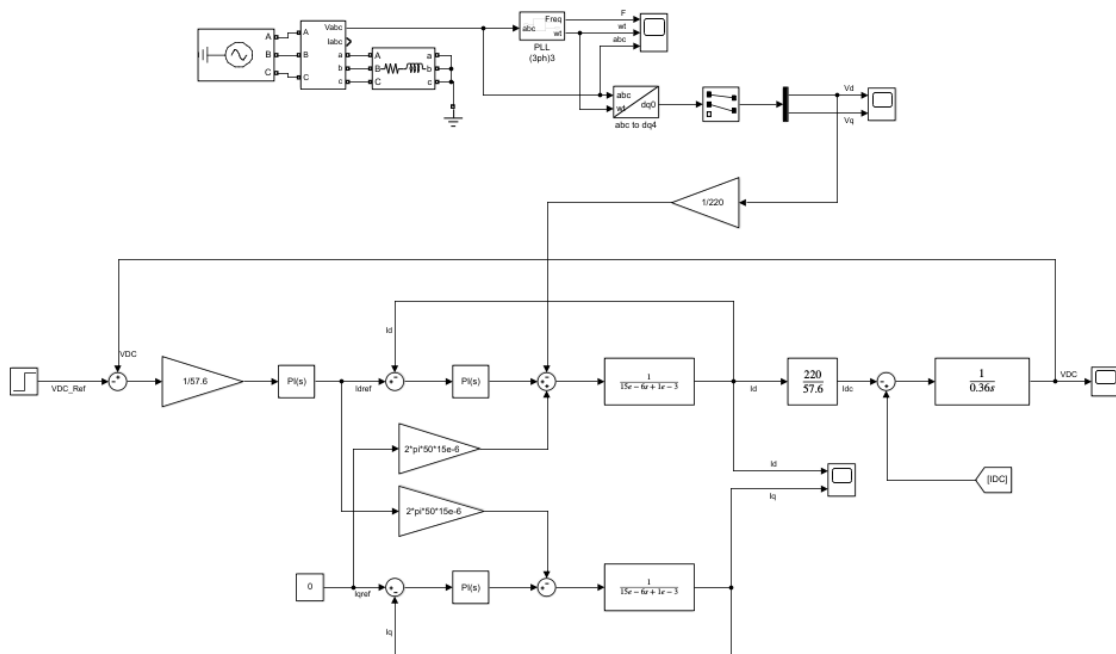


Figura 133: Lazo externo de tensión.

Donde el PI obtiene los siguientes valores, obtenidos mediante la herramienta de Matlab Control System Designer:

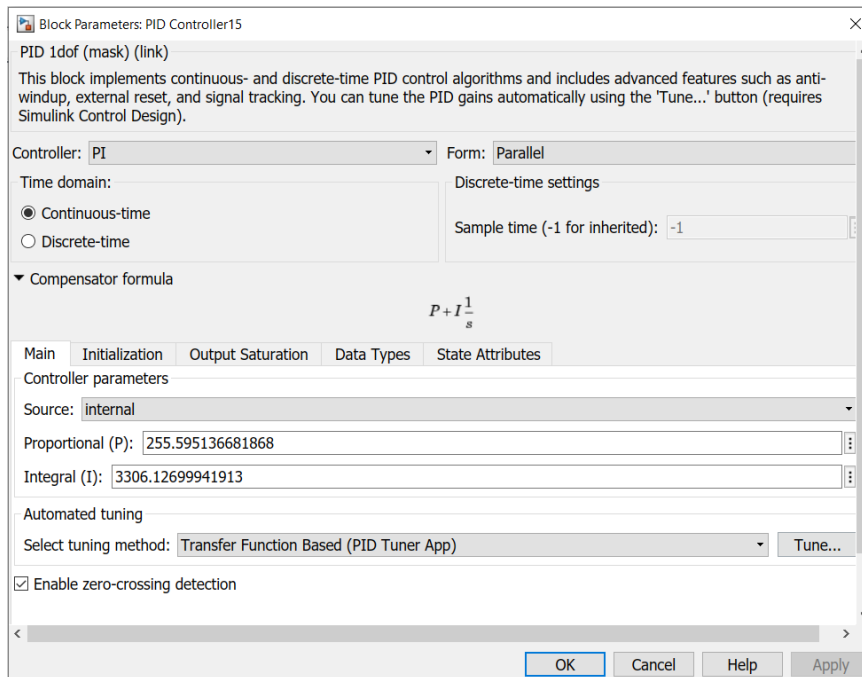


Figura 134: Valores del PID del lazo externo de tensión.

Como se desea controlar con la tensión continua de las baterías, la tensión de referencia se representa como una entrada escalón, para ser comparada con la tensión continua actual y acondicionar dicha diferencia al sistema PU. Esta señal entra al controlador para obtener la corriente  $I_d$  de referencia, es decir, ser introducida al lazo de control interno de corriente.

La salida de dicho lazo es la corriente  $I_d$  actualizada, por lo que se acondiciona para ser la corriente que circula por el condensador de entrada del inversor y se transforma en la tensión continua de salida actualizada. Para ello, se requiere de la perturbación dada como la corriente continua antes de pasar por el condensador.

Es así como se consigue la siguiente señal de tensión continua ante una señal escalón de:

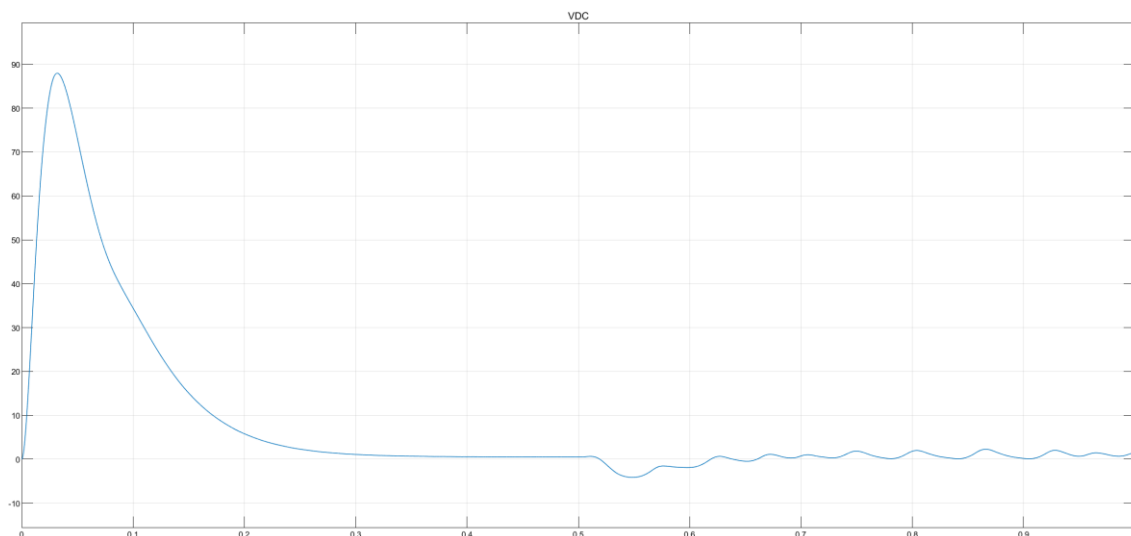


Figura 135: Señal VDC.

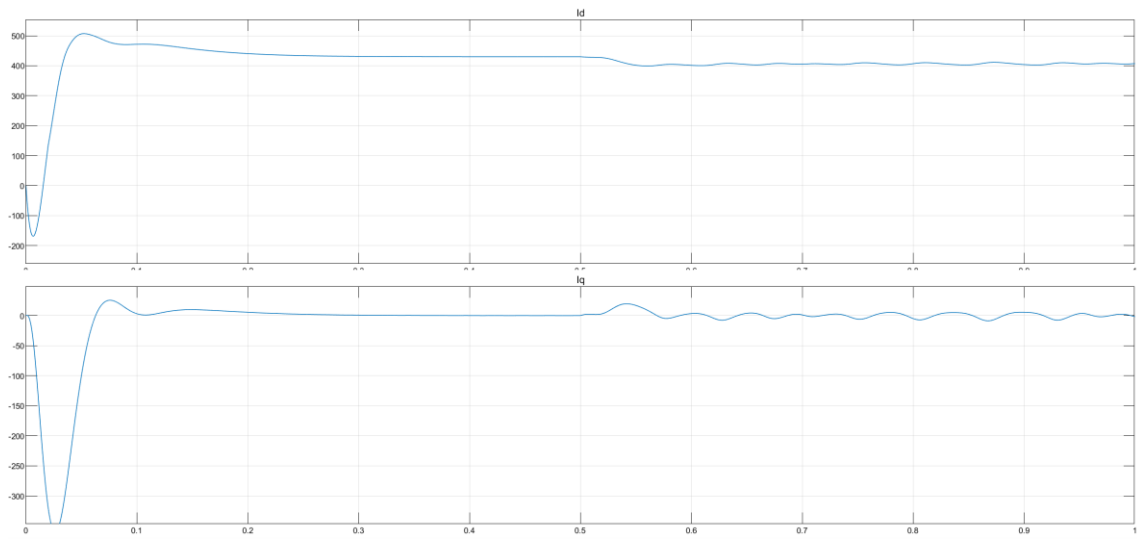


Figura 136: Señal  $I_d$  e  $I_q$ .

## 4. Descripción de los resultados

En este apartado se van a mostrar los resultados logrados en la simulación del modelo final de la figura 99. Para ello, se van a simular varias situaciones y se va a analizar la respuesta del sistema.

En concreto, se va a iniciar realizando una simulación con una incidencia solar de  $1215 \text{ W/m}^2$  y una tensión de referencia de  $48 \text{ V}$ , para posteriormente seguir con  $2000$ ,  $3000$ ,  $4000$  y  $5000 \text{ W/m}^2$ .

Para analizarlo de manera simplificada, se van a mostrar las medidas correspondientes a cada uno de los convertidores DC-DC y de la entrada del inversor.

De modo que **con  $1215 \text{ W/m}^2$  y  $48 \text{ V}$** :

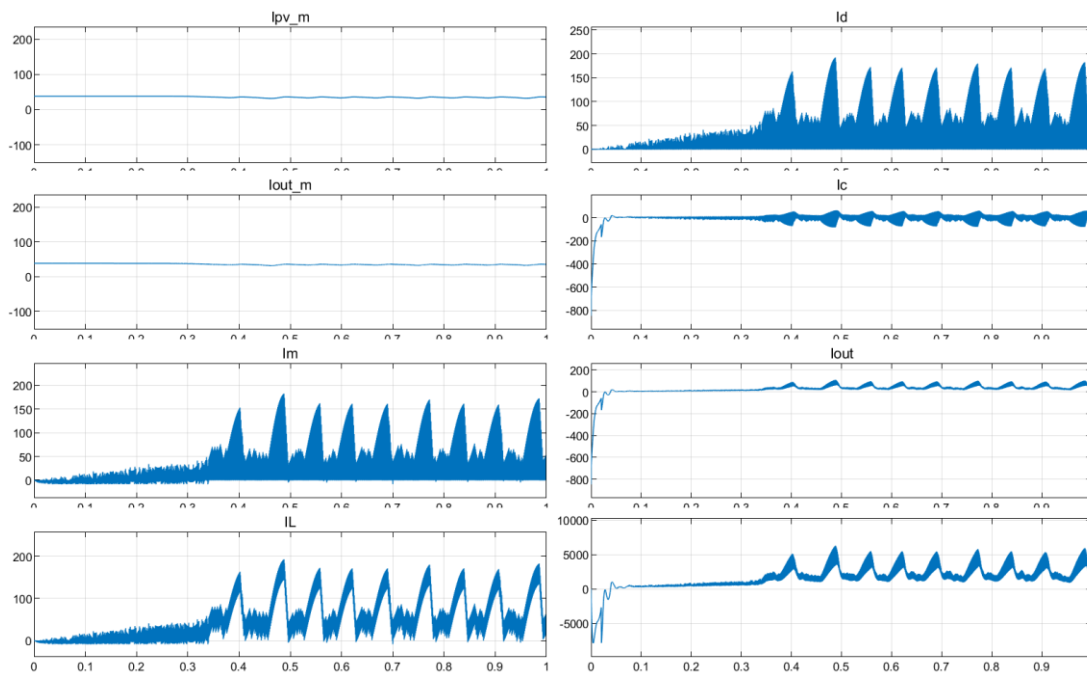


Figura 137: Medidas de las corrientes del regulador de carga con  $1215 \text{ W/m}^2$  y  $48 \text{ V}$ .

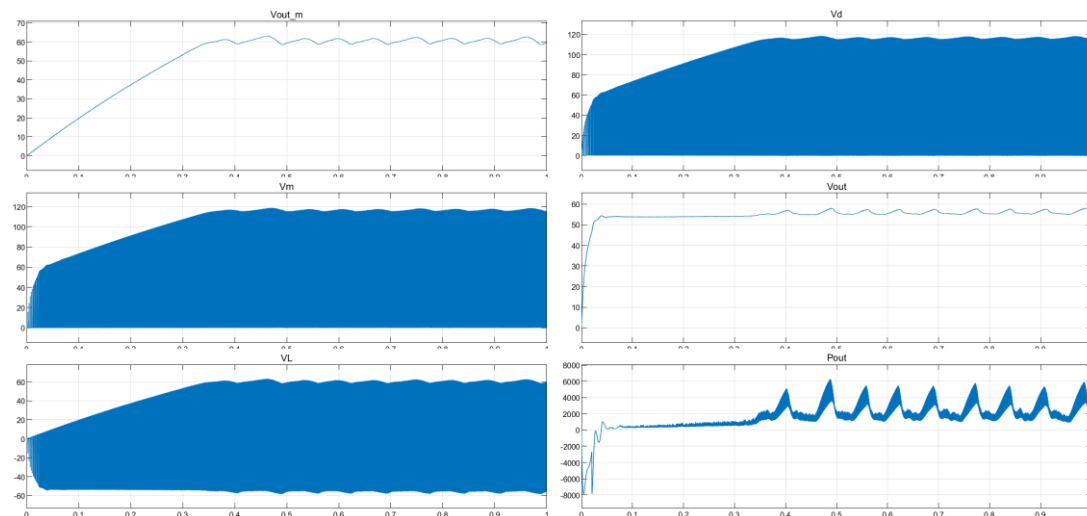


Figura 138: Medidas de las tensiones del regulador de carga con  $1215 \text{ W/m}^2$  y  $48 \text{ V}$ .

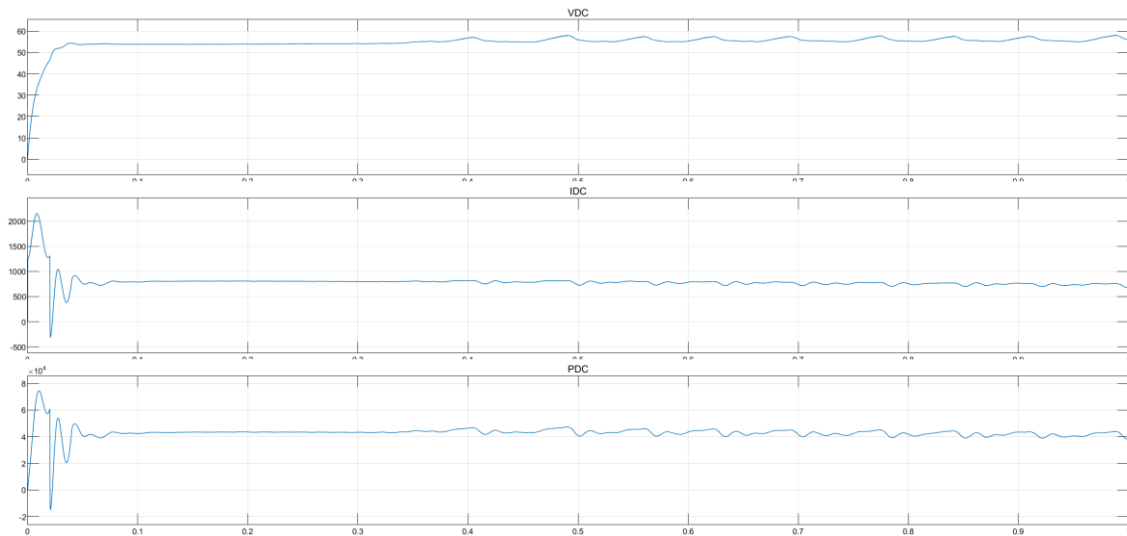


Figura 139: Medidas de la entrada del inversor con 1215 W/m<sup>2</sup> y 48 V.

En este caso, es visible cómo la corriente de salida del conjunto de paneles es prácticamente continua, sin ningún tipo de fluctuación a tener en consideración. Además, dicha corriente es igual a la corriente de entrada del convertidor, a pesar de tener el condensador  $C_A$  por medio.

No obstante, sí que es apreciable una variación de la corriente acompañada de unos picos de corriente que transcurren por los componentes del convertidor DC-DC. Estos picos rondan los valores de 150 A y se ha supuesto que lo inyecta el conjunto de baterías, pero no se ha podido mejorar el resultado. De modo que se deja como caso de estudio para un futuro.

Por otro lado, se puede verificar que toda la fluctuación de la corriente continua de la bobina la absorbe el condensador. Este fenómeno se observa en la corriente de este último, ya que tiene un valor medio nulo, permitiendo así tener una corriente continua de salida medianamente continua.

Como la corriente de salida de cada convertidor no es demasiado continua, la corriente de salida del conjunto de las mismas tampoco lo es. Esto se puede verificar observando en los valores de entrada del inversor, el cual tiene una corriente que varía un poco cuya consecuencia se ve plasmada en una variación más brusca de la potencia.

Respecto a la tensión, se puede observar que tanto la tensión de entrada como la de salida se encuentran dentro del rango de funcionamiento establecido, verificándose así que el algoritmo de control INC funciona correctamente.



Con 2000 W/m<sup>2</sup>:

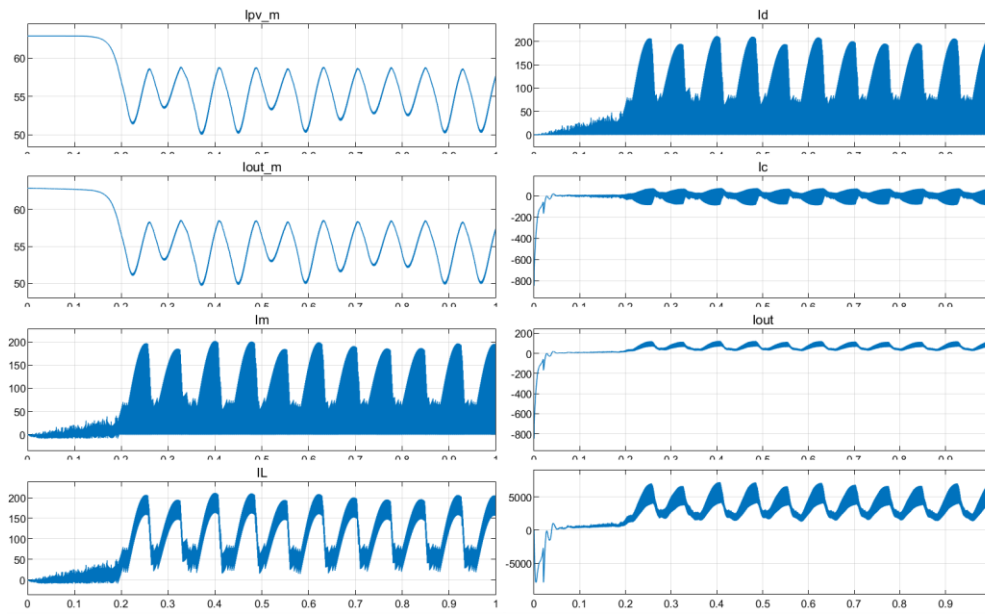


Figura 140: Medidas de las corrientes del regulador de carga con 2000 W/m<sup>2</sup> y 48 V.

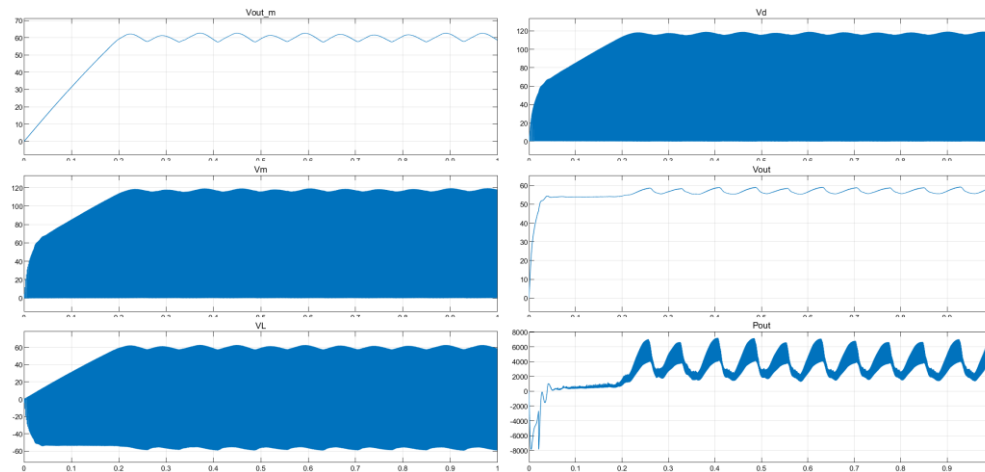


Figura 141: Medidas de las tensiones del regulador de carga con 2000 W/m<sup>2</sup> y 48 V.

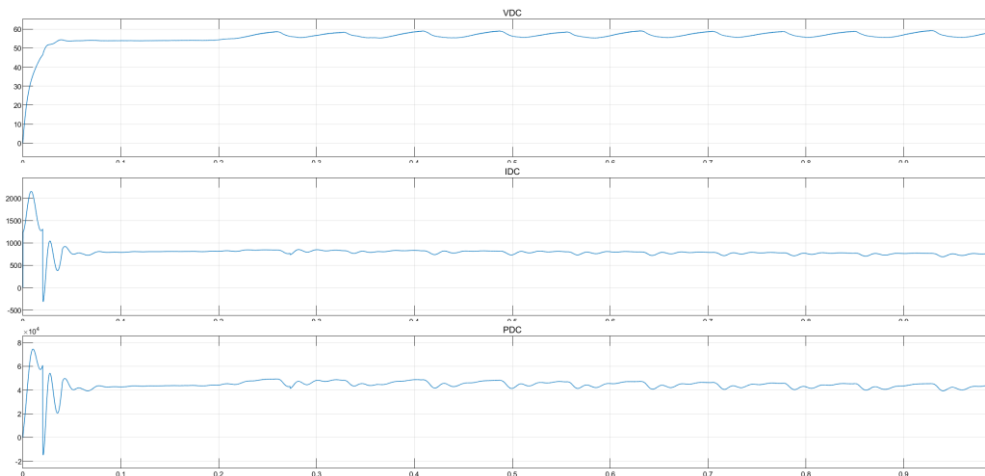


Figura 142: Medidas de la entrada del inversor con 2000 W/m<sup>2</sup> y 48 V.

Con esta radiación se puede verificar que los picos de corriente se mantienen, a pesar de que parece que son más bruscos. Esto se debe a que, por ejemplo, si se repara a la corriente circulante por la bobina, la corriente media ha sido aumentada, por eso los picos de corriente pueden alcanzar los valores de 200 A.

Gracias al aumento de la corriente media, la potencia de salida por convertidor aumenta, teniendo una mayor generación de potencia en el sistema.

**Con 3000 W/m<sup>2</sup>:**

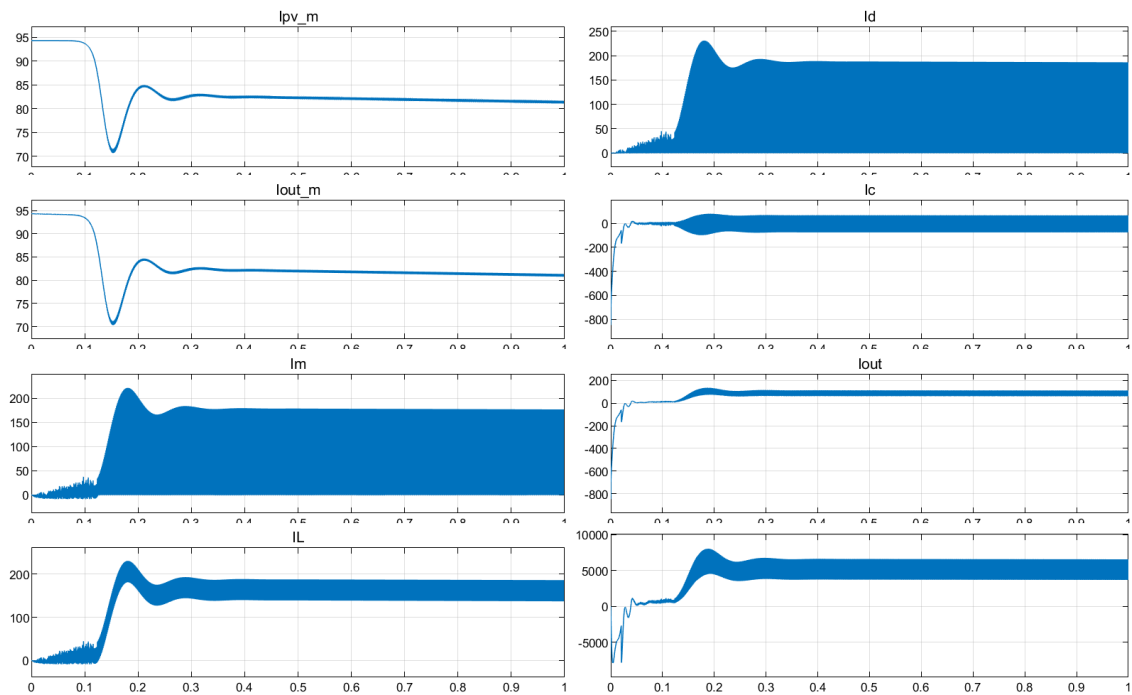


Figura 143: Medidas de las corrientes del regulador de carga con 3000 W/m<sup>2</sup> y 48 V.

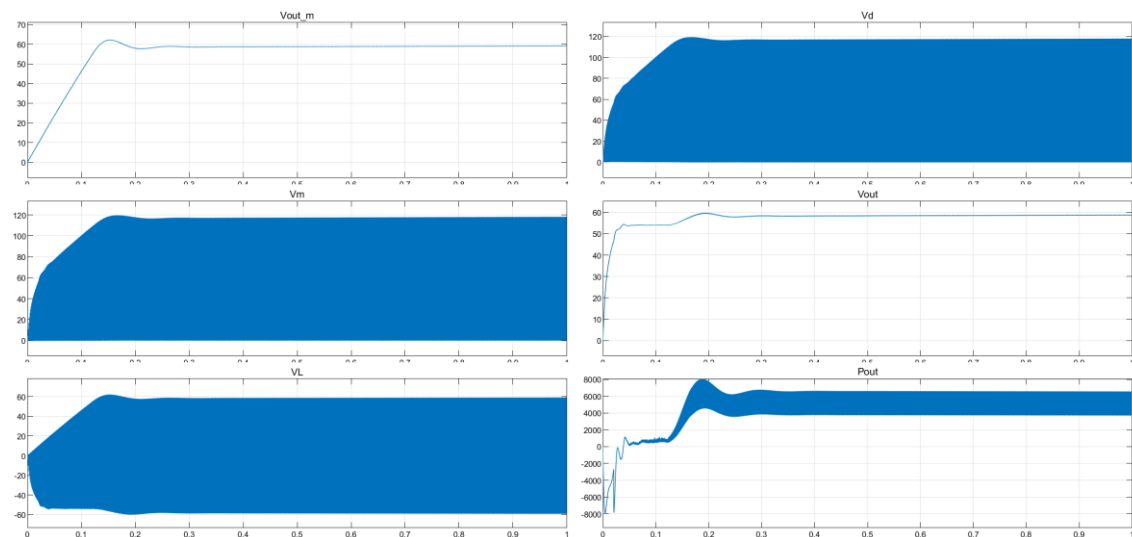


Figura 144: Medidas de las tensiones del regulador de carga con 3000 W/m<sup>2</sup> y 48 V.

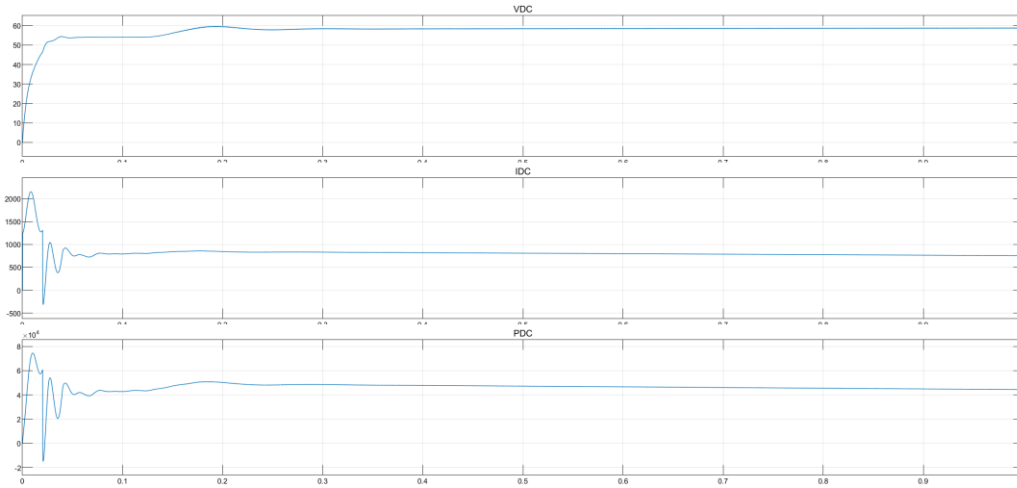


Figura 145: Medidas de la entrada del inversor con 3000 W/m<sup>2</sup> y 48 V.

Si se aumenta la radiación, los picos de corriente desaparecen y solo se queda la fluctuación o variación de la corriente continua dada por la inductancia del convertidor DC-DC.

De esta manera, se obtiene una corriente de salida bastante estable, es decir, una corriente continua que va a tener como consecuencia una potencia de salida poco variante. Este fenómeno se puede observar tanto en las medidas del convertidor como en la entrada del inversor, donde se tienen unas señales bastante constantes.

Respecto a la tensión, ya no se observa ningún tipo de rizado ni en la tensión de entrada ni de salida, es decir, se mantienen constantes. Además, este fenómeno se repite en las siguientes simulaciones al aumentar la incidencia solar, incrementando la tensión de los paneles y reduciendo la de salida.

**Con 4000 W/m<sup>2</sup>:**

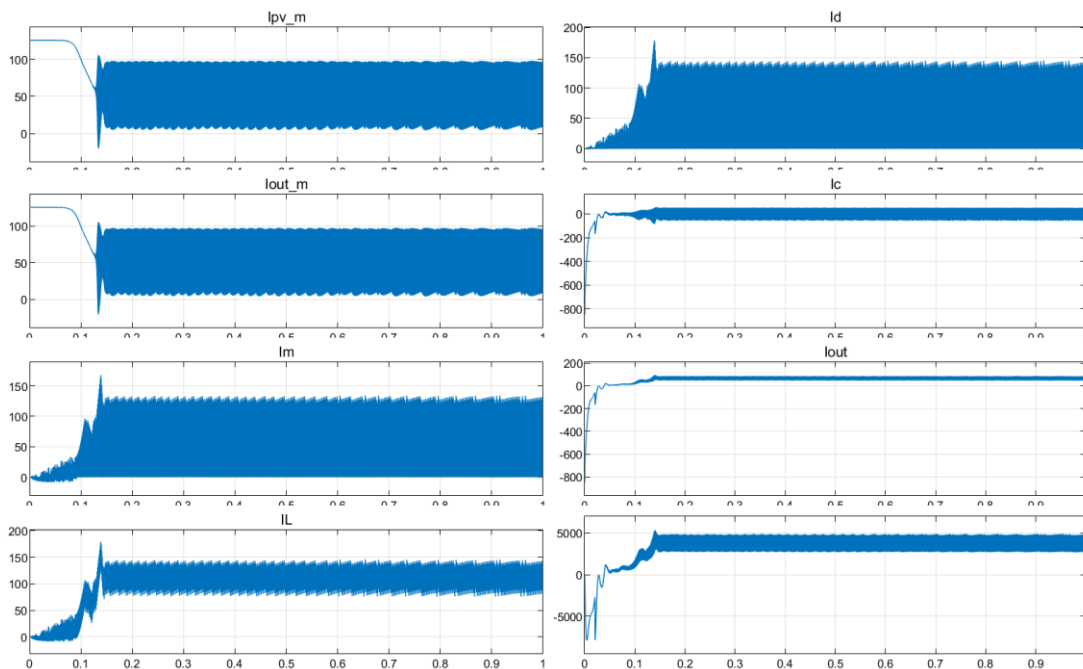


Figura 146: Medidas de las corrientes del regulador de carga con 4000 W/m<sup>2</sup> y 48 V.

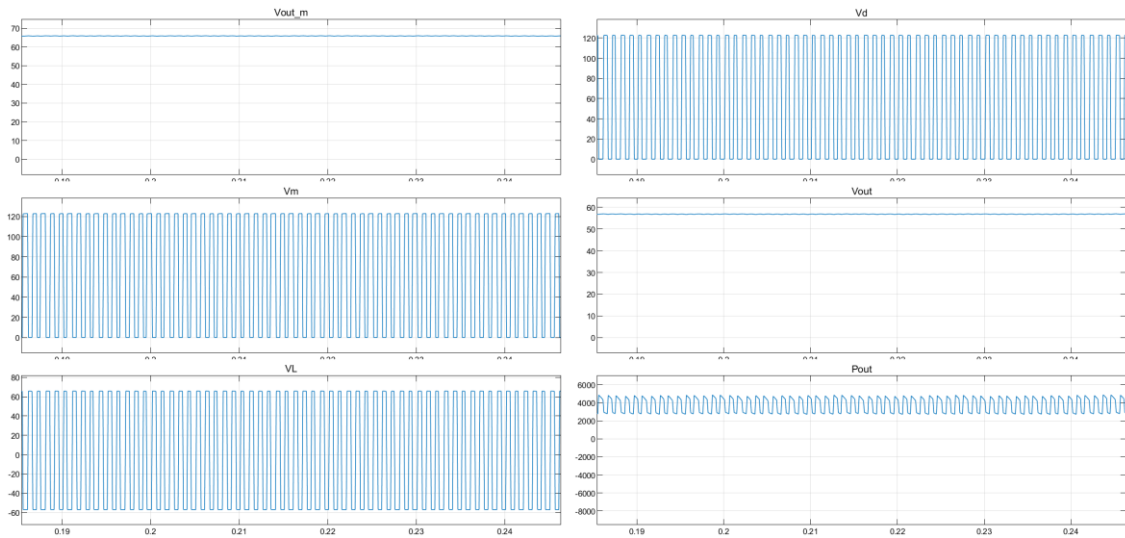


Figura 147: Medidas de tensiones del regulador de carga con  $4000 \text{ W/m}^2$  y  $48 \text{ V}$ .

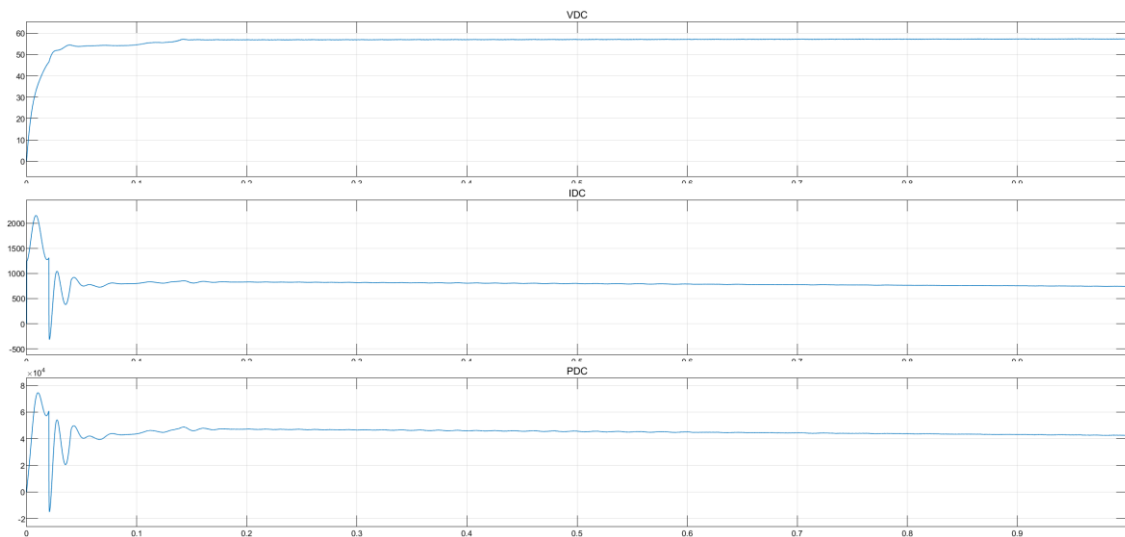


Figura 148: Medidas de la entrada del inversor con  $4000 \text{ W/m}^2$  y  $48 \text{ V}$ .

Ya con una radiación superior, la corriente emitida por el conjunto de paneles se vuelve tremendamente fluctuante y la corriente de salida del convertidor, en cambio, se vuelve menos variante.

No obstante, se mantienen los valores de entrada del inversor bastante parecidos a los logrados con una incidencia de  $3000 \text{ W/m}^2$ , con la diferencia de que los valores de potencia con  $4000 \text{ W/m}^2$  son ligeramente inferiores a los logrados en la simulación anterior.

Con  $5000 \text{ W/m}^2$ :

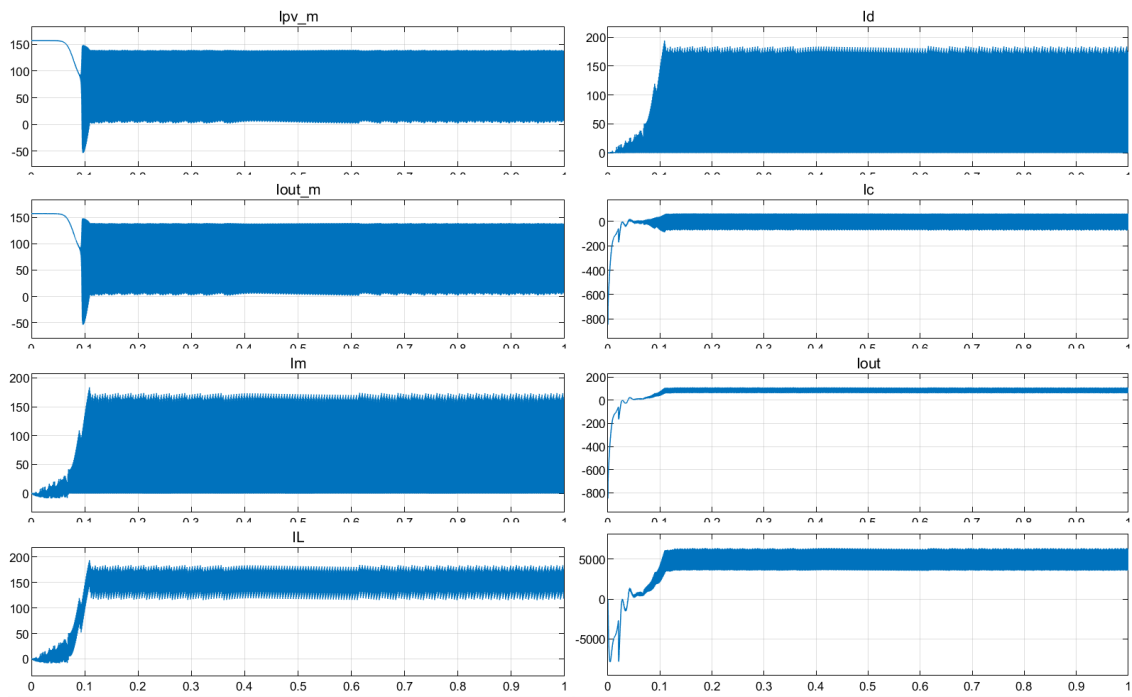


Figura 149: Medidas de corrientes del regulador de carga con  $5000 \text{ W/m}^2$  y 48 V.

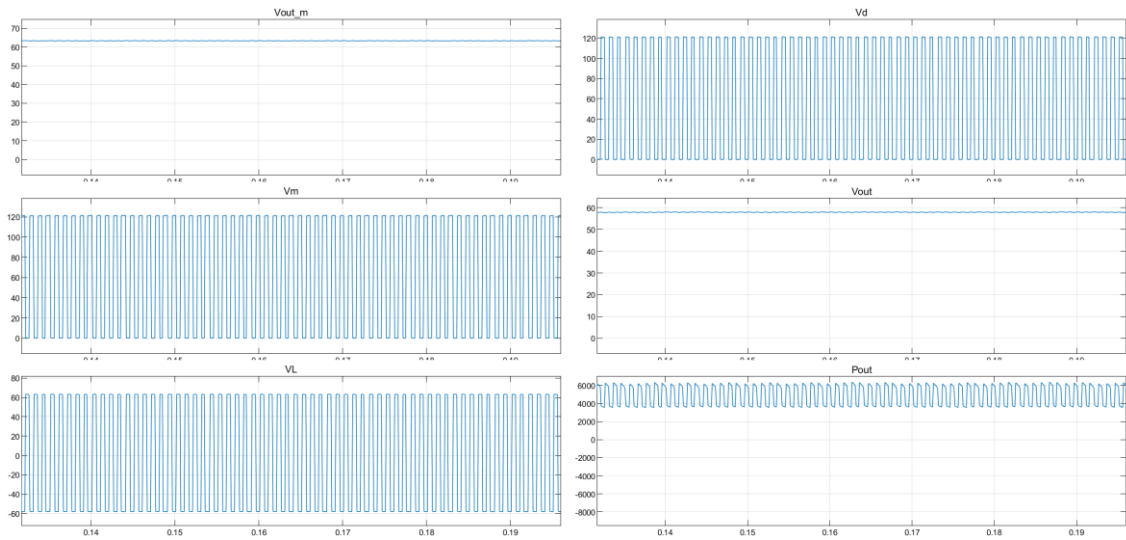


Figura 150: Medidas de las tensiones del regulador de carga con  $5000 \text{ W/m}^2$  y 48 V.

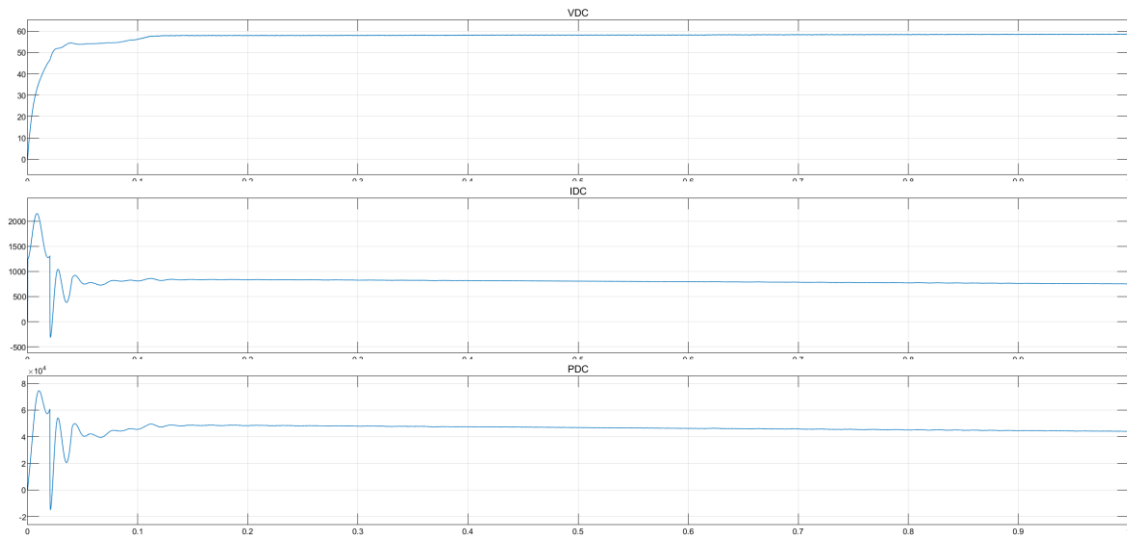


Figura 151: Medidas de la entrada del inversor con 5000 W/m<sup>2</sup> y 48 V.

Finalmente, con una incidencia solar de 5000 W/m<sup>2</sup>, se obtiene el mismo comportamiento que en el caso anterior: la corriente de entrada del convertidor es tremendamente fluctuante obteniendo una corriente continua menos variante a la salida, solo que, en esta situación, se genera algo más de corriente.

Por resumir los resultados, cuanto mayor cantidad de potencia incida sobre las matrices, mayor fluctuación presenta la corriente de salida de los paneles. No obstante, no pasa lo mismo con la corriente de salida del convertidor, es decir, cuanto menor incidencia solar, mayor fluctuación. Este fenómeno, al ser de origen desconocido, se presenta como objeto de estudio para el futuro.

Por otro lado, se verifica que el convertidor de carga funciona correctamente, ya que, por ejemplo, la bobina solo trabaja en la zona lineal. Además, la fluctuación de la corriente generada en dicho elemento es absorbido en casi toda su totalidad por el condensador de salida, independientemente de la irradiación incidente que haya.

## 5. Conclusiones

Hoy en día, las instalaciones fotovoltaicas están abaratando sus costes y mejorando su eficiencia en cuanto a términos de potencia se refiere, ya que se han desarrollado en esta última década una gran cantidad de algoritmos de control y perfeccionado los elementos que conforman el complejo. De esta manera, se permite la optimización de la conversión de la energía proveniente del sol en energía eléctrica.

Gracias al estudio llevado a cabo en este proyecto, se ha podido verificar que, por ejemplo, los paneles solares han de ser optimizados en gran medida, ya que son bastante sensibles a las condiciones meteorológicas y no son capaces de transformar toda la energía solar en electricidad.

Por otro lado, se tiene el convertidor DC-DC Buck-Boost que en este caso no es absolutamente necesario emplear. A pesar de que en este proyecto se ha realizado dicho montaje con el convertidor mencionado, existen otras opciones mucho más eficientes. Por ejemplo, emplear un convertidor DC-DC Boost y aumentar la tensión en las baterías del sistema de 48 V a 72 V.

No obstante, se han alcanzado los resultados deseados debido al dimensionado adecuado y al eficiente algoritmo de conductancia incremental que gobierna el duty cycle del mismo, el cual siempre busca el MPP de la matriz de paneles para generar la mayor cantidad de potencia posible.

Respecto al banco de baterías, se ha realizado el dimensionado del mismo para poder tener una autonomía de 5 días con un sistema que trabaje a 48 V. Como se ha mencionado antes, el complejo fotovoltaico sería más eficiente si se aumentara dicha tensión, por ejemplo, a 72 V.

Finalmente se encuentra el inversor híbrido, que se ha empleado para poder interactuar con la red eléctrica. Este viene dominado por un complejo algoritmo de control que permite la bidireccionalidad de la corriente, es decir, el funcionamiento como motor o como generador.

Este elemento se ha supuesto que es ideal, libre de armónicos, pero se ha empleado igualmente un condensador de desacoplo a su entrada que filtre las señales de alta frecuencia. Además, se ha observado la existencia de este condensador en el algoritmo de control del inversor, para poder ser empleado en otros montajes.

Dicho algoritmo emplea las transformadas de Clarke y Park como herramientas para poder controlar en el plano continuo el valor de la señal trifásica del inversor. No obstante, se dota de bastante complejidad y es bastante novedoso, por lo que tiene un largo camino por delante para ser muy óptimo.

De esta forma, y juntando todos los componentes que conforman el complejo fotovoltaico, se ha podido obtener un modelo de simulación que permite conocer el comportamiento del sistema ante diversas circunstancias.

## 6. Bibliografía

- [1] IEA, «Electricity Information: Overview,» July 2020. [En línea]. Available: <https://www.iea.org/reports/electricity-information-overview>.
- [2] IRENA, «Renewable Power Generation Costs,» International Renewable Energy Agency, Abu Dhabi, 2019.
- [3] IRENA, «Country Rankings,» International Renewables Energy Agency, 2020. [En línea]. Available: <https://www.irena.org/Statistics/View-Data-by-Topic/Capacity-and-Generation/Country-Rankings>. [Último acceso: 20 Noviembre 2020].
- [4] IRENA, «Final Renewable Energy Consumption,» International Renewables Energy Agency, 2018. [En línea]. Available: <https://www.irena.org/Statistics/View-Data-by-Topic/Renewable-Energy-Balances/Final-Renewable-Energy-Consumption>. [Último acceso: 8 Noviembre 2020].
- [5] IRENA, «Global Energy Transformation: A roadmap to 2050,» International Renewables Energy Agency, Abu Dhabi, 2019.
- [6] NASA, «Data Access Viewer,» National Aeronautics and Space Administration, [En línea]. Available: <https://power.larc.nasa.gov/data-access-viewer/>. [Último acceso: 23 Noviembre 2020].
- [7] Ceen, «Hora Solar Pico (HSP),» Certificación Energética, 15 Enero 2015. [En línea]. Available: <https://certificacionenergetica.info/hora-solar-pico-hsp/>. [Último acceso: 26 Noviembre 2020].
- [8] O. Planas, «Tipos de paneles fotovoltaicos,» 28 Marzo 2020. [En línea]. Available: <https://solar-energia.net/energia-solar-fotovoltaica/elementos/panel-fotovoltaico/tipos-de-paneles-fotovoltaicos>.
- [9] M. Á. Pérez García, J. C. Álvarez Antón, J. C. Campo Roríguez, F. J. Ferrero Martín y O. G. J. Grillo, Instrumentación Electrónica, Oviedo: Thomson, 2012.
- [10] M. G. Villalva, J. R. Gazoli y E. R. Filho, «Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays,» *Transactions on power electronics*, pp. 1198-1208, 5 May 2009.
- [11] M. Santos, «PWM: Qué usos tiene en ventiladores y luces LED de nuestro PC,» Hardzone, 11 Marzo 2018. [En línea]. Available: <https://hardzone.es/2018/03/11/uso-pwm-pc/>. [Último acceso: 2 Diciembre 2020].
- [12] S. Zulqadar Hassan, T. Kamal, H. Li y J. Ahamd, «Performance of Different MPPT Control Techniques for Photovoltaic Systems,» de *10.1109/ICEE.2018.8566713*, Lahore, 2018.



- [13] Elprocus, «What Is Lead-Acid Battery: Types, Working & Its Applications,» Elprocus, [En línea]. Available: <https://www.elprocus.com/what-is-lead-acid-battery-types-working-its-applications/>. [Último acceso: 12 Febrero 2021].
- [14] C. Energético, «Baterías Solares de Gel,» Cambio Energético, [En línea]. Available: <https://www.cambioenergetico.com/207-baterias-solares-de-gel>. [Último acceso: 12 Febrero 2021].
- [15] All-Bateries, «Qué Es Una Batería De Plomo AGM,» All-Batteries, [En línea]. Available: <https://www.all-batteries.es/que-es-una-bateria-plomo-agm>. [Último acceso: 6 Febrero 2021].
- [16] A. Energy Solutions, «Baterías Estacionaria OPZV 2V,» Autosolar Energy Solutions, [En línea]. Available: <https://autosolar.es/baterias-estacionarias-opzv-2v/bateria-estacionaria-576ah-2v-opzv-ultracell-uzv580-2>. [Último acceso: 12 Febrero 2021].
- [17] P. Magazine, «Funcionamiento Interno de una Batería de Litio,» World Energy Trade, 15 Febrero 2020. [En línea]. Available: <https://www.worldenergytrade.com/energias-alternativas/electricidad/el-funcionamiento-interno-de-una-bateria-de-litio>. [Último acceso: 12 Febrero 2021].
- [18] V. Energy, «Curva de carga de una batería de plomo ácido,» Victron Energy, [En línea]. Available: <https://www.victronenergy.com/media/pg/Skylla-IP65/es/operation.html>. [Último acceso: 3 Febrero 2021].
- [19] L. F. Quevedo, J. A. Morales, X. J. Serrano y R. J. Cabral, «Resonant Inverter in SPWM switching, used for a Solar Photovoltaic Installation Connected to the Network,» Research Gate, Porto Alegre, 2015.
- [20] X. Lozano Carreras, «Análisis del contenido espectral de modulaciones de ancho,» UPCommons.
- [21] Wikipedia, «Phase Locked Loop,» Wikipedia, 15 Junio 2021. [En línea]. Available: [https://en.wikipedia.org/wiki/Phase-locked\\_loop](https://en.wikipedia.org/wiki/Phase-locked_loop).
- [22] J. Rodríguez Muñoz, «Estudios de diversos algoritmos de control de inversores trifásicos utilizados en una microrred,» Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, 2017.
- [23] Yuraku, *Yur.Power A-P216 Multicrystalline Solar Panels DataSheet*, Yuraku.
- [24] Ultracell, *Ultracell UZS600-6 Datasheet*.
- [25] J. A. Alonso Lorenzo, «Cómo dimensionar y calcular paneles solares fotovoltaicos necesarios,» Sun Field, [En línea]. Available: <https://www.sfe-solar.com/paneles-solares/calcular-paneles-solares-necesarios/>. [Último acceso: 15 Mayo 2021].
- [26] Autosolar, «¿Por qué diseñar las baterías con 3-4 días de autonomía?,» Autosolar Energy Solutions, 18 Septiembre 2019. [En línea]. Available: <https://autosolar.es/blog/baterias-placas-solares/por-que-disenar-las-baterias-con-3-4-dias-de-autonomia>. [Último acceso: 17 Mayo 2021].

- [27] S. C. Rahul Rawat, January 2013. [En línea]. Available: [https://www.researchgate.net/publication/288128372\\_Hill\\_climbing\\_techniques\\_for\\_tracking\\_maximum\\_power\\_point\\_in\\_solar\\_photovoltaic\\_systems\\_-\\_A\\_review?enrichId=rgreq-1810f917c543bc26300f496addc2c62c-XXX&enrichSource=Y292ZXJQYWdlOzI4ODEyODM3MjtBUzozMTA4MzI3](https://www.researchgate.net/publication/288128372_Hill_climbing_techniques_for_tracking_maximum_power_point_in_solar_photovoltaic_systems_-_A_review?enrichId=rgreq-1810f917c543bc26300f496addc2c62c-XXX&enrichSource=Y292ZXJQYWdlOzI4ODEyODM3MjtBUzozMTA4MzI3).
- [28] I. R. E. Agency, « Global Renewables Outlook: Energy transformation 2050,» *IRENA*, p. 291, 2020.
- [29] I. M. M. M. R. S. M. G. M. Mohammad Faisal, «Research Gate,» October 2014. [En línea]. Available: [https://www.researchgate.net/publication/282716459\\_PI\\_Controller\\_and\\_Park%27s\\_Transformation\\_Based\\_Control\\_of\\_Dynamic\\_Voltage\\_Restorer\\_for\\_Voltage\\_Sag\\_Minimization?enrichId=rgreq-a21d4c28ffef15ec7ba323f18927315e-XXX&enrichSource=Y292ZXJQYWdlOzI4MjcxNjQ1OT](https://www.researchgate.net/publication/282716459_PI_Controller_and_Park%27s_Transformation_Based_Control_of_Dynamic_Voltage_Restorer_for_Voltage_Sag_Minimization?enrichId=rgreq-a21d4c28ffef15ec7ba323f18927315e-XXX&enrichSource=Y292ZXJQYWdlOzI4MjcxNjQ1OT).
- [30] D. M.-V. J. V.-C. S. E.E Henao-Bravo, «Modelo,» Tecno Lógicas, Medellín, 2016.
- [31] J. L. Domínguez-García, O. Gomis-Bellmunt, F. Bianchi y A. Sudriá-Andreu, «POWER CONTROL OF VOLTAGE SOURCE CONVERTER FOR DISTRIBUTED GENERATION,» PHSYCON, León, 2011.
- [32] W. Y. Sandino Sandoval y J. C. Rodríguez Romero, «Estudio y aplicación de un control de un enlace vsc-hvdc para el mejoramiento de la estabilidad de tensión de un sistema de potencia,» 4 Julio 2019. [En línea]. Available: [https://ciencia.lasalle.edu.co/ing\\_electrica/249](https://ciencia.lasalle.edu.co/ing_electrica/249).
- [33] D. Elizondo Martínez, «Diseño y comparativa de dos técnicas de control de un inversor fotovoltaico para conexión a una red monofásica,» Universidad Pública de Navarra, Pamplona, 2017.
- [34] C. Abele, «Historia de la energía fotovoltaica,» 2020. [En línea]. Available: <https://www.hogarsense.es/energia-solar/historia-energia-solar-fotovoltaica>.
- [35] Wikipedia, «Energía solar fotovoltaica,» 4 Junio 2021. [En línea]. Available: [https://es.wikipedia.org/wiki/Energ%C3%ADa\\_solar\\_fotovoltaica](https://es.wikipedia.org/wiki/Energ%C3%ADa_solar_fotovoltaica).
- [36] A. E. Forecasting, «Historia de la fotovoltaica en España: desde sus inicios en 1984 a sus objetivos para 2030,» 1 Enero 2020. [En línea]. Available: <https://elperiodicodelaenergia.com/historia-de-la-fotovoltaica-en-espana-desde-sus-inicios-en-1984-a-sus-objetivos-para-2030/>.
- [37] J. A. Roca, «Los costes de la fotovoltaica caen un 80% en los últimos 5 años,» 16 septiembre 2014. [En línea]. Available: [elperiodicodelaenergia.com/los-costes-de-la-fotovoltaica-caen-un-80-en-los-ultimos-cinco-anos/](http://elperiodicodelaenergia.com/los-costes-de-la-fotovoltaica-caen-un-80-en-los-ultimos-cinco-anos/).
- [38] A. Energy Solutions, «Paneles Solares,» [En línea]. Available: [autosolar.es/paneles-solares](http://autosolar.es/paneles-solares).

- [39] N. Carpio, «Como funcionan los reguladores de carga solares PWM y MPPT,» 11 Noviembre 2015. [En línea]. Available: <https://www.monsolar.com/blog/como-funcionan-los-reguladores-de-carga-solares-pwm-y-mppt/>.
- [40] J. Ballester, «Carga de baterías en 3 etapas,» 24 Abril 2020. [En línea]. Available: [dcballester.com/carga-de-baterias-en-3-etapas](http://dcballester.com/carga-de-baterias-en-3-etapas).
- [41] E. Solar, «Etapas de carga en baterías,» 6 Febrero 2016. [En línea]. Available: <https://www.estudiosolar.es/etapas-de-carga-en-baterias/>.
- [42] Teknosolar, «Los distintos tipos de baterías: Monoblock, AGM, Estacionarias, de GEL o de Litio,» Noviembre 2017. [En línea]. Available: <https://www.teknosolar.com/community/index.php?p=/discussion/6/los-distintos-tipos-de-baterias-monoblock-agm-estacionarias-de-gel-o-de-litio>.
- [43] H. Rezk y A. M. Eltamaly, «A comprehensive comparison of diferent MPPT techniques,» *ScienceDirect*, pp. 1-11, 6 December 2014.
- [44] M. Akrami y K. Pourhossein, «A novel reconfiguration procedure to extract maximum power form partially shared photovoltaic arrays,» *ScienceDirect*, pp. 1-10, 18 June 2018.
- [45] D. Séra, «Real-time Modelling, Diagnostics and Optimised MPPT for Residential PV systems,» Institute of Energy Technology, Aalborg, 2009.
- [46] M. Saifuzam Jamri y T. Chee Wei, «Modeling and Control of a Photovoltaic Energy System Using the State-Space Avaraging Technique,» *American Jorunal of Applied Sciences*, pp. 682-692, 2010.
- [47] N. Femia, G. Spagnuolo, G. Petrone y M. Vitelli, «Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Trackins Method,» *IEEE Transactions on power electronics*, pp. 963-974, Julio 2005.
- [48] B. Bendib, H. Belmili y F. Krim, «A survey of the most used MPPT methods: CONventional and andvanecd algorithms applied for photovoltaic systems,» *Science Direct*, pp. 636-648, 27 February 2015.
- [49] A. Deswal y V. Kumar Garg, «Voltage Source Converter (VSC) Control of Grid Connected PV System,» *Krishi Sanskriti Publications*, pp. 257-259, July-September 2016.
- [50] L. Wang, X. Wu, J. Hou y T. Wang, «THE CONTROL OF PHOTOVOLTAIC POWER INTEGRATION BASED ON MULTI-TERMINAL VSC HVDC SYSTEM,» *The Journal of Engineering*, pp. 1-7, 24 Agosto 2018.
- [51] V. Cardona Sanchez y C. C. Cardona Bedoya, «Control de un convertidor DC-AC para la integración de generación distribuida a la red en condición de desbalance,» Grupo de investigación en electrónica de potencia de la universidad tecnológica, Pereira, 2016.
- [52] IEA, «Electricity Information: Overview,» IEA, Paris, 2020.

- [53] A. Energy Solutions, «Etapas de una batería,» Autosolar Energy Solutions, 19 Abril 2015. [En línea]. Available: <https://autosolar.es/blog/aspectos-tecnicos/etapas-de-carga-de-una-bateria>.