



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**

UNIVERSIDAD DE VALLADOLID

ESCUELA DE INGENIERIAS INDUSTRIALES

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

**Diseño de un sistema de autoconsumo
simple de carga Individual aplicado al
pequeño electrodoméstico**

Autor:

García Martínez, Jorge

Tutor:

Domínguez Vázquez, Jose Antonio

Departamento de Tecnología

Electrónica

Valladolid, mayo 2021.

Resumen

En el presente Trabajo de Fin de Grado se pretende diseñar un sistema de alimentación eléctrica para electrodomésticos de pequeño consumo basado en energía fotovoltaica que no dependa de inversores. Para esto se requiere de un sistema cuyo funcionamiento sea en corriente continua y que disponga de un rectificador en su entrada. Un ejemplo de dispositivo con este funcionamiento es un ozonizador, el cual puede ser usado para purificar el aire y mejorar su calidad.

Los problemas cuya resolución fue necesaria consistieron en establecer un control adecuado para la planta, adaptar la tensión saliente de los paneles a la entrante del dispositivo, y garantizar la viabilidad económica del proyecto. Para verificar la viabilidad técnica se empleó el software de simulación PSIM, mientras que para la económica se compararon diferentes costes de los componentes.

Palabras Clave: energía fotovoltaica, convertidores elevadores, ozonizadores, control, simulaciones

Abstract

This Final Degree Project is intended to design an electrical power supply system for household appliances with a low consumption based on photovoltaic energy without using AC/DC convertors. In order to achieve it, we need a system which functions with direct current and has a rectifier in its input. An example of a device with this functioning is an ozonator, which can be used to clean the air and improve its quality.

The problems whose resolution was needed consisted in establishing a right control for our plant, converting the output voltage from panels into the input voltage from the device and warranting the economic viability of the project. To verify technic viability, the simulation software PSIM was used, but for economic viability, different component costs were compared.

Keywords: photovoltaic energy, boost converters, ozonator, control, simulations

Índice general

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	9
1.1. Antecedentes e introducción.....	9
1.2. Objetivos y procedimiento	10
1.3. Estructura del documento	11
CAPÍTULO II: DESCRIPCIÓN DE LA PLANTA Y SUS ELEMENTOS	13
2.1. Descripción de la planta	13
2.2. Descripción del funcionamiento de un panel fotovoltaico.....	17
2.3. Descripción del convertidor continua a continua tipo boost.....	20
2.4. Ejemplo de carga de bajo consumo: Ozonificador comercial marca ATWFS	21
CAPÍTULO III: CONTROL DE LA PLANTA Y ALGORITMOS EMPLEADOS.....	27
3.1. Control de la planta.....	27
3.2. Control a todo o nada	28
3.2.1. Control a todo o nada con MPPT	30
3.3. Control por histéresis.....	33
3.4. Control por regulador PID	35
3.4.1. Intento de implementación erróneos	38
CAPÍTULO IV: SIMULACIONES DEL SISTEMA.....	41
4.1. Software empleado	41
4.1.1. LTspice.....	41
4.1.2. PSIM.....	41
4.1.3. Conclusión	42
4.2. Implementación del control.....	42
4.3. Observación sobre las primeras simulaciones	46
4.4. Simulaciones del control a todo o nada	48
4.4.1. Simulaciones del control a todo o nada con MPPT	50
4.5. Control por histéresis.....	52
4.6. Control por regulador	53
4.6.1. Regulador para cálculo del ciclo de servicio.....	53
4.6.2. Regulador para cálculo de la tensión de referencia.....	56
CAPÍTULO V: DIMENSIONADO DEL SISTEMA REAL.....	59
5.1. Selección del generador	59

5.2.	Dimensionado del convertidor	60
5.3.	Simulaciones con el equipo dimensionado.....	64
5.3.1.	Simulaciones con el control a todo o nada.....	66
5.3.2.	Simulaciones con el control por histéresis	69
5.3.3.	Control por regulador	71
5.4.	Viabilidad económica del proyecto	73
CAPÍTULO VI: CONCLUSIONES.....		81
6.1.	Futuras líneas de trabajo.....	81
6.2.	Conclusiones generales.....	81
Índice de figuras		85
Índice de tablas.....		87
Bibliografía		89

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1. Antecedentes e introducción

Este TFG surge del estudio preliminar del proyecto OZONOVOLT, ideado por la Asociación LACECAL. El objetivo de OZONOVOLT era el de mejorar la calidad del aire en las ciudades. Debido a que buena parte de nuestro tiempo lo pasamos en ambientes públicos tales como plazas de abastos o transportes públicos, con frecuencia tenemos contacto con bacterias, gérmenes u otros pequeños restos orgánicos. Estos elementos se manifiestan como malos olores, alergias o incluso enfermedades. Una solución para este problema consiste en la propuesta por el proyecto OZONOVOLT, consistente en instalar generadores de ozono que transformen en dicho gas el oxígeno presente en la atmósfera, para eliminar este tipo de suciedad purificando el aire sin dejar residuos ni emplear elementos químicos.

Este proyecto OZONOVOLT sería una primera parte de un proyecto más complejo y ambicioso llamado OZONOGRID, consistente en una red pública de generadores en espacios públicos distribuida por las ciudades en los lugares con concentración del problema del saneamiento del aire.

Para garantizar la ecoinnovación del proyecto, estos generadores no dependerían de la red eléctrica, sino que serían sistemas autónomos alimentados por medio de placas fotovoltaicas. Dado que existen tanto generadores de ozono como fotovoltaicos de un tamaño reducido, estos dispositivos podrían ser instalados en múltiples lugares, desde farolas hasta techos bajos o fachadas.

Sin embargo, y a pesar de los efectos positivos para la calidad del aire, el ozono puede ocasionar ciertos problemas de salud en algunas personas si se acumula en cantidades importantes a nivel de suelo. Incluso, cuando se ha demostrado que los generadores de ozono son efectivos para eliminar productos químicos no deseables, existen ciertos efectos secundarios que se deben tener en cuenta. Muchos de los productos químicos que reaccionan al ozono dan como resultado una variedad de subproductos nocivos. Por ejemplo, cuando el ozono se mezcla con químicos de una alfombra nueva en un entorno de laboratorio, el ozono redujo muchos de los químicos pero creó una variedad de químicos orgánicos peligrosos en el aire. Si bien los productos químicos se redujeron, los subproductos peligrosos hicieron que el proceso mutara y que los objetivos no se consiguiesen.

Como ejemplo, La EPA (Environmental Protection Agency del gobierno de Estados Unidos) ha informado que existen varios efectos nocivos para la salud, en ambientes asociados con altos niveles de ozono. Esto puede incluir disminución de la función pulmonar, irritación de la garganta, síntomas graves de asma, tos, dolor en el pecho, dificultad para respirar, irritación del tejido pulmonar y una mayor

sensibilidad a las infecciones respiratorias. Adicionalmente, hay factores de riesgo que pueden perpetuar los efectos secundarios del ozono, como llevar a cabo actividades que aumentan las tasas de respiración (como el ejercicio en el interior), ciertas enfermedades pulmonares preexistentes y una mayor duración de la exposición.

Es por todo esto que, en posteriores etapas del proyecto se desestimó este planteamiento inicial, pasando a realizar el estudio enfocado al funcionamiento de aparatos eléctricos externos de forma independiente y autónoma mediante energía fotovoltaica como pueden ser: alarmas, cámaras de vigilancia, dispositivos extensores de WiFi, etc... El objetivo es realizar un sistema y razonable de microautoconsumo de inyección cero para estos aparatos que necesitan un funcionamiento de 24 horas al día. Este aparato seguiría conectado a la red, pero se busca aprovechar toda la energía fotovoltaica disponible, en cada momento, y sólo cuando no sea suficiente, la red proporcionará, gradualmente y desde cero, la energía restante.

Dado que un ozonificador se trata de uno de estos electrodomésticos de bajo consumo, se mantuvo parte del estudio previo, puesto que además del bajo consumo, tiene un uso continuado y fácil instalación en exteriores, tratándose así de un ejemplo válido para probar nuestro sistema.

Este reenfoque permitió mantener el mismo procedimiento de análisis y estudio, debido a poder extrapolar los resultados a cualquier otro electrodoméstico que se quiera utilizar en este tipo de alimentación de micro-autoconsumo de inyección cero, mediante energía fotovoltaica.

1.2. Objetivos y procedimiento

Los objetivos de este trabajo son los de aplicar y reforzar los conocimientos y competencias adquiridos a lo largo de los estudios de grado, especialmente aquellos relacionados con los aspectos de análisis y estudio de circuitos electrónicos, y más concretamente, aquellos que tienen que ver con convertidores electrónicos de potencia y generadores fotovoltaicos, los cuales han sido trabajados en las asignaturas de 3º de Electrónica de Potencia y de 4º de Electrónica de Potencia en Sistemas de Energía Alternativa.

Para realizar dicho estudio se han seguido una serie de pasos, que se explicarán más adelante junto a los principales conocimientos que se han adquirido y aplicado mediante su realización.

- **Diseño de la planta.** El primer paso realizado fue diseñar la planta en la que trabajar. Los objetivos que se buscaban con la misma estaban claros, puesto que se pretendía alimentar con un panel solar una carga de bajo consumo, pero debido a la tensión reducida que estos

generadores suministran, era necesario elevar la tensión de algún modo.

- **Estudio del control.** Una vez diseñada la planta, fue necesario asegurarse de que esta pudiera otorgar los valores deseados. Para garantizar esto, se estudiaron diversas opciones de control que nos consolidaran las condiciones requeridas, hasta terminar optando por la más idónea.
- **Verificación del funcionamiento.** Teniendo sobre la mesa las distintas opciones con las que controlar el sistema, se realizaron distintas simulaciones con las que, por un lado, verificar que funcionaban correctamente y, por otro, saber qué cambios aplicar sobre los controles diseñados, como por ejemplo, al sintonizar los PID.
- **Dimensionado final.** Conociendo en profundidad y detalle nuestra planta y su funcionamiento, el último paso fue el dimensionar esta para el funcionamiento con una carga concreta y conocida.

1.3. Estructura del documento

Para una mayor legibilidad, el documento ha sido compartimentado en los siguientes capítulos presentados a continuación:

1. **Introducción.** Una breve reseña de la estructuración y los objetivos del proyecto.
2. **Descripción de la planta.** Una exposición del conjunto de la planta y los distintos elementos que la forman.
3. **Control.** Una explicación de los distintos algoritmos contemplados y empleados para determinar cómo controlar la planta, y las conclusiones que se obtuvo de los mismos.
4. **Simulaciones.** Los resultados obtenidos de simular la planta con las distintas implementaciones de cada algoritmo para una planta basada en experiencias del equipo de desarrollo, comprobando que los métodos del capítulo anterior resulten funcionales.
5. **Dimensionado.** Una aplicación de las conclusiones previas a casos reales, calculando los elementos necesarios, y verificando su viabilidad técnica mediante simulaciones así como la económica mediante un breve estudio de mercado.
6. **Conclusiones.** Un apartado final en el reflexionar sobre las aplicaciones del proyecto y lo aprendido durante su desarrollo.

CAPÍTULO II: DESCRIPCIÓN DE LA PLANTA Y SUS ELEMENTOS

2.1. Descripción de la planta

Tal y como se explicó en la introducción, el objetivo del proyecto radica en alimentar una carga doméstica de bajo consumo de manera autónoma mediante energía fotoeléctrica. Para esto, se conectaría un panel fotovoltaico a la carga, pero sin desconectarla de la red. Esto es debido a que nuestro generador no puede garantizar la autonomía total de la carga, dado que dependerá en gran medida de las condiciones de luminosidad. Así, por ejemplo, durante la noche, el panel estaría apagado; o un día nublado de invierno se generará menos que un día soleado de verano.

Pese a ello, si consideramos las condiciones más óptimas para el panel, es decir, irradiancia máxima para la latitud y época del año, y temperatura más baja posible para dicha irradiancia (puesto que un aumento de temperatura influye en detrimento de la eficiencia, aunque tiene menos peso que la irradiancia), un generador fotovoltaico de pequeño tamaño no da demasiada potencia. Además, la tensión generada por un panel rara vez supera los 48 V ^[1], e incluso esta sólo se da en paneles de alta tensión, conectando más en serie si se requiere de más voltaje.

Una gran cantidad de electrodomésticos que trabajan a baja potencia, funcionan en corriente continua, aunque al ser alimentados por la red, la entrada al mismo es corriente alterna, que debe ser rectificada. En muchos casos, esta rectificación se produce inmediatamente a la entrada del dispositivo. Como la red eléctrica en España funciona a 230 V eficaces ^[2], en la salida del rectificador tendremos una tensión de 325 V, dado que este valor de continua coincidirá aproximadamente con la tensión de pico de la red, la cual se puede calcular como se ve en la ecuación (1). Este valor podría ser modificado en etapas posteriores, pero es al que se funcionará al terminar la primera etapa.

$$V_{pico} = \sqrt{2} * V_{eficaz} = \sqrt{2} * 230 = 325 V \quad (1)$$

Un panel funciona en corriente continua, lo que nos lleva a necesitar un convertidor para adaptar la salida de nuestro generador a la entrada de nuestra carga. Aquí tenemos dos opciones. Dado que la entrada de la carga funciona en corriente alterna, la primera opción que se nos ocurre y la más evidente sería interponer un inversor. Un inversor es un convertidor de corriente continua a corriente alterna. Esta salida podría ser implementada directamente a nuestro electrodoméstico. Sin embargo, existe una segunda opción, menos versátil, pero igualmente válida. Esta alternativa pasa por emplear un convertidor de continua a

continua para adaptar la tensión a la de la carga. Si bien esto no se puede aplicar a todas las cargas, como para aquellas que tengan parte o la totalidad de su funcionamiento en corriente alterna, sí es una opción válida para aquellas que convierten la tensión alterna a continua con un rectificador.

Si analizamos ambas opciones por separado, a primera vista, el inversor parece la ideal. Como se comentó anteriormente, se trata de una opción más versátil, puesto que al dar una salida directamente en corriente alterna, podemos aplicarlo a cualquier carga independientemente de su funcionamiento, puesto que serán los propios electrodomésticos los que dentro de su alimentación interna adapten esta señal. Sin embargo, para este proyecto se están manejando potencias muy reducidas, de en torno a los 10 W. Para estas potencias, un inversor requiere de un control y hardware demasiado complejo, los cuales seguramente no salgan rentables.

Esto nos lleva a nuestra segunda opción: el convertidor de continua a continua, aunque esta opción, como ya se pudo entrever dos párrafos antes, requiere que la etapa posterior a la fuente del dispositivo convierta la corriente en continua por medio de un rectificador. Si tienen dicho rectificador, se puede alimentar con la tensión en continua, ya que los diodos estarán en modo de conducción en lugar de ir alternando entre conducción y no conducción. Por tanto, vamos a ceñirnos a cargas reducidas, cuya entrada disponga de un rectificador.

Otra ventaja del uso de un rectificador es que nos garantiza la inyección cero a red, o dicho de otro modo, evita que se produzca más potencia de la consumida, dirijamos ésta a la red, introduciendo armónicos indeseados. Esta inyección cero queda garantizada por los diodos que, en caso de tener mayor tensión en los bornes de nuestro sistema que en los bornes de la red, entran en bloqueo y separan la red de la planta. Esta ventaja no es algo estrictamente necesario, debido a que la legislación actual permite la inyección a red para bajas potencias, pero serviría de cara a un posible cambio en la normativa futura.

Habiendo decidido que vamos a trabajar con un convertidor de continua a continua, tenemos tres tipos entre los que elegir, dependiendo de qué función cumplan con la tensión. Tenemos de tipo reductor, o buck; de tipo elevador, o boost; y de tipo reductor-elevador, o buck-boost. Si la salida de nuestro convertidor es mayor que la de la red, el propio rectificador que nos estará conectando con la red bloqueará el paso de la misma, garantizando el suministro completo por medio del panel. Este valor de tensión en principio habría de ser 325 V, como ya se calculó por medio de la ecuación (1). Sin embargo, debido a que la red eléctrica no siempre suministra 230 V eficaces, sino que tiene un margen de tolerancia, se aplicó la ecuación (2) para conocer estos números. Esta tolerancia máxima, que en España es del 7%, se multiplicó al valor rectificado para obtener un valor de aproximadamente 348 V. Sabiendo pues, que tenemos que mantener este valor partiendo de una tensión mucho más reducida (entre 12 y 24 V, dependiendo del

panel que se escoja), se optó por emplear un convertidor de tipo boost que nos garantizase estos valores.

$$V_{cc_max} = Tolerancia_{max} * V_{cc} = 1.07 * 325 = 348 V \quad (2)$$

Al integrar todos estos elementos, se obtuvo el esquema de la Figura 1. En él podemos ver un primer esquema de la planta con todos los elementos físicos que la componen (tales como el panel, los distintos elementos del boost, o la red eléctrica), así como la sensorización y los elementos de control empleados.

Aunque la Figura 1 es un elemento muy visible en el que se pueden observar todos los componentes que estarían en la versión final, de manera más o menos abstracta (dado que el control, por ejemplo, podría haber varias maneras de implementarlo y no todas conllevan un bloque único), puede resultar confuso visualizarlo con tanta información. Por lo tanto, se adjunta también la Figura 2, en la que el esquema fue desprovisto de los sensores empleados en el control, así como el propio bloque de control. Este esquema no tiene ninguna utilidad de cara a las simulaciones, pero sirve para visualizar de manera más clara la planta con la que tratamos.

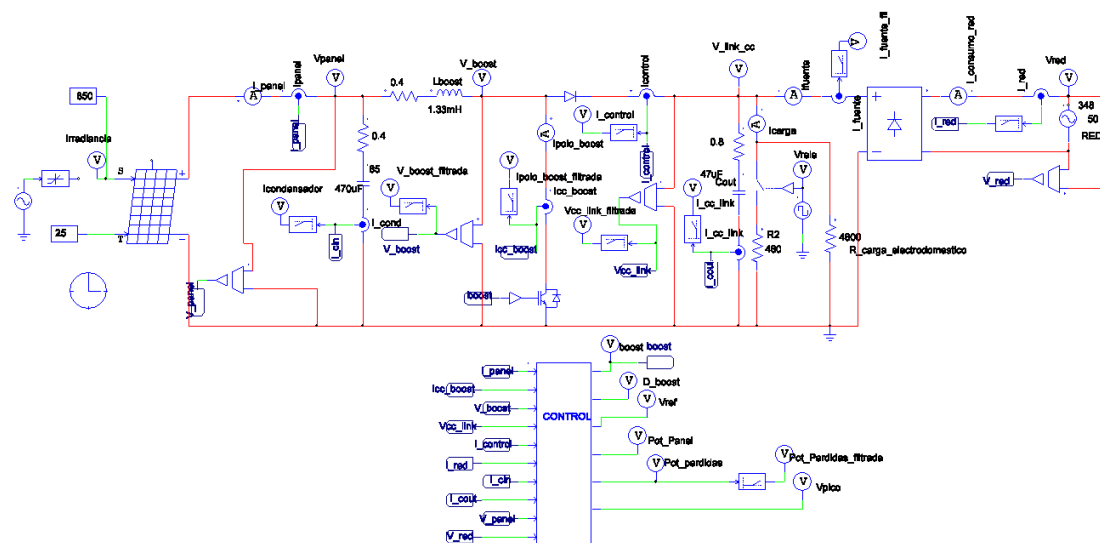


Figura 1. Esquema completo.

Como se ha comentado anteriormente, la salida del panel dependerá de los valores de temperatura e irradiancia que esté recibiendo, con lo cual tendrá estas magnitudes como entradas.

Continuando de izquierda a derecha, se puede identificar un condensador (con una pequeña resistencia modelizando la resistencia interna del mismo) denominado como Cin. Este condensador no forma parte del propio boost, aunque tenerlo nos aporta ciertas ventajas. Al tenerlo conectado durante las horas de luz,

nos aseguramos de que acumule energía que pueda mantenerse durante las horas de oscuridad y liberar energía durante el arranque, facilitando la puesta en funcionamiento de todo el sistema. Además de las ventajas aportadas, hay que tener en cuenta que este condensador es necesario para trabajar con el panel como fuente de tensión en lugar de fuente de intensidad, lo cual nos hace falta para poder controlar con garantías el boost.

Después del condensador C_{in} , tenemos una serie de elementos que trabajan en conjunto. Estos son una inductancia, un transistor, un diodo y un condensador (el denominado como C_{out}). El conjunto de estos cuatro elementos, con la disposición que tienen, forman el conjunto del convertidor boost de continua a continua. Este subcircuito será el encargado de darnos una tensión adecuada para adaptarnos a las necesidades de tensión de la carga, y será el elemento que controlemos para ello.

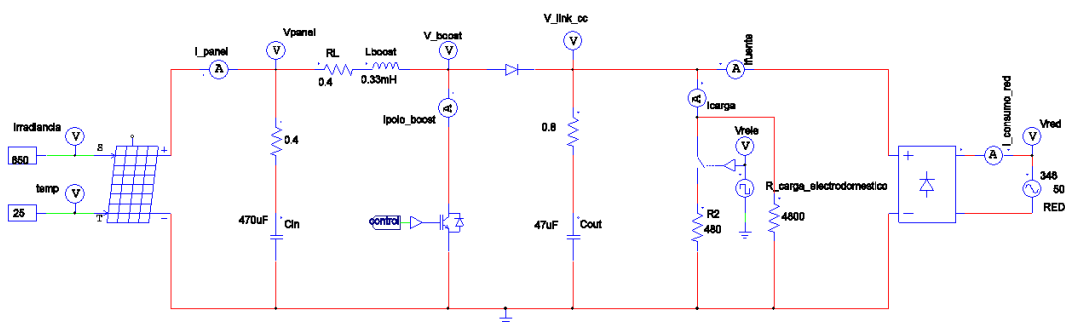


Figura 2. Esquema sin sensores ni bloque de control.

A la salida del convertidor, tenemos la carga, la cual ha sido simulada como una resistencia constantemente conectada y en paralelo con una carga que se conecta y se desconecta de manera variable en el tiempo. Estas conexiones y desconexiones alternas de la carga en paralelo se realizan para emular otros posibles electrodomésticos que pudieran ser conectados a la carga de manera relativamente frecuente, permitiéndonos estudiar no sólo el funcionamiento de nuestra planta para un único electrodoméstico, sino para varios de manera simultánea.

Finalmente, se puede observar que a la derecha hay un puente de diodos y un generador de alterna. Estos elementos representarían la alimentación por parte de la red, así como la etapa rectificadora de la misma que fueron comentados con anterioridad.

Un elemento de diseño importante a tener en consideración es la tensión de alimentación de la carga. En un primer momento, la solución evidente podría parecer alimentar a la misma tensión que la salida del rectificador, pero esto implicaría utilizar algún elemento para seleccionar una fuente u otra. Por ello, se optó por disponer a la salida de una tensión ligeramente mayor que la tensión de la red

rectificada, garantizando así que sólo se recibiera la alimentación fotovoltaica. Esto se debe a que si tenemos una tensión mayor a la salida del puente de diodos que a la entrada, estaremos polarizando estos diodos en inversa, haciendo un bloqueo que impidan a la tensión de la red alcanzar nuestra planta. Asimismo, cuando la tensión de nuestro sistema no sea suficiente (generalmente, por falta de irradiancia), entrará a funcionar la tensión de la red, supliendo las carencias energéticas que presentemos de forma automática y sin necesidad de hardware como conmutadores o mayor control.

2.2. Descripción del funcionamiento de un panel fotovoltaico

Hasta ahora se ha mencionado de manera muy superficial el funcionamiento de un panel fotovoltaico, para entender lo que es conceptualmente, pero no su funcionamiento en detalle. Un panel fotovoltaico es una agrupación de células fotovoltaicas (por lo que se explicará primero el funcionamiento de estas con sus curvas características, y hará la extrapolación después), de manera que nos den mayor potencia que de manera aislada.

Una célula fotovoltaica funciona está compuesta por un semiconductor de tipo p y uno de tipo n. Al recibir los fotones de la luz solar, transmiten su energía a los electrones de valencia, que comienzan a circular. Si esta célula está conectado a una carga, se generará una diferencia de potencial y circulará una corriente por la carga, liberando la energía de los electrones que fueron estimulados por los fotones.^[3]

La tensión en circuito abierto de estas células, al venir dadas por la banda de energía prohibida entre dos semiconductores, es la misma que la tensión umbral de un diodo, es decir, entre 0.6 y 0.7 V, dependiendo de varios factores, especialmente de la temperatura. Esta tensión máxima se denomina como tensión de circuito abierto o V_{oc} . Por otro lado, está la corriente. Esta sí es mucho más variable, y depende especialmente de la irradiancia, y siendo conocida la mayor como intensidad de cortocircuito o I_{sc} .

Antes de continuar, vale la pena hacer un pequeño apunte con respecto a la diferencia entre la célula y el panel. Las curvas que se van a presentar tanto en la Figura 3 como en la Figura 4 valen para ambos generadores. Pese a ello, hay que considerar que un panel está formado por varias células, y por tanto, sus características dependerán de estas así como de su número y disposición. Por tanto, el número de células agrupadas en serie irán sumando sus tensiones hasta dar el valor de tensión en circuito abierto, mientras ocurrirá lo mismo con las corrientes y las filas de células agrupadas en paralelo para obtener el valor de intensidad de cortocircuito.

En la Figura 3 podemos observar cómo se interrelacionan la tensión y la intensidad en un generador fotoeléctrico (bien sea una célula, bien sea un panel), así como su influencia con la temperatura. La primera observación que podemos realizar es que la tensión ha de ser controlada para evitar que en cuanto arranque el generador, funcione con un valor elevado de intensidad y poca tensión, dando lugar a una potencia total reducida, como se aprecia en la Figura 4, donde se ve que cuando más a la derecha esté la tensión, en la mayoría de los casos (antes de que empiece a decaer con mucha pendiente la intensidad), mayor será la potencia. Por esto mismo, se puede apreciar también en la Figura 3 el efecto beneficioso de la temperatura. Si bien es cierto que la temperatura disminuye muy levemente la intensidad de cortocircuito, esto es casi despreciable en comparación a lo que aumenta la tensión de circuito abierto, lo que permite entregar una mayor potencia total.

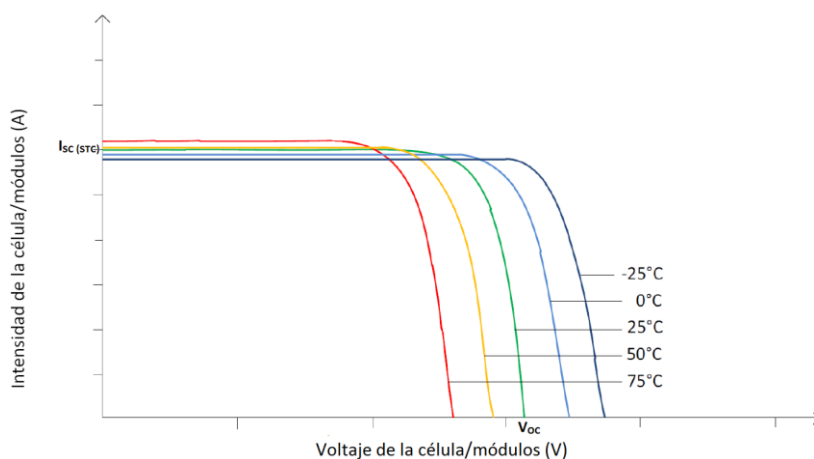


Figura 3. Curva V-I de un generador fotovoltaico y su influencia con la temperatura.

Si pasamos a la Figura 4, se puede observar la influencia de la irradiancia sobre la curva V-I de un generador fotovoltaico, aumentando en gran cantidad la intensidad (y con ello, la potencia) que es capaz de suministrar, y también la tensión de circuito abierto, aunque sea en una cantidad mucho más reducida.

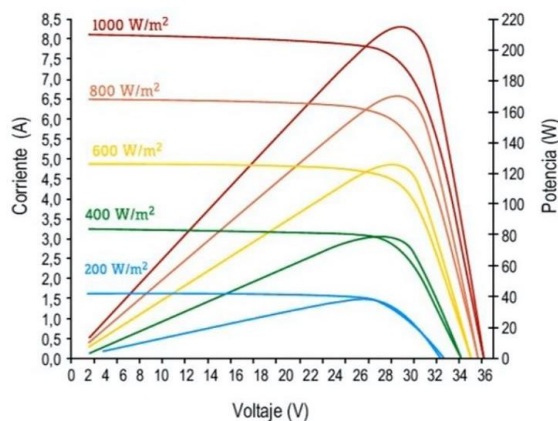


Figura 4. Curvas V-I y de potencia de un generador fotovoltaico y su influencia con la irradiancia.

En las curvas de la Figura 4 también tenemos, como ya se anticipó, las curvas de la potencia suministrada por un generador fotoeléctrico en función de la tensión y la irradiancia. Como se puede observar, para un mismo valor de tensión, la potencia sólo se incrementará con la irradiancia. En cambio, para una misma irradiancia, no ocurre con la tensión. Sí se puede observar que, generalmente, conforme aumenta la tensión, se incrementa la potencia. Sin embargo, conforme aumenta la pendiente de descenso de la intensidad con respecto de la tensión, se irá reduciendo el incremento de potencia hasta llegar a un punto en que comience a descender.

Si nos fijamos en la Figura 5, en la que se han aislado una curva V-I con su correspondiente curva de potencia para analizarlo con más claridad, se aprecia que el punto de máxima potencia o MPP (máximo power point) se da, como ya habíamos dicho, cuando comienza a descender mucho la intensidad y el incremento de tensión no es suficiente para mantener la potencia.

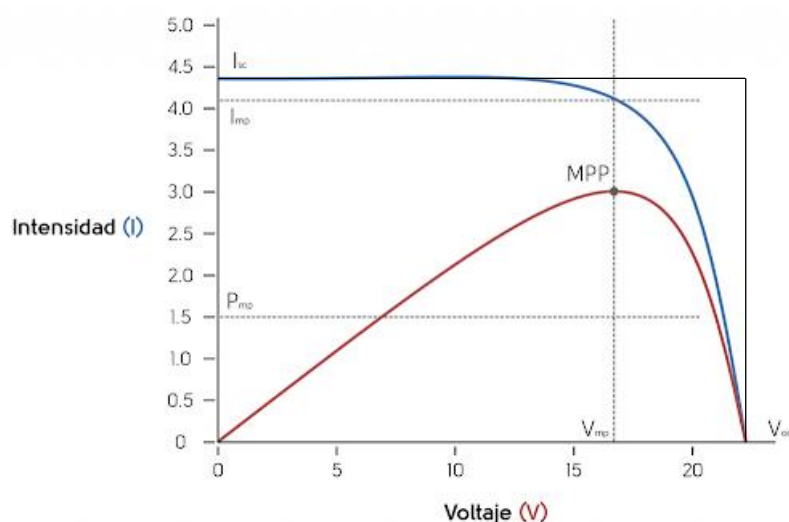


Figura 5. Punto de máxima potencia de un generador fotovoltaico.

En esta gráfica también se pueden visualizar las potencias correspondientes al MPP y a la potencia máxima teórica, que sería el resultado de multiplicar la tensión de circuito abierto y la intensidad de cortocircuito. En las ecuaciones (3) y (4) las tenemos calculadas de manera aproximada, intuyendo los valores de las tensiones y las corrientes aproximados. Si nos fijamos, dado que estas magnitudes son fruto de multiplicar una variable horizontal por una vertical, nos están dando un área. Así, el área del paralelogramo formado por los ejes de coordenadas y las rectas de la tensión e intensidad en el MPP nos da el valor de la máxima potencia real, y el área del rectángulo formado por los ejes y las rectas de tensión de circuito abierto y corriente de cortocircuito nos dan la máxima potencia teórica.

$$P_{MPP} = V_{MPP} * I_{MPP} = 17 * 4.1 = 69.7 W \quad (3)$$

$$P_{max_teorica} = V_{OC} * I_{SC} = 22 * 4.4 = 96.8 W \quad (4)$$

Dado que ambas magnitudes son del mismo tipo, podemos relacionarlas al dividir una entre otra como en la ecuación (5). Esto nos da el Factor de Forma o FF, que es un coeficiente para conocer lo similares que son ambas potencias, siendo valores más cercanos cuanto más próximo a 1 sea el coeficiente. Este valor dependerá de factores fundamentalmente constructivos.

$$FF = \frac{P_{MPP}}{P_{max_teorica}} = \frac{69.7}{96.8} = 0.72 \quad (5)$$

2.3. Descripción del convertidor continua a continua tipo boost

En la Figura 2 se pudo ver el esquema en conjunto de la planta, lo que incluía el convertidor elevador. Sin embargo, aunque se describiera cuál era este con palabras, para explicarlo en detalle se aislaron los componentes de modo que se pudiera visualizar el circuito por sí solo, tal y como queda reflejado en la Figura 6.

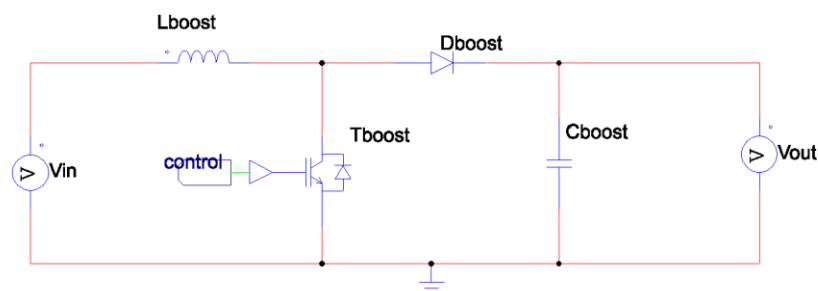


Figura 6. Esquema del convertidor elevador.

El funcionamiento de este convertidor es muy sencillo. Dado que sólo puede controlarse el transistor, estudiaremos brevemente lo que sucede cuando este se encuentra en ON y cuando se encuentra en OFF. [4]

Cuando el transistor se encuentra en estado de conducción, o en ON, el ánodo del diodo queda conectado a tierra, mientras que el cátodo, al estar conectado al condensador de la salida (cargado), tenga una tensión positiva. Esto provoca que el diodo se polarice en inversa, y no conduzca. Con el diodo en estado de bloqueo tenemos dos pequeños subcircuitos: uno formado por la inductancia y la alimentación; y otro, por el condensador y la carga. En el primero, tenemos que durante esta etapa, la bobina va cargándose energéticamente. En el segundo, tenemos el condensador para alimentar la carga durante el tiempo que no recibe otro tipo de alimentación, de manera que mantenga la tensión de salida deseada.

Cuando el transistor se encuentra en estado de no conducción, o en OFF, la bobina, que hasta ahora se había estado cargando, pasa a actuar como una fuente

de corriente hacia el diodo, lo que lo polariza en directa. Como en este punto la tensión del diodo y la corriente del transistor son nulas, obtenemos la ecuación (6), donde se tiene que al estar descargándose la inductancia, el valor es menor que cero. Que este valor sea negativo, implica que V_{out} es mayor que V_{in} .

$$V_L = V_{in} - V_{out} = L \frac{di_L}{dt} < 0 \quad (6)$$

Durante el tiempo que el transistor está en ON, dado que la corriente del diodo y la tensión del transistor, tenemos la ecuación (7), que al estar cargándose la inductancia es mayor que cero.

$$V_L = V_{in} = L \frac{di_L}{dt} > 0 \quad (7)$$

Dado que el sistema es estable, y la energía ni se crea ni se destruye, que la suma de las tensiones en ambas etapas ha de ser igual a cero, puesto que lo que se carga en una etapa, se descarga en la otra. Si consideramos el tiempo que está en ON como el producto del ciclo de servicio (representado por la letra D) por el periodo (representado por la letra T); y el que está en OFF, como el del complementario al ciclo de servicio por el periodo, obtendremos la ecuación (8). Reorganizando esta ecuación y eliminando elementos redundantes, obtendremos la ecuación (9) para calcular el ciclo de servicio con el que obtener una determinada tensión de salida conociendo la tensión de entrada.

$$V_{in} * D * T + (V_{in} - V_{out}) * (1 - D) * T = 0 \quad (8)$$

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} \quad (9)$$

2.4. Ejemplo de carga de bajo consumo: Ozonificador comercial marca ATWFS

Como ya se indicó en los antecedentes, en un primer momento se quería hacer un trabajo con generadores de ozono. Debido a esto, se compraron dos ozonificadores para estudiar su funcionamiento y hacer pruebas. Posteriormente, esta vía de trabajo fue desestimada por los motivos que se expusieron. Pese a ello, se reaprovechó parte del trabajo para emplearlo como carga de ejemplo.

En la Figura 7 y en la Figura 8 se puede observar el interior y el exterior del dispositivo concreto con el que se trabajó: el ozonificador comercial de la marca ATWFS.

La Figura 7 nos muestra la carcasa del ozonificador. Se aprecia que tiene unos diodos LED para indicar si está o no funcionando, y en qué modo de funcionamiento

se encuentra. Dispone también de tres botones para cambiar estos modos y para encender el propio dispositivo. Hay que recordar que, aunque disponga de botón de apagado, no sería necesario pulsarlo dado que se puede regular cada cuánto tiempo genera ozono y durante cuánto tiempo lo suministra. Estos LEDs y estos botones se pueden apreciar en la Figura 9 como los conectados al CI2, el cual, si consultamos en la Tabla 1, vemos que se trata de un microprocesador, y por tanto, será el elemento encargado de realizar el control del ozonificador.



Figura 7. Exterior del ozonificador comercial ATWFS.

En la Figura 8 podemos apreciar los diferentes elementos que componen el dispositivo, desde los LEDs o los botones comentados en el párrafo anterior, hasta los diversos condensadores o integrados que componen el circuito.

Externo a la propia placa, hay dos elementos que llaman la atención. Uno es el ventilador de corriente continua que está conectado a la placa. Este está conectado a la salida de corriente continua presente en la parte superior de la Figura 9, y cumple la función de difundir por el aire el ozono generado en el interior del aparato.

El resto de elementos presentes en el circuito impreso, están representado en el esquema de la Figura 9.

El otro elemento no impreso en la placa es el tubo blanco con una espira metálica alrededor. Este tubo tiene en su interior una varilla metálica en su interior

conectada a la salida del ozonificador, junto con la espira, que está conectada a la misma. Cuando entre ambos elementos metálicos hay una tensión elevada, se genera una chispa que, al saltar sobre el dieléctrico, lo rompe y libera el ozono que es emitido al aire gracias al difusor.

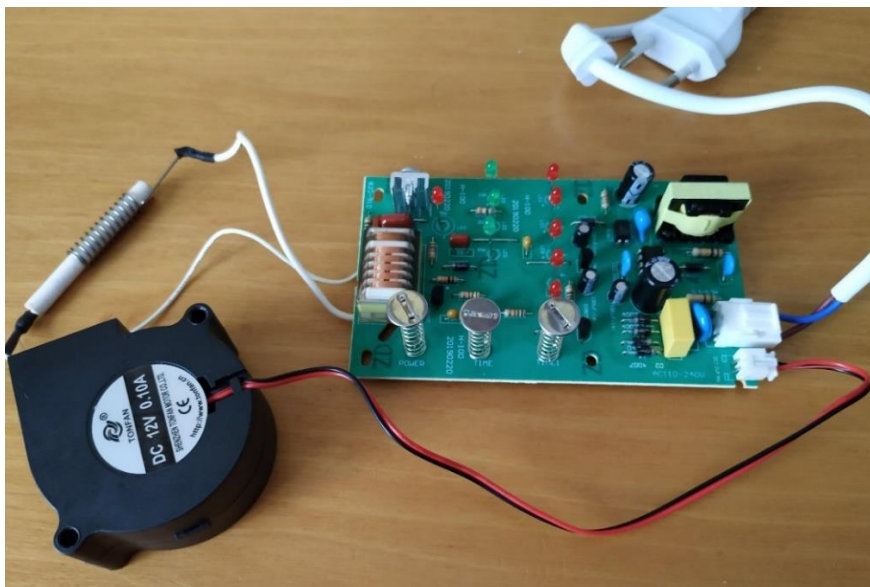


Figura 8. Interior del ozonificador comercial ATWFS.

Dado que en un primer momento la idea era readaptar el ozonificador, se hizo un estudio detallado del funcionamiento de este. En el esquema de la Figura 9 se puede observar que éste está dividido en dos etapas. La primera, correspondiente al circuito superior, consta de una etapa de ventilación para expulsar el ozono generado fuera del propio dispositivo, así como un microprocesador para controlarlo en función de las opciones que seleccione el usuario. La segunda, correspondiente al circuito inferior, es la propia etapa generadora de ozono que, mediante unos transformadores sucesivos, elevan la tensión hasta el punto de generar chispa en un dieléctrico que, al recibir esta chispa, crean ozono.

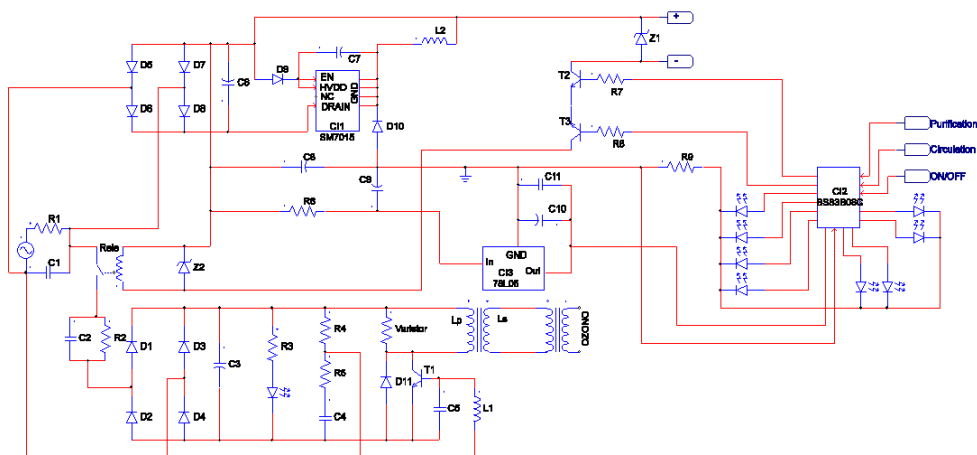


Figura 9. Esquema del ozonificador comercial ATWFS.

En el trabajo de obtener este esquema, también se obtuvieron los componentes con el fin de entender mejor el circuito y poder realizar las simulaciones pertinentes, quedando reflejados los componentes (con sus magnitudes cuando se tratasen de elementos pasivos, o sus referencias cuando se tratasen de elementos que requiriesen de una información mayor) en la Tabla 1.

Tipo de componente	Nomenclatura	Valor/Referencia
Resistencia	R1	0.5 Ω
Resistencia	R2	1 M Ω
Resistencia	R3	150 k Ω
Resistencia	R4	220 k Ω
Resistencia	R5	68 Ω
Resistencia	R6	300 Ω
Resistencia	R7	3.3 k Ω
Resistencia	R8	3.3 k Ω
Resistencia	R9	390 Ω
Condensador	C1	0.1 μ F
Condensador	C2	0.82 μ F
Condensador	C3	6.8 μ F
Condensador	C4	0.68 μ F
Condensador	C5	68 nF
Condensador	C6	2.2 μ F
Condensador	C7	10 μ F
Condensador	C8	470 μ F
Condensador	C9	100 μ F
Condensador	C10	100 μ F
Condensador	C11	100 nF
Bobina	L1, R _{iL1}	227.9 μ H, 0.7 Ω
Bobina	L2	560 μ H
Bobina	L _p , R _{iL_p}	8.53 mH, 3.7 Ω
Bobina	L _s , R _{iL_s}	2.20 H, 470 Ω
Diodo	D1	1N4007
Diodo	D2	1N4007
Diodo	D3	1N4007
Diodo	D4	1N4007
Diodo	D5	1N4007
Diodo	D6	1N4007
Diodo	D7	1N4007
Diodo	D8	1N4007
Diodo	D9	UF4007
Diodo	D10	BYU26C

Diodo	D11	1N4007
Diodo	Z1	1N4148
Diodo	Z2	1N4148
Transistor	T1	MJE13003
Transistor	T2	SS8050
Transistor	T3	SS8050
Convertidor CC/CC	CI1	SM7015
Microprocesador	CI2	BS83B08C
Regulador de tensión	CI3	78L05

Tabla 1. Elementos del ozonificador.

Si bien es cierto que, finalmente, esta vía de trabajo fue rechazada por los posibles efectos perjudiciales para la salud explicados en la introducción, tampoco ha de ser totalmente ignorada. Un ozonizador como los que se compraron tiene un consumo de 7 W, no muy distinto a los de (dependiendo de la tecnología) los 10 W consumidos por una alarma; o los 4 W de una cámara de videovigilancia pequeña.

Por otro lado, es conveniente tener en cuenta que no es saludable en concentraciones elevadas, y que es peligroso para personas con problemas respiratorios. Pese a ello, si no se usa en presencia de personas asmáticas o con enfermedades pulmonares, se podría usar como desinfectante. A su vez, hay que tener en cuenta que debería usarse en lugares bien ventilados para evitar estas concentraciones perjudiciales.

CAPÍTULO III: CONTROL DE LA PLANTA Y ALGORITMOS EMPLEADOS

3.1. Control de la planta

El control de un sistema consiste en el conjunto de técnicas y elementos responsables de regular el funcionamiento de dicho sistema para que la salida coincida con el valor que deseamos, también llamado referencia.

Existen distintos métodos de control en función de cómo se implemente. Una de las distinciones más habituales es entre sistemas de control en lazo abierto y sistemas de control en lazo cerrado. La diferencia entre uno y otro radica en la existencia de un lazo de realimentación, que tan sólo vemos en el control en lazo cerrado. Esta realimentación no es más que disponer de información sobre la salida en la señal de entrada al controlador. Así, dibujando el diagrama de bloques de estas dos formas de controlar una planta, tendríamos las representaciones de la Figura 10 y la Figura 11.

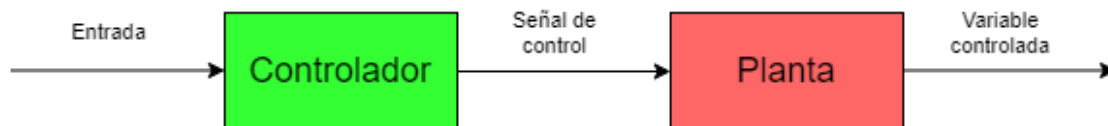


Figura 10. Diagrama de bloques de un sistema de control en lazo abierto.

En la Figura 10 tenemos el diagrama del sistema en lazo abierto. Como se puede observar, es el control más sencillo posible, dado que tiene los elementos mínimos de cualquier sistema de control. Tenemos una señal que entra a nuestro controlador, el cual manda una señal de control a un actuador en función de esta entrada, y el actuador ejerce sobre la planta una acción determinada por la señal de control. Esto da lugar a unos efectos sobre una variable de la planta, que se denominará variable controlada. Llevándolo a un ejemplo, un control en lazo abierto podría ser un microondas. La entrada es el tiempo que queremos que esté calentando. La planta sería el propio microondas, teniendo el controlador y la señal de control internamente implementados. Y por último, la variable controlada sería la temperatura del alimento calentado. En este ejemplo se puede apreciar que, aunque la variable controlada efectivamente dependa de la señal de entrada, estas no interactúan entre sí, puesto que no tenemos manera de saber a qué temperatura va a salir la comida, sólo que será mayor cuanto más tiempo esté calentándose. El problema de estos sistemas de control es, por tanto, que no hay manera de lograr que la salida adquiriera exactamente el valor deseado.

En la Figura 11, por contra, tenemos el diagrama del sistema en lazo cerrado. Es muy similar al lazo abierto, pero en esta configuración se realimenta el valor que tiene la señal de control para compararlo con la referencia. De esta comparación,

hallamos la diferencia, y obtenemos el error, que será la magnitud introducida al controlador. A excepción de esto, no hay mucha diferencia con en cuanto a la estructura con un diagrama de lazo abierto. Uno de los ejemplos más típicos de sistema de control en lazo cerrado es un depósito de agua que se quiere mantener a un determinado nivel. En este ejemplo, nuestra referencia es el nivel al que se quiere mantener; y la variable controlada, el nivel que realmente tiene. El error es la diferencia que hay entre ambos, que se introduce al controlador, y nos da una señal de control, que será la apertura de la válvula que dé un mayor o un menor caudal al depósito, que sería la propia planta.

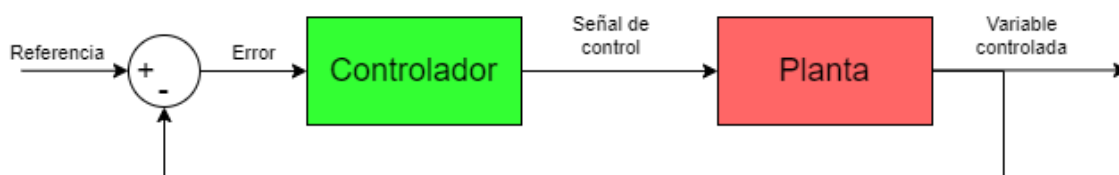


Figura 11. Diagrama de bloques de un sistema de control en lazo cerrado.

Por supuesto, esto son versiones lo más reducidas posibles para ilustrar ambas configuraciones, pero pueden complicarse más con, por ejemplo, bloques en paralelo o más bloques en serie.

De estas dos configuraciones, el control en lazo abierto rara vez se utiliza, puesto que al no tener información sobre la respuesta del sistema, no tenemos manera de saber si está funcionando correctamente o no. Por lo tanto, todos los métodos de control que emplearemos serán sistemas en lazo cerrado, y será su implementación lo que variará de uno a otro.

3.2. Control a todo o nada

Después de recibir un par de pinceladas sobre formas de controlar una planta, procedemos con el primer algoritmo empleado, el control a todo o nada, que queda presente en la Figura 12.

Este es un diagrama muy sencillo, puesto que simplemente vamos a comparar las tensiones que controlamos con sus referencias, y determinar si habilitamos o no el boost en base a ello.

Para esto, partimos de una tensión mínima en el panel, por debajo de la cual no lo permitiremos funcionar. Esta es la tensión V_{panel_ref} , y será determinada como una tensión elevada (dentro de los valores en los que se maneje el generador), pero menor que V_{MPP} , y sólo permitiremos funcionar al convertidor cuando se supere esta tensión. La finalidad de esto es prevenir que el sistema funcione durante el arranque y consuma demasiada potencia de manera innecesaria.

En caso de tener una tensión adecuada para arrancar, comprobamos la tensión de salida del convertidor. Si esta no es suficientemente elevada, permitimos que funcione el convertidor para elevar dicha tensión. Si, en cambio, esta tensión superase la referencia establecida, cortaremos el funcionamiento del convertidor para prevenir que adquiriera un valor demasiado alto, y una vez baje, se volverá a elevar en la próxima iteración, de modo que entre subidas y bajadas, la tensión se mantenga en torno a la referencia.

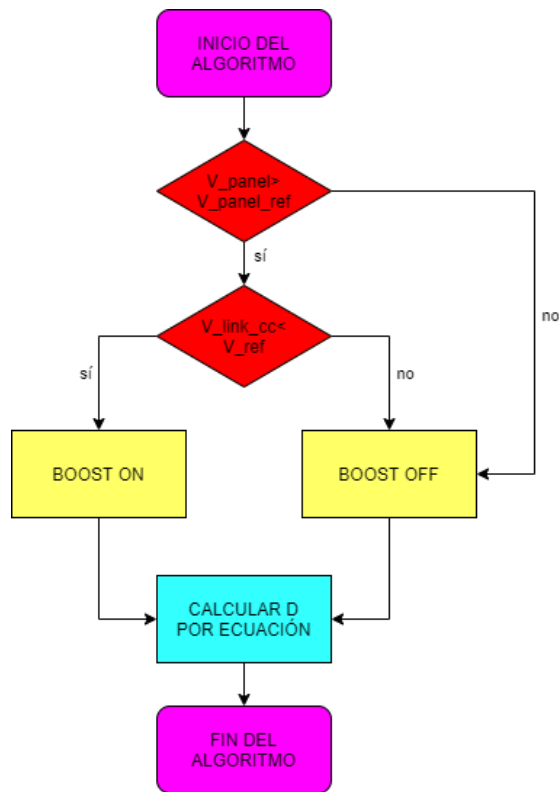


Figura 12. Diagrama de flujo del algoritmo de control a todo o nada.

Con esto hemos determinado cuándo habilitamos el convertidor y cuándo no. Sin embargo, por sí solo esto no es suficiente, dado que nos asegura que no funcione si hay poca alimentación o si se dispara la tensión, pero necesitamos un punto de trabajo que defina la salida que buscamos. Para esto, calcularemos el ciclo de servicio que necesitamos de acuerdo con la ecuación (9) (multiplicando por 100 para hacerlo en tanto por ciento), que empleando la tensión que tenemos en el panel y la tensión de referencia para la salida de nuestro sistema, nos dará el ciclo de servicio que necesitamos en ese momento.

Aplicando lo visto en el diagrama de flujo de la Figura 12, podemos generar el código visible en la Figura 13. Sin embargo, hay dos matices que no se apreciaban en los diagramas. El primero es el uso de la variable *i*. Esta variable acumula el número de secuencias de 100 bucles realizadas, y cada vez que llega a 10, calcula el ciclo de servicio y se reinicia. Esto da lugar a un cálculo del ciclo de servicio más lento que el resto del control, lo que nos permite que el actuador se sature menos

que si tuviera que cambiar constantemente. El otro matiz radica en que el cálculo del ciclo de servicio tiene una serie de operaciones después. Estas son una operación de redondeo (la función ceil()) y de saturación, para evitar que por algún tipo de error se obtuviera un ciclo de servicio mayor que 100 o menor que 1.

```

if ( g_nStepCount==100)
{
    if ((V_panel>V_panel_ref))
    {
        if (Vcc_link <Vref)
        {
            boost=15;
        }
        else
            boost=0;
    }
    else
        boost=0;
}

if (i==10)
{
    if (Vcc_link>10) D_boost= (1-(V_panel/Vref))*100;
    D_boost=ceil(D_boost);
    if (D_boost<1) D_boost=1;
    if (D_boost>100) D_boost=100;
    i=0;
}

```

Figura 13. Código del control a todo o nada.

3.2.1. Control a todo o nada con MPPT

Independientemente de la estrategia de control empleada, una manera de mejorar su eficacia es con un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia o MPPT (Maximum Power Point Tracking). Este consiste en un rastreo del punto de tensión que más potencia nos da, como se explicó en el apartado 2.2 del segundo capítulo y se observó en la gráfica de la Figura 5, Para realizar este seguimiento existen distintos métodos. Algunos de estos métodos son muy básicos y no muy distintos de lo que se ha hecho anteriormente, que consisten en estimar este punto empleando el factor de forma y la tensión de circuito abierto o la corriente de cortocircuito. Otros algoritmos, como el de conductancia incremental o el de hill climbing, son más complejos y van observando la evolución de la potencia a lo largo del tiempo para determinar lo lejos o cerca que estamos del punto.^[5]

Para trabajar en el proyecto se añadió a nuestra estrategia a todo o nada un algoritmo de seguimiento de hill climbing, fundamentalmente por ser más sencillo de implementar que uno de conductancia incremental, y tener herramientas de rastreo más consistentes que los métodos basados en utilizar el factor de forma para calcular el punto de máxima potencia. Este algoritmo de hill climbing consiste en ir ascendiendo o descendiendo por la curva, en función de si conseguimos mayor o

menor potencia. Sin embargo, debido a que no podemos controlar de manera directa la potencia, nuestra variable manipulada ha de ser la tensión.

Cambio de V_panel_ref	Cambio en la potencia	Próximo cambio de V_panel_ref
Incremento	Incremento	Incremento
Incremento	Decremento	Decremento
Decremento	Incremento	Decremento
Decremento	Decremento	Incremento

Tabla 2. Algoritmo MPPT de Hill Climbing.

Volviendo a la gráfica de la Figura 5, tenemos que, durante la mayor parte de la curva, cuanto mayor sea nuestra tensión, mayor será nuestra potencia. Esto se cumplirá siempre y cuando nuestra tensión sea menor que la del MPP (Maximum Power Point). Si, en cambio, nuestra tensión fuera mayor, la potencia se irá decrementando. Por tanto, nosotros iremos incrementando o decrementando la tensión de referencia del panel en función de los cambios en la tensión y en la potencia con respecto a la iteración anterior.

Para ver cómo se implementan estos cambios, nos apoyaremos en la

Cambio de V_panel_ref	Cambio en la potencia	Próximo cambio de V_panel_ref
Incremento	Incremento	Incremento
Incremento	Decremento	Decremento
Decremento	Incremento	Decremento
Decremento	Decremento	Incremento

Tabla 2, donde tenemos en las dos primeras columnas los datos que observamos al evaluar nuestra situación y, en la tercera columna, la solución aplicada. En la segunda columna tenemos cómo afectan estos cambios a nuestra potencia. Siempre que el cambio sea beneficioso para la potencia, significa que es el cambio que deseamos, y tenemos que mantenerlo. Si, por otro lado, nuestro cambio en la tensión de referencia da lugar a una disminución de la potencia, tendremos que empezar a realizar la acción opuesta para recuperar el ascenso deseado en la curva.

Con esta información, podemos representar nuestro algoritmo mediante un diagrama de flujo como el de la Figura 14.

Como se ve en el diagrama de flujo, tenemos que leer los valores actuales para poder contrastar con los valores anteriores. Una vez tenemos ambas variables registradas en su estado actual y en su estado anterior, realizamos una comparativa siguiendo las pautas de la

Cambio de V_panel_ref	Cambio en la potencia	Próximo cambio de V_panel_ref
Incremento	Incremento	Incremento
Incremento	Decremento	Decremento
Decremento	Incremento	Decremento
Decremento	Decremento	Incremento

Tabla 2, de modo que veamos si tenemos que incrementar o decrementar V_panel_ref.

Teniendo establecida esta estructura en principio podríamos programar ya el código para implementar el algoritmo, pero hay un detalle que tener en consideración y que no ha sido mencionado hasta el momento. Mediante estos cambios graduales es muy difícil que alcancemos el MPP con exactitud, por lo que seguramente tengamos nuestra V_panel_ref oscilando en torno a este punto cuando se alcance. Una solución para este problema la tenemos implementada en el código de la Figura 15.

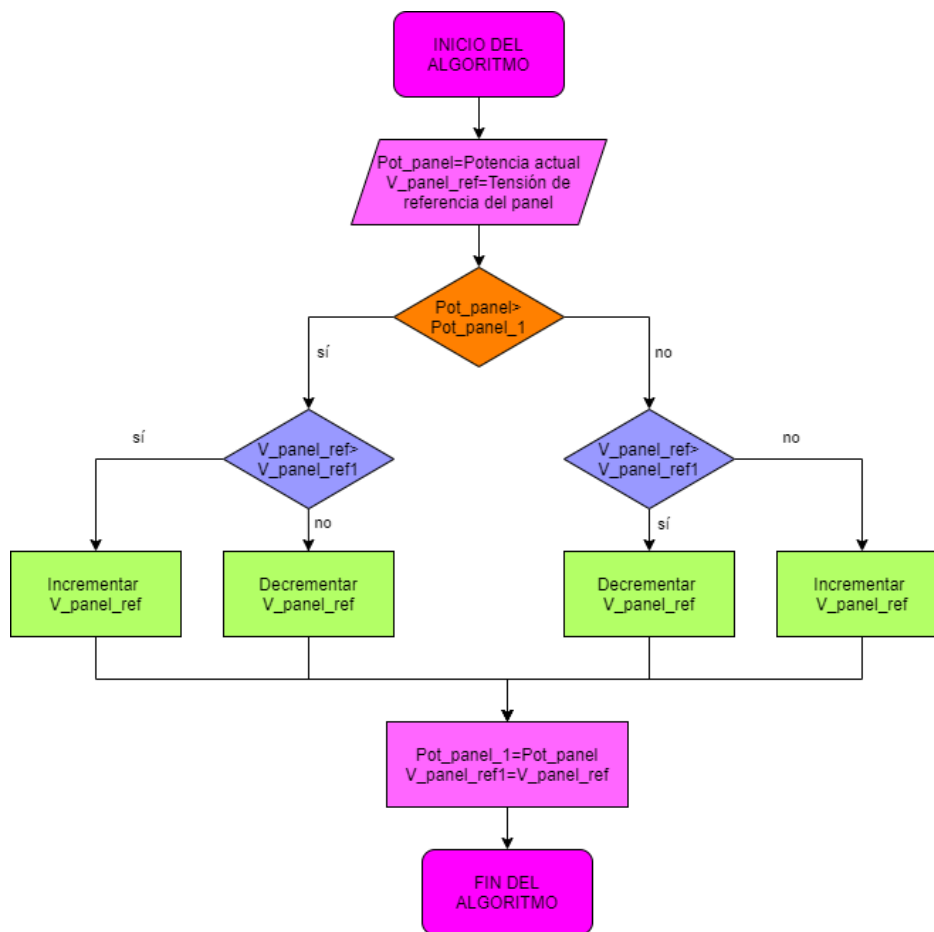


Figura 14. Diagrama de flujo de un algoritmo Hill Climbing.

En la Figura 15 vemos que, en lugar de comparar las potencias como mayor o menos, medimos su diferencia y la comparamos con un pequeño margen (en este caso, 2 W). Lo que logramos dando un margen mayor que 0 W (el margen que tendríamos si comparásemos las magnitudes de manera directa) es reducir estas oscilaciones, puesto que si la diferencia entre la potencia actual y la asociada el MPP es de, por ejemplo, 1 W, V_{panel_ref} no está cambiando constantemente.

Otras observaciones que podemos hacer en la Figura 15 son la frecuencia y los límites. Respecto de la frecuencia, podemos ver que es cinco veces más lenta que el algoritmo de control. Esto es debido a dos motivos. El primero consiste en que, como la irradiancia variará lentamente, podemos ralentizar el algoritmo de MPPT para que no consuma demasiados recursos y ralentice el resto del programa de control innecesariamente. El segundo es desacoplar los controles, previniendo que los logros de un control alteren al otro y anulen su trabajo.

Finalmente, podemos apreciar que hemos establecido límites en esta tensión de referencia para que no se descontrola y alcance algún valor problemático.

Sin embargo, como se verá en las simulaciones del capítulo IV, esto no dio buen resultado, puesto que este control (y posteriormente, el control por histéresis) no sujetan la tensión lo bastante como para que funcione.

```

if (StepCount100==5)
{
    StepCount100=0;

    if (Pot_panel - Pot_panel_1>2)
    {
        V_panel_ref=V_panel_ref+IncreVref;
    }
    else if (Pot_panel - Pot_panel_1<-2)
    {
        IncreVref=-IncreVref;
        V_panel_ref=V_panel_ref+IncreVref;
    }

    Pot_panel_1=Pot_panel;

    if(V_panel_ref<Lim_inf_Vpanel) V_panel_ref=Lim_inf_Vpanel;
    if(V_panel_ref>Lim_sup_Vpanel)V_panel_ref=Lim_sup_Vpanel;
}

```

Figura 15. Código del algoritmo Hill Climbing.

3.3. Control por histéresis

El control por histéresis es un control muy similar al control a todo o nada. Sin embargo, en lugar de establecer un solo valor en el que encender o apagar el booster,

establecemos un límite superior y un límite inferior para establecer una banda de histéresis en la que no varía respecto del último estado. Como podemos observar, el diagrama de flujo de la Figura 12 es muy similar al de la Figura 16, pero este último está más expandido.

Este diagrama de flujo, a diferencia del de la Figura 12, tiene dos bloques de decisión para cada tensión, en lugar del único bloque que tenía el anterior. Debido a que tener más decisiones implica tener más opciones, tenemos más bloques, aunque podemos comprobar que, si juntamos las opciones repetidas, en realidad sólo tenemos un nuevo resultado que no estuviera antes: mantener el boost en el estado que se encontrara anteriormente. De este diagrama de flujo, podemos obtener la porción de código presente en la Figura 17. Este código se aprecia que no es muy distinto al del primer gran bloque de la Figura 13, siendo el resto idéntico (y por tanto, no apareciendo en esta imagen). Así, tenemos que la diferencia entre el código de la Figura 17 y la Figura 13 se da en las condiciones de activación.

Como sucede con los diagramas de flujo, en el control a todo o nada tenemos una condición única por variable, mientras que aquí tenemos dos: comparación con el límite inferior y comparación con el límite superior, tanto de la tensión del panel como la de la carga.

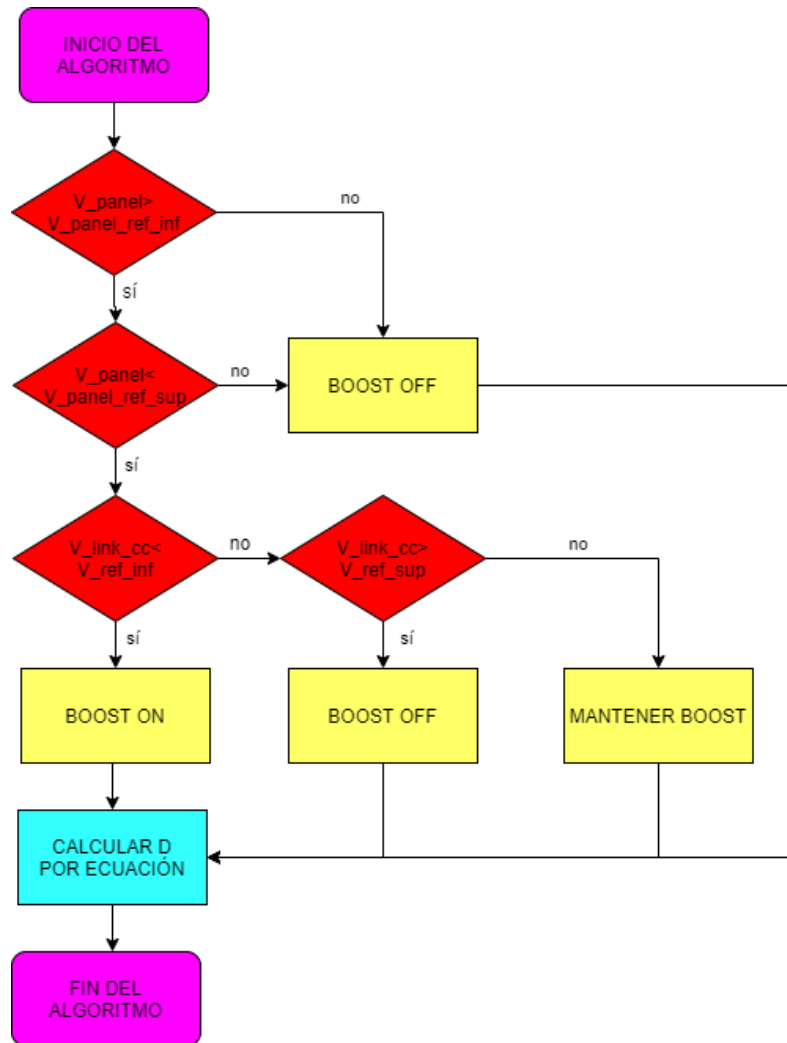


Figura 16. Diagrama de flujo del algoritmo de control por histéresis.

Análogamente a lo que podemos ver en el diagrama de flujo de la Figura 16, implementamos los if de manera similar, unos anidados dentro de otros, como vemos en la Figura 17, encendiendo el booster cuando todas las condiciones sean las adecuadas, apagándolo cuando no lo sean, y no haciendo nada en el caso no cubierto, dejando que el estado anterior del boost se mantenga.

Vale la pena matizar que, aunque en principio se buscaba un doble control por histéresis (con un control por histéresis para el panel y otro para la carga, en la práctica esto terminó dando lugar a situaciones en las que era muy complicado controlar la planta. Esta dificultad se debía a que se alcanzaban valores en los que la tensión de la carga crecía sin control real, ya que el boost mantenía el valor anterior constantemente (y el valor anterior a este bucle era de poner el boost el ON). A fin de prevenir esta situación, se eliminó la histéresis en el control del panel, pero tampoco se implementó un control a todo o nada, sino que se empleó una situación intermedia, activando el boost siempre que estuviera dentro de unos límites, y desactivándolo siempre que saliera de ellos.

```

if ( g_nStepCount==100)
{
    if ((V_panel>V_panel_ref-5))
    {
        if(V_panel<V_panel_ref+5)
        {
            if (Vcc_link<Vref-5)
            {
                boost=15;
            }
            else if (Vcc_link>Vref+5) boost=0;
        }
        else
            boost=0;
    }
    else
        boost=0;
}
if (Icc_boost>Ipolo_max) boost=0;

```

Figura 17. Apartado del código de control por histéresis.

3.4. Control por regulador PID

Si bien los métodos de control empleados hasta ahora han sido de lazo cerrado, puesto que el algoritmo contaba con la información de la salida, no han tenido una configuración muy diferente de la presente en la Figura 11, aunque la programación se implementara de manera diferente (puesto que comparábamos las dos variables en lugar de verificar si el error era positivo o negativo, pero a efectos prácticos no hay diferencia).

Sin embargo, el método más característico de los algoritmos de control en lazo cerrado es el regulador PID (proporcional, integral y derivativo), o cualquiera de sus versiones con menos términos. Este método consiste en aplicar un término proporcional al error, al cual se le pueden añadir hasta otros dos elementos resultado de integrar y/o de derivar el error. [6]

De estos términos, el más importante y que debe aparecer siempre es el proporcional. Este multiplica por una constante al error para establecer la señal de control en función del error. Sin embargo, por lo general esto no basta para eliminar el error debido a que no considera el tiempo.

El término integral, como su propio nombre indica, integra el error a lo largo del tiempo, siendo promediado a lo largo del tiempo de modo que el error estacionario termine por eliminarse. Para terminar de obtener el término, a este error integrado lo multiplicamos por una constante a fin de que se adapte a la respuesta necesaria.

Finalmente, el término derivativo se anticipa al error evaluando su tendencia y aproximándose a una derivada mediante incrementos muy pequeños respecto del tiempo. Esto se traduce en una velocidad, debido a que este elemento busca corregir el error antes de que se produzca. De nuevo, y como sucedió con el error y el error integral, multiplicamos por una constante para terminar de obtener el término derivativo.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (10)$$

$$u(t) = K_p e(t) + K_i (I_0(t) + e(t)dt) + K_d \frac{(e(t) - e_0(t))}{dt} \quad (11)$$

Así, conociendo estos tres términos, tenemos que una forma habitual de implementar un regulador PID es por medio de la ecuación (10), donde $u(t)$ es la señal de control, $e(t)$ es el error, y las distintas K son las distintas constantes asociadas a cada término. Sin embargo, esta expresión plantea un problema a la hora de programar, puesto que los lenguajes de programación no admiten integrales o derivadas de manera directa, lo que nos fuerza a recurrir a una solución como la de la ecuación (11), donde I_0 es el valor del término integral en la última iteración, e_0 es el valor del error en la última iteración, y dt es la mínima unidad de tiempo en la que trabaja nuestro algoritmo, que, particularizando, adopta el valor de $1 \mu s$.

A pesar de que la ecuación (11) nos proporcione una manera de programar el regulador, necesitamos dar valor a las distintas constantes para que el algoritmo funcione. Este proceso se conoce como sintonía y normalmente se realiza por medio de tablas de sintonía como la de Ziegler-Nichols. El problema de estas tablas es que requieren del modelo de la planta, y que esta planta sea lineal. En cambio, debido a que la variable manipulada de nuestra planta se trata de un polo de potencia que está constantemente conmutando entre dos estados diferentes, se trata de un sistema no lineal cuyo modelado como sistema lineal es inviable, de modo que esta sintonía ha de realizarse por medio de ensayo y error mediante varias simulaciones.

Otro factor crucial a la hora de programar el regulador PID será qué variable en la que podamos trabajar sea la señal de control sobre la que trabajaremos, representada como $u(t)$ en las ecuaciones (10) y (11), que en nuestro caso será la variable D o el ciclo de servicio.

A la hora de representar este tipo de control de una manera más visual, nos encontramos con que el diagrama de flujo no nos sirve, dado que la implementación de este algoritmo de control consiste en una correcta implementación de la ecuación (11), algo no especialmente complicado de programar, aunque se le puedan añadir matices, como veremos más adelante. Sin embargo, un diagrama de bloques sí puede ser una herramienta muy útil para ilustrar la implementación de este sistema, dado que no quedaría igual implementar el regulador trabajando sobre la tensión de

referencia y calculando el ciclo de servicio manualmente a raíz de esta, que aplicando el regulador directamente sobre el ciclo de servicio.

Como ya se comentó, tenemos un sistema de control de lazo cerrado, pero a pesar de que la estructura básica sea la de la Figura 11, lo adecuado sería desarrollarla, dando lugar al diagrama de la Figura 18. Realmente, se trataría de un diagrama algo más complejo, debido a que el panel tiene su propio lazo de realimentación paralelo, pero ha sido omitido puesto que no es en el que queremos centrarnos.

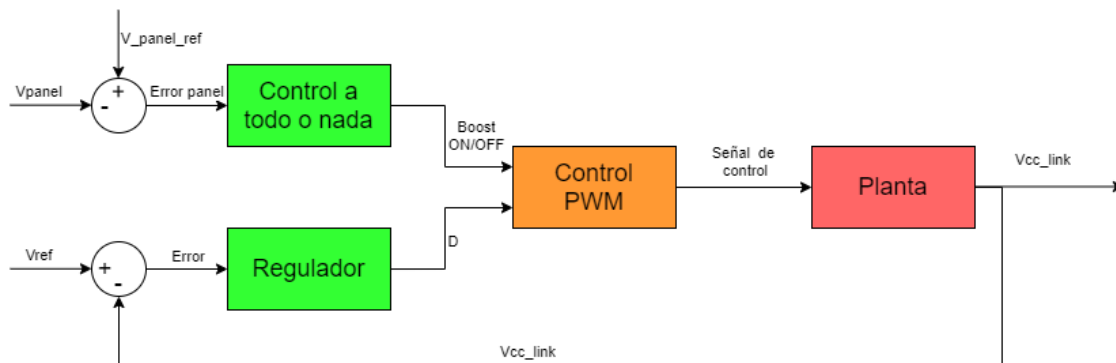


Figura 18. Diagrama de bloques del control por regulador.

Lo que nos interesa del lazo de control del panel puede quedar resumido en el bloque superior que se aprecia en la Figura 18. En ella empleamos un control a todo o nada, que da un valor suficientemente efectivo para controlar el panel sin complicar en exceso el algoritmo, para determinar el estado ON u OFF del boost, tal como hicimos con los controles anteriores.

En paralelo a este control del panel tenemos el control del booster, realizado por el regulador. Este funciona como un sistema de control en lazo cerrado, de manera similar a lo explicado con la Figura 11 y las ecuaciones (10) y (11). Realimentamos la tensión que tenemos en nuestra planta, comparamos con la referencia, y calculamos la señal de control del regulador de acuerdo con ese error, de lo cual obtenemos el ciclo de servicio.

Una vez tenemos la señal que nos dan estos dos controladores, sea el de todo o nada, sea el regulador, mandamos sus señales de control al controlador PWM (el cual se explicará en el próximo capítulo debido a que está relacionado con la manera de adaptar estos controles para que sean simulables), y la combinación resultante de estos elementos da lugar a la señal que finalmente enviamos al actuador (en este caso, el booster) para trabajar sobre la planta.

3.4.1. Intento de implementación erróneos

Si bien el control por regulador fue implementado como se ha explicado en las últimas páginas, programando la ecuación (11) en nuestro regulador para obtener directamente el ciclo de servicio D como salida, se pueden realizar otras formas indirectas para calcularlo.

Otro acercamiento que se probó y fue desechado por su ineficacia consistió en calcular el ciclo de servicio por medio de la ecuación (9), empleando el regulador para calcular la tensión de salida como la tensión de la carga. Aunque la implementación dio lugar a un mal resultado, queda explicada a fin de ver otras posibles vías de abordar el problema.

Al trabajar con la tensión de salida del convertidor como salida del regulador obtendríamos el diagrama de la Figura 19. El primer problema de esta configuración radica en que empleamos la magnitud asociada a nuestra referencia como señal de control al mismo tiempo. Esto es algo que no tiene sentido, al implicar que nuestra referencia no va a ser constante, por lo que se empleó una alternativa para trabajar con esta misma tensión de la carga como salida del regulador sin tener que modificar la tensión de referencia. Dicha alternativa radicó en considerar una nueva variable, a la que llamaremos V_{link_pid} , que estuviera asociada a la tensión de la carga pero fuera independiente de la tensión de referencia. Así, nuestro regulador calcularía V_{link_pid} , y esta sería la variable introducida en la ecuación (9) al calcular el ciclo de servicio. Sin embargo, esto genera un nuevo problema: el de que no hay ningún enlace entre V_{link_pid} y la tensión de referencia, provocando que estas variables funcionen de manera totalmente independiente y que, por tanto, haga nuestro algoritmo inservible, al no controlar ninguna magnitud realmente.

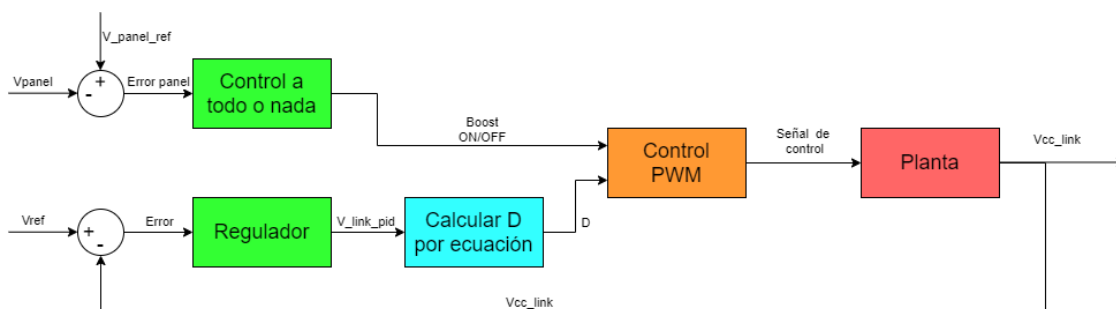


Figura 19. Diagrama de bloques del control por regulador. Cálculo de la salida del convertidor como señal del regulador.

CAPÍTULO IV: SIMULACIONES DEL SISTEMA

4.1. Software empleado

Para modelar el sistema y realizar las simulaciones, se barajó la opción de emplear dos herramientas de software diferentes: LTspice y PSIM, y finalmente se terminó empleando PSIM. A continuación se empleará un breve resumen de ambos programas y las razones para escoger uno por encima del otro.

4.1.1. LTspice

LTspice se trata de una herramienta desarrollada por la empresa Analog Devices. Consiste en software gratuito y libre que no tiene ninguna clase de restricción artificial en el límite de nodos o de componentes. [7]

LTspice cuenta con una gran cantidad de modelos de terceros, desde componentes como transistores o condensadores, hasta modelos de elementos más complejos como convertidores analógico-digital o comparadores. Tiene también la opción de importar modelos que no vengan integrados en sus librerías, de modo que aunque uno no se halle presente, existe la opción de buscarlo aparte e incorporarlo.

Esto es algo a tener en cuenta con, por ejemplo, el modelo de panel fotovoltaico, dado que no hay ninguno incorporado en las herramientas base del programa, aunque gracias a esta posibilidad, se puede buscar un modelo externo en internet e incorporarlo al proyecto.

Otra complicación que presenta es la inexistencia de bloques de funciones en los que programar el control. Por tanto, sería necesario configurar un control complejo con componentes, en lugar de con código, lo cual es sustancialmente más difícil y laborioso. No obstante, de tratarse de un pequeño circuito enteramente analógico, esto no supondría un gran inconveniente.

4.1.2. PSIM

PSIM ha sido desarrollado por la empresa Powersim y, a diferencia de LTspice, no se trata de una herramienta gratuita. Sin embargo, debido a que su versión de estudiante tiene suficiente capacidad de cálculo y es ilimitada en el tiempo, puede ser considerada gratuita de cara a este proyecto.

Debido a que no se trata de una aplicación de código abierto, la disponibilidad de herramientas de terceros no es una opción tan factible como cuando hablábamos de LTspice. Sin embargo, sí que dispone de la opción de co-simular con algunos programas, como Simulink o ModelSim.

Aunque disponga de más complicaciones para obtener modelos externos, lo suple con una mayor cantidad de modelos internos, y más específicamente, módulos de fotovoltaica, lo cual es ideal para el desarrollo de este proyecto. Además, dispone también de bloques de control por código, usando el lenguaje de programación C para decidir con precisión qué queremos que haga nuestro circuito. [8]

4.1.3. Conclusión

Finalmente, y como se ha podido anticipar en la exposición de cada herramienta, se ha optado por PSIM debido a que nos aporta más ventajas que LTspice, y apenas tiene inconvenientes.

Tanto las simulaciones como el control son más sencillos de realizar y de implementar en PSIM que en LTspice. Además, se pueden emplear módulos fotovoltaicos en PSIM sin necesidad de recurrir a herramientas de terceros.

Se podría contraargumentar con la gratuidad de LTspice, pero debido a la accesibilidad que plantea PSIM, teniendo una versión de estudiante también gratuita y que dispone de suficientes elementos para cubrir las necesidades del proyecto, no se trata de una diferencia significativa para nosotros.

4.2. Implementación del control

Si bien en el Capítulo III se vieron distintas formas para controlar el sistema, por sí solas no son suficientes y es necesaria una estructura mayor (que incluya el algoritmo de control). Esta implementación, externa al algoritmo de control, se encargará de gestionar los tiempos dedicados a cada bloque funcional o a leer los datos enviados por los sensores de las magnitudes físicas, necesarios para realizar el trabajo.

Este algoritmo puede ser plasmado, de modo que se ajuste al diagrama de flujo de la Figura 20. Al arrancar el sistema, se inicializan las variables con las que trabajaremos, las cuales solo necesitan esta declaración y asignación de valores iniciales una vez. Una vez establecidas, se empleará en bucle el mismo algoritmo. Esto nos lleva a, por razones de simplicidad, omitir esta declaración del diagrama, puesto que lo complicaría innecesariamente y la función de un diagrama de bloques es organizar el algoritmo de manera sencilla y concisa.

Realizada esta aclaración, procedemos a explicar la Figura 20. Al inicio de cada iteración, muestreamos la tensión de la red y, si es mayor que la tensión de pico, significa que nuestra tensión guardada no era realmente la tensión de pico, de modo que la sobrescribimos. Posteriormente, tomaremos la tensión de referencia como una tensión ligeramente mayor a la de pico. Esto se debe a que queremos garantizar que los diodos del rectificador bloqueen la red siempre que alimentemos

con nuestro sistema, y con una tensión exactamente igual no tendremos control, sino que el bloqueo será aleatorio, dependiendo de las pequeñas perturbaciones que influyan sobre él. Esta forma de muestrear la tensión de pico puede suponer algún problema en el primer arranque de la planta, pero se soluciona fácilmente inicializando la tensión de pico en un valor menor que el de pico teórico, pero cercano, como pueden ser 300 V. Esta es una solución funcional siempre y cuando no se cambien los valores de la red, pero si fuera a ser el caso, podría modificarse fácilmente el código para la nueva red.

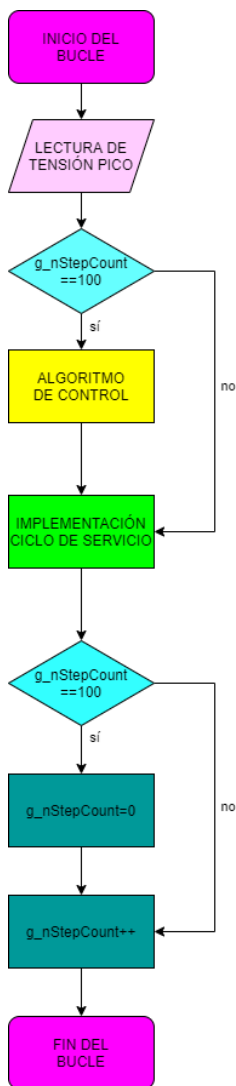


Figura 20. Diagrama de flujo del bucle de simulación.

Tras capturar esta tensión de pico, verificamos el número de bucles que llevamos y, a las 100 iteraciones, aplicamos el algoritmo de control. La razón de esperar a que se realicen 100 repeticiones tiene que ver con la implementación del ciclo de control, que se explicará un poco más adelante. Esta etapa de algoritmo de control cubre tanto el control realizado sobre el propio panel, como la forma de obtener el ciclo de servicio. Este cálculo del ciclo de servicio tiene implícito, a su vez,

el control sobre el control boost, siendo esta magnitud la que determine si elevaremos más o menos la señal de entrada.

Una vez calculado el ciclo de servicio, hay que implementarlo. A diferencia del algoritmo, que sí varía para cada control, esta implementación es la misma para todos y se realiza mediante un control PWM. Esto se hace comparando el contador `g_nStepcount` con el ciclo de servicio. Este contador que, como se ve al final del diagrama, se reinicia cada vez que llega a 100, nos sirve para hacer funcionar correctamente nuestro ciclo de servicio. Cuando el valor del contador sea menor que el del ciclo de servicio, habilitaremos la señal del boost dependiendo de las instrucciones que lleguen por parte del control. En cambio, cuando sea mayor, inhabilitaremos siempre esta señal. El hecho de que la variable vaya desde 1 hasta 100 nos permite manejar un ciclo de servicio en tanto por ciento, dado que el valor que adopte el ciclo de servicio (calculado una vez de cada 100 iteraciones, para que no varíe de magnitud entre iteración e iteración) no deja de ser una magnitud relativa del tiempo total que tiene que estar activo el convertidor.

Finalmente, verificamos el valor del contador, y lo reiniciamos en caso de que haya llegado a las 100 iteraciones. Por último, incrementamos el contador. Este incremento se realiza después y no antes para que, a la hora de la verdad, vaya de 1 a 100. Si en su lugar fuera de 0 a 100, realmente se estarían haciendo 101 iteraciones, y el ciclo de servicio estaría mal implementado.

Teniendo el código del diagrama de la Figura 20, podemos escribir el código de la Figura 21, con algún pequeño detalle que no aparece en el diagrama de flujo y se explicará a continuación. Asimismo, en esta imagen no aparecen tampoco la declaración ni inicialización de las variables. Esto se debe a que se implementaron en distintos ficheros y dan demasiada información irrelevante.

En el encabezado del código tenemos la lectura de las variables que son entradas de la planta, seguido de la lectura de la tensión pico y su uso para determinar la tensión de referencia, ligeramente mayor como se explicó en párrafos anteriores. Finalmente, se emplea una línea adicional para evitar que la tensión de referencia sea demasiado baja y ocasione problemas.

Tras establecer estas primeras variables del código, se implementa el algoritmo asociado a cada estrategia de control, junto a su correspondiente cálculo - del ciclo de servicio, tal y como se explicó en el capítulo anterior. Dado que es en este bloque en el que se calcula el ciclo de servicio, implementaremos el control PWM que lo adapte al programa justo a continuación.

Tras la implementación del PWM, se puede apreciar el cálculo de la potencia disipada en cada elemento del booster, la de pérdidas (compuesta por la suma de estas potencias disipadas) y la potencia generada por el panel. Estas potencias no son estrictamente necesarias para el algoritmo (a excepción de los momentos en los

que se utiliza un MPPT), pero durante las primeras pruebas se realizaron balances para comprobar el correcto funcionamiento, y disponer de las salidas de estas magnitudes ya calculadas es más cómodo que introducirlas manualmente en el display de PSIM cada vez que se realiza una simulación.

```

I_panel=in[0];
Icc_boost=in[1];
V_boost=in[2];
Vcc_link=in[3];
I_control=in[4];
I_red=in[5];
I_cin=in[6];
I_cout=in[7];
V_panel=in[8];
Vred=in[9];

if(Vred>Vpico) Vpico=Vred;
Vref=Vpico+4;
if(Vref<300) Vref=300;

if (g_nStepCount==100)
////////////////////////////////////////////////////
//  ALGORITMO DE CONTROL Y CÁLCULO DEL  //
//  CICLO DE SERVICIO                    //
////////////////////////////////////////////////////

if (g_nStepCount==1) PWM_boost=1- PWM_boost;
if (g_nStepCount==D_boost) PWM_boost=1- PWM_boost;

Pot_cin=(I_cin*V_panel);
Pot_cout=(I_cout*Vcc_link);
Pot_L=(I_panel-I_cin)*(V_panel-V_boost);
Pot_diodo=abs((V_boost-Vcc_link)*I_control);
Pot_polo=abs(V_boost*Icc_boost);
Pot_perdidas=Pot_cin+Pot_cout+Pot_L+Pot_polo+Pot_diodo;

Pot_panel = abs(I_panel*V_panel);

out[0]=boost*PWM_boost;
out[1]=D_boost;
out[2]=Vref;
out[3]=Pot_panel;
out[4]=Pot_perdidas;
out[5]=g_nStepCount;
out[6]=abs(I_cout*Vcc_link);

if (g_nStepCount==100)
{
g_nStepCount=0;
i++;
}

g_nStepCount++;

```

Figura 21. Código de la implementación.

Seguidamente se tienen las declaraciones de las salidas. Estas son similares a la declaración de las variables de entrada, aunque tienen algunas diferencias. En las entradas, leíamos una señal externa y la almacenábamos en una variable interna. Aquí, por contra, leemos una variable interna y la enviamos como señal externa.

Por último, podemos ver la última condicional que, cada 100 iteraciones, actualiza los contadores correspondientes, tal como se en la Figura 20.

4.3. Observación sobre las primeras simulaciones

Estas primeras simulaciones fueron realizadas previas al dimensionamiento de una planta concreta, debido a que su objetivo no es tanto el de comprobar el funcionamiento de un sistema real, sino verificar que es posible alimentar un dispositivo de alterna con rectificador a la entrada sin emplear un inversor como intermediario. Por ello, las magnitudes empleadas no se corresponden con las del sistema final, sino que fueron elegidas en base a experiencias previas con este tipo de circuitos y su objetivo era el de verificar el funcionamiento deseado. Así pues, los datos del panel son los correspondientes para uno más o menos genérico y se pueden apreciar en la Figura 22. Asimismo, para los datos de los componentes presentes en el convertidor boost y en la resistencia de carga los valores empleados fueron basados en la experiencia previa del equipo investigador, el cual seleccionó unos valores que, si bien pudieran no estar optimizados, eran suficientes como para verificar la validez del diseño.

Algunos datos presentes en la Figura 22, tales como la intensidad de cortocircuito, se introdujeron de manera más o menos directa (aunque luego varíe su punto de máxima potencia por causas explicadas en el Capítulo II), pero otros como la tensión de circuito abierto se introdujeron de manera indirecta, introduciendo en su lugar el número de células en serie. En este caso, con 320 células, podemos estimar una tensión V_{OC} de aproximadamente 220 V, considerando una tensión umbral de 0.7 V por célula.

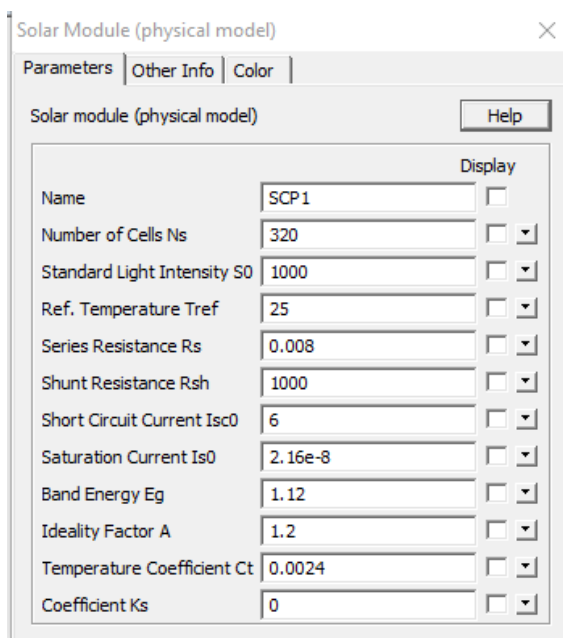


Figura 22. Datos del panel empleado en las simulaciones.

Además, al realizar la primera simulación, antes de indagar en los resultados obtenidos y su validez, se verificó que el funcionamiento de la estructura general y

común a todos los algoritmos fuera el esperado. Esto significa que la implementación del ciclo de servicio mediante el PWM o la función de la variable boost (explicada en el Capítulo III) tuvieron un comportamiento adecuado.

Para esta verificación, se realizó sobre el control a todo o nada (aunque hubiera variado poco respecto de otro algoritmo) una simulación en la que se midieron la variable interna del programa `g_nStepCount`, obteniendo los resultados de la Figura 23.

En la primera gráfica podemos apreciar el ciclo de servicio (que en este caso particular es constante por el control empleado, aunque no tiene por qué ser lo habitual), y el contador `g_nStepCount`, el cual va contando el avance del programa y se reinicia al llegar a 100, como ya vimos con la Figura 20.

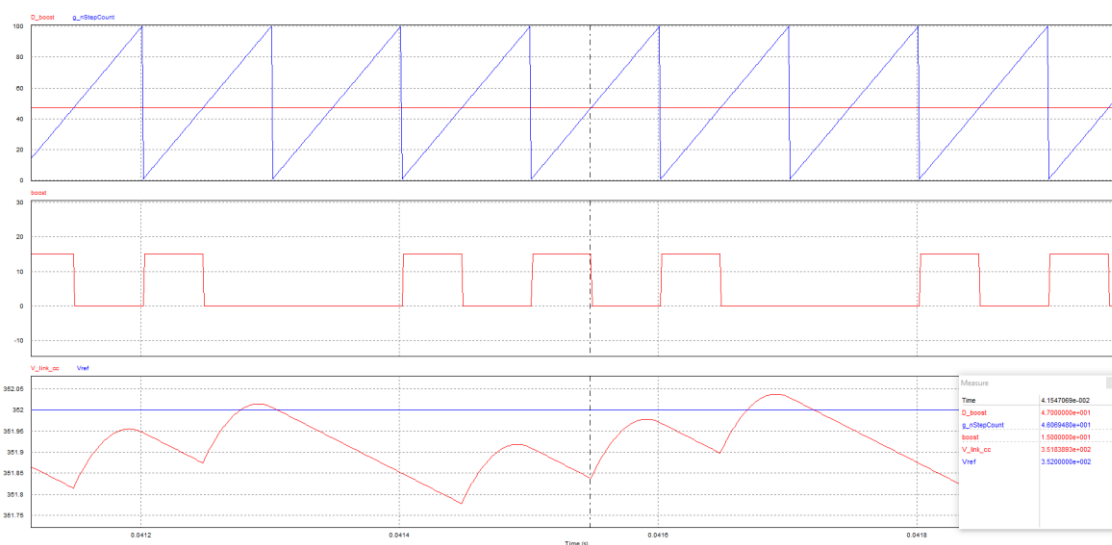


Figura 23. Funcionamiento e implementación del PWM del ciclo de servicio. `D_boost` y `g_nStepCount`. Boost. `V_link_cc` y `Vref`.

En la siguiente gráfica tenemos los pulsos de activación del ciclo de servicio. Si nos fijamos primero en el centro, podemos ver que el funcionamiento es el esperado con la implementación del PWM, y que este pulso se activa cada vez que iniciamos un nuevo bucle de 100 iteraciones, y que se apaga cada vez que el contador llega al valor que tiene el ciclo de servicio.

Por otro lado, y siguiendo en la segunda gráfica, podemos observar que los extremos de los tres pulsos centrales están acompañados por un estado de OFF mayor que los estados de OFF entre esos tres pulsos. Esto nos lleva a la tercera gráfica, y a la programación del control, visible en la Figura 13, donde podemos comprobar que, si la tensión a la salida del boost es mayor que la referencia, se evita que dispare el pulso para prevenir un exceso en la tensión de salida. Por lo tanto, ese vacío aparentemente anómalo, no es realmente algo anómalo.

Finalmente, existe un último detalle importante a tener en cuenta, y es que los valores de tensión de pico que se han tomado para la corriente alterna son los obtenidos con la ecuación (2) debido a que queremos comprobar que sirva contra la mayor tensión posible, y esa viene dada por la permitida en la tolerancia máxima de la red (pese a que la habitual será de 325 V, de acuerdo con la ecuación (1)).

4.4. Simulaciones del control a todo o nada

Al igual que en la configuración del control, la primera y más sencilla de las simulaciones fue la del control a todo o nada. Implementando en el controlador la estructura de la Figura 21, sustituyendo la porción comentada con el código del algoritmo, correspondiente a la Figura 13.

Para realizar la simulación se omitió el transitorio del arranque, debido a que no es una situación en la que vaya a estar trabajando nuestro sistema por norma general. En su lugar, se comprobó el funcionamiento del régimen estacionario, presente en la Figura 24.

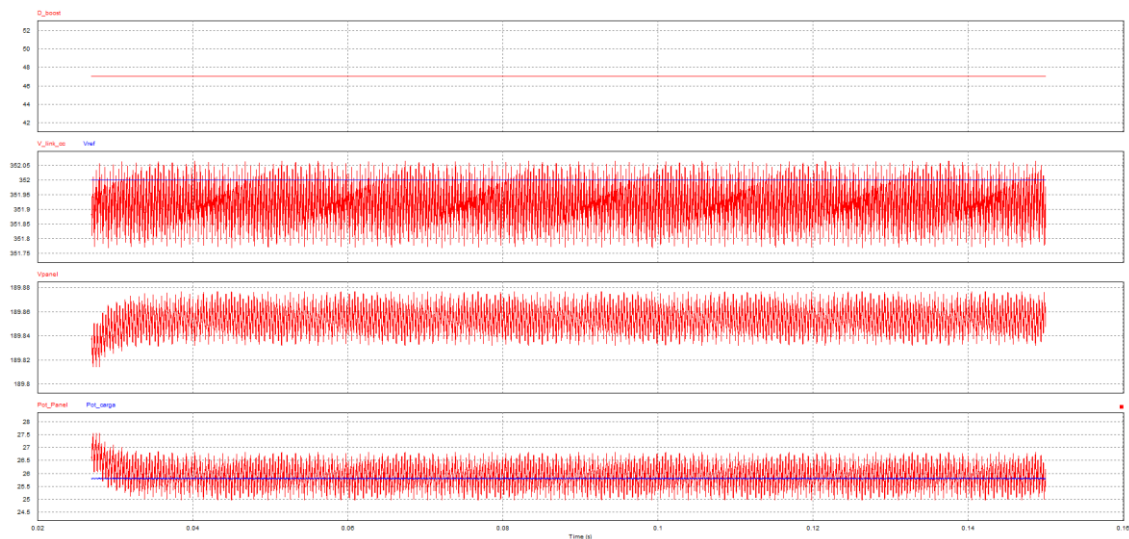


Figura 24. Simulación con el control a todo o nada. D_boost. V_link_cc y Vref. Vpanel. Pot_panel y Pot_carga.

Para empezar, podemos comprobar que tenemos un ciclo de servicio del 47%. Si comprobamos y sustituimos en la ecuación (9), obtendremos la ecuación (12) en la que la tensión de entrada es la tensión del panel en tiempo real y la tensión de salida es la tensión de referencia de la carga. Esto es así en lugar de emplear la tensión de referencia del panel o la tensión en tiempo real de la carga debido a que estamos calculando el ciclo de servicio deseado para obtener la tensión de salida de referencia con nuestra tensión actual del panel.

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} = 1 - \frac{V_{panel}}{V_{ref}} \approx 1 - \frac{189.85}{352} = 0.4607 \quad (12)$$

En el resultado de esta ecuación (12) podemos comprobar que el ciclo de servicio está bien calculado, porque aunque el resultado por aproximación sería del 46%, al haber redondeado al alza para anteponer que el booster proporcione tensión de más en lugar de dar tensión de menos.

Volviendo a la Figura 24, pero centrándonos esta vez en la segunda gráfica, tenemos que la tensión de salida es ligeramente menor que la tensión de referencia, aunque en ocasiones la sobrepasa, dado que se trata de una señal ruidosa. Que una señal sea ruidosa se trata de algo habitual en convertidores de corriente continua debido a que tenemos un polo que está conmutando constantemente, y eso introduce ruidos al sistema. Sin embargo, podemos observar que, pese a los ruidos, la amplitud de estos es muy reducido, siendo de tan sólo 0.29 V de pico a pico, lo cual podemos considerar despreciable.

También se aprecia en esa misma gráfica que, si bien la tensión en la carga tiene instantes en los que se supera la tensión de referencia, generalmente no llega a alcanzarla. Esto es debido a que en el momento en que superamos esa tensión apagamos el boost para que baje rápidamente, por lo que es imposible que llegue a superarse de manera continuada, y por la propia naturaleza del control, va a estar superando y retrocediendo respecto de la referencia. Pese a ello, podemos apreciar que la diferencia es muy reducida y, si hacemos la media entre el punto más alto de V_{cc_link} y el más bajo, obtenemos un valor de 351.9 V, que está muy cerca de los 352 V de la referencia.

La tercera gráfica muestra la tensión de salida del panel, en la que podemos apreciar que está en torno a los 190 V. De esta gráfica no obtenemos demasiada información, más allá de una comprobación aproximada de lo estudiado sobre paneles fotovoltaicos en el Capítulo II. De acuerdo con la Figura 22 y con lo visto en el citado capítulo, tenemos 320 células que, si suponemos una tensión umbral por célula de 0.7 V, nos dan una tensión de circuito abierto o V_{OC} de 224 V. Considerando que la tensión en el punto de máxima potencia o V_{MPP} es ligeramente menor, parece razonable que pueda oscilar en torno a los 190 V.

Por último, en la cuarta gráfica tenemos una comparación entre la potencia entregada por el panel y la potencia absorbida por la carga. Podemos apreciar que la media de la potencia del panel es ligeramente mayor, lo cual tiene sentido, debido a que el panel está suministrando la potencia consumida por la carga más las pérdidas que tenemos en los elementos del convertidor. Podemos apreciar que la potencia del panel es especialmente ruidosa al compararla con la potencia de la carga, pero dado que la tensión pico a pico del panel no era demasiado elevada, este ruido ha de deberse a la corriente del panel.

Otro detalle que se aprecia es que el ruido de la potencia del panel en ocasiones provoca que este valor sea inferior al de la carga. Esto significa que la carga estaría alternando entre la potencia de la red y la potencia del panel. Sin embargo, como vimos en la segunda gráfica de la Figura 24, la tensión en la carga no llega a alcanzar los valores de la tensión de red (348 V), lo que implica que la salida del booster está alimentando a la carga en todo momento. Por lo tanto, estos ruidos han de deberse a errores provocados por el tiempo de simulación tomado y que se amplifiquen al medir la potencia como el producto de la tensión por la intensidad.

4.4.1. Simulaciones del control a todo o nada con MPPT

Tras haber realizado una simulación con el control a todo o nada sin un algoritmo de seguimiento para el punto de máxima potencia o MPPT, se implementó el código de la Figura 15 para realizar este seguimiento.

Como en el caso sin MPPT, se omitió el transitorio, quedándonos sólo con el régimen estacionario, lo cual dio lugar a la Figura 25, que como podemos observar, no difiera demasiado de la Figura 24.

Para empezar, observamos que en la primera gráfica de la Figura 25 tenemos el mismo ciclo de servicio del 47% que ya tuvimos con el control a todo o nada sin algoritmo de seguimiento y, que una vez más, es un ciclo de servicio constante debido a que apenas hay variaciones en los valores de tensión empleados para calcularlo.

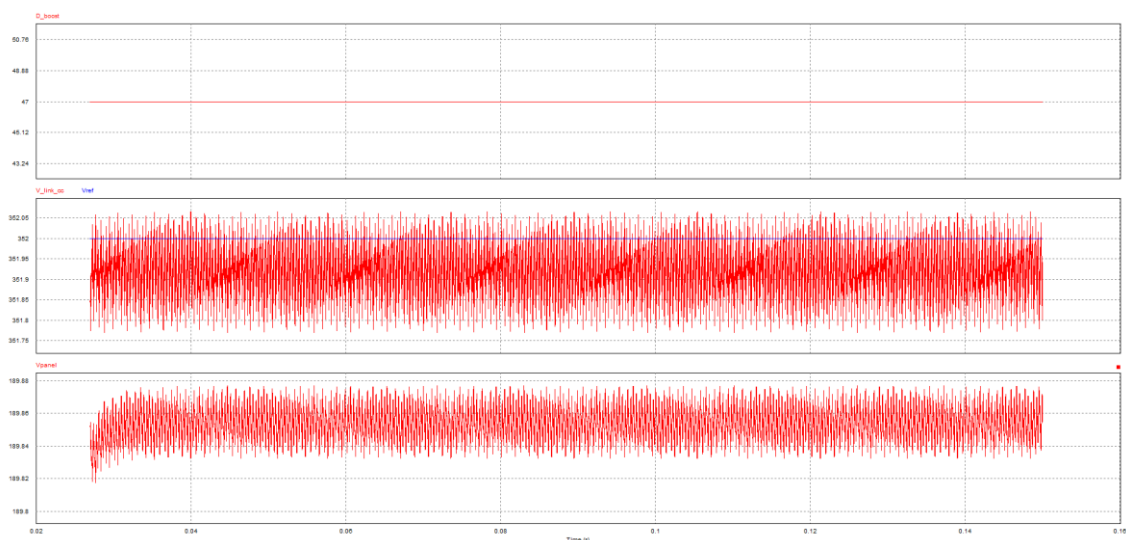


Figura 25. Simulación con el control a todo o nada y algoritmo MPPT. D_{boost} , V_{link_cc} y V_{ref} . V_{panel} .

En la segunda y la tercera gráfica tenemos el motivo de que el ciclo de servicio no varíe, y se debe a que las tensiones presentes en la carga funcionan exactamente

igual que en el caso en el que no había MPPT y, por ejemplo, volvemos a tener 0.29 V de pico a pico en la tensión de la carga.

En la tercera gráfica ocurre algo similar, pero hay que tener en cuenta que no la estamos comparando con la tensión de referencia del panel, al igual que no lo hicimos con la Figura 24. Sin embargo, mientras que en la Figura 24 no nos interesaba especialmente esta comparativa, porque la referencia nos servía simplemente para que se activase el panel, con la Figura 25 sí es una referencia que nos interese, puesto que queremos que la tensión del panel sea próxima a su referencia. Por ello, se realizó una nueva simulación, comparando la tensión del panel con la de su referencia, así como midiendo también la intensidad del panel y las potencias. Las gráficas resultantes de esta simulación quedan reflejadas en la Figura 26.

Aunque en esta ocasión tiene poco sentido analizar las gráficas por separado, sí hay un pequeño matiz que conviene apreciar antes de hablar del conjunto.

Por una parte, se aprecia en la primera gráfica que, pese al ruido de V_{panel} que vimos en la Figura 25, realmente es una magnitud muy pequeña en relación con los valores en los que nos manejamos. Por otro lado, podemos ver que con las potencias ha pasado lo mismo que pasó con la tensión del panel y de la carga, y que los valores se mueven en los mismos márgenes que en el control sin MPPT.

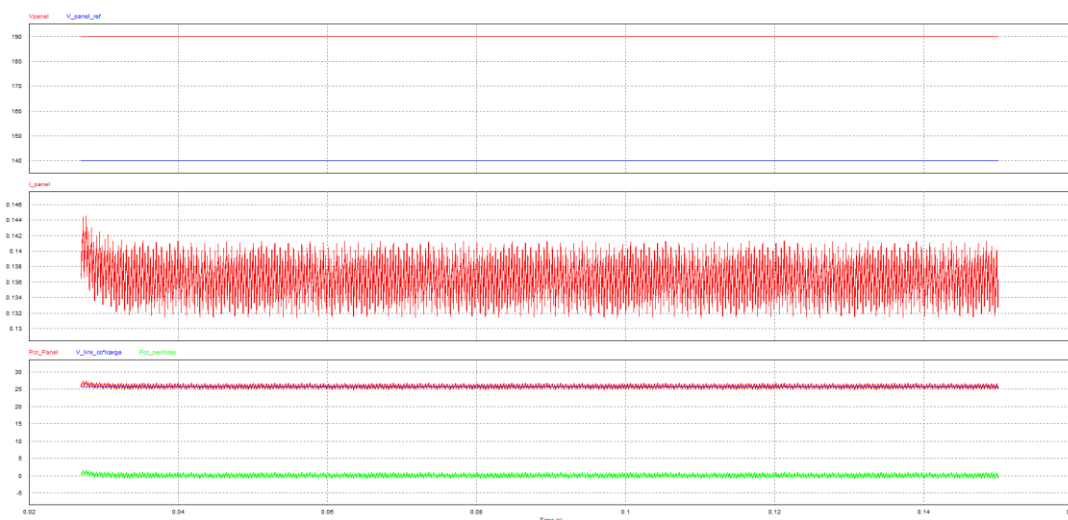


Figura 26. Simulación con el control a todo o nada y algoritmo MPPT. V_{panel} y V_{panel_ref} . I_{panel} . Pot_{panel} , $V_{link_cc} \cdot I_{carga}$ y $Pot_{perdidas}$.

Habiendo puntualizado estos dos detalles, procedamos a analizar la Figura 28 en conjunto. Por un lado, tenemos que hay una diferencia elevada entre la tensión a la que está trabajando nuestro panel y la tensión que apreciamos del punto de máxima potencia. Por otro lado, tenemos que, si bien la intensidad del panel en el punto de máxima potencia habría de ser menor que los 6 A que tiene como parámetro nuestro panel, como podemos ver en la Figura 22, un valor de en torno a 136 mA es demasiado reducido.

Algo similar a lo ocurrido con la tensión y la intensidad sucede con la potencia suministrada por el panel. Si empleamos la ecuación (13), resultado de combinar las ecuaciones (4) y (5), considerando que tanto el factor de forma como la tensión umbral de las células tienen un valor de 0.7 V, obtenemos un punto de máxima potencia teórico de 924 W, muy distantes de los entre 25 y 27 W que tenemos.

$$P_{MPP} = FF * P_{m\acute{a}x_te\acute{o}rica} = FF * V_{OC} * I_{SC} = 0.7 * 220 * 6 = 924 W \quad (13)$$

A la luz de estos resultados, todo apunta a que no estamos trabajando realmente en el punto de máxima potencia debido a que nuestro algoritmo de control no está haciendo que la tensión del panel siga su referencia adecuadamente. Dado que el control a todo o nada simplemente evita que bajemos de la referencia, es incapaz de sujetar adecuadamente la tensión.

Finalmente, también hay que tener en cuenta que, al estar empleando unos valores arbitrarios, la potencia capaz de generar el panel no se corresponde con la máxima, puesto que no hay elementos que puedan disiparla y el balance energético, que podemos ver en la ecuación (14), no se cumpliría. A su vez, comprobamos que, si bien la potencia del panel no se corresponde con la de la carga en la Figura 26, sí se da el balance al diferir sólo en las oscilaciones correspondientes a las pérdidas.

$$P_{in} = P_{out} \Rightarrow P_{panel} = P_{carga} + P_{p\acute{e}rdidas} \quad (14)$$

4.5. Control por histéresis

Teniendo comprobado que el control a todo o nada funciona adecuadamente, se procedió a simular con el control por histéresis dando lugar a los resultados de la Figura 27 y de la Figura 28.

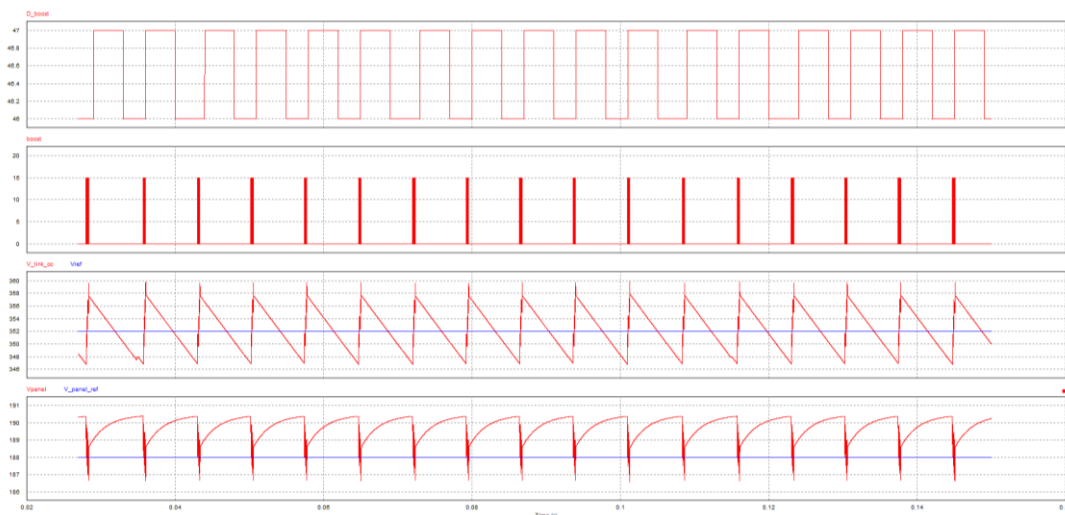


Figura 27. Simulación con el control por banda de histéresis. D_boost. Boost. V_link_cc y Vref. Vpanel y V_panel_ref.

Si procedemos a observar el funcionamiento de las potencias, visibles en la segunda gráfica de la Figura 28, observamos que sucede algo extraño, y es que en ciertos puntos, la potencia generada por el panel es menor que la potencia en la carga. Sin embargo, si añadimos la potencia de pérdidas a la ecuación, esto cobra sentido, ya que esta potencia de pérdidas es debida (despreciando pérdidas en el cableado) a los componentes del booster, es decir, bobinas, condensadores y polos de potencia. Estos elementos tienen la capacidad de cargarse energéticamente, y si bien es habitual que nos generen pérdidas, en ocasiones, como es el caso, también pueden devolvernos energía.

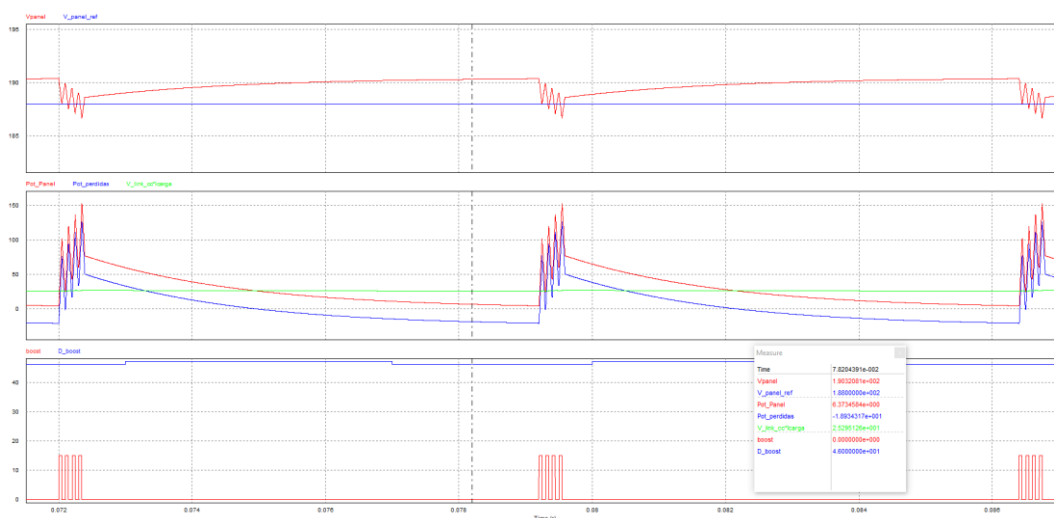


Figura 28. Simulación con el control por banda de histéresis. Vpanel y V_panel_ref. Pot_panel, Pot_perdidas y V_link_cc*Icarga. Boost y D_boost.

Visualizado en la segunda gráfica de la Figura 28, es la devolución energética de los elementos que pueden cargarse energéticamente lo que provoca que, en ocasiones, potencia de pérdidas sea negativa. Además, si realizamos un balance de potencias en dicha gráfica, podemos apreciar que la suma de las potencias de la carga más la potencia de pérdidas dan lugar a la potencia del panel, verificando así que el funcionamiento es el adecuado.

4.6. Control por regulador

Como se vio en el Capítulo III, se probaron distintas maneras de implementar el regulador. Pese a que sólo nos detendremos a explicar en detalle la versión finalmente implementada, sí se ilustrará más adelante el caso con mal funcionamiento a fin de justificar el mismo.

4.6.1. Regulador para cálculo del ciclo de servicio

Si bien en el Capítulo III se explicó qué ecuaciones se empleaban para implementar un regulador PID, utilizando la ecuación (11) para programarlo, debido

a la incapacidad de un ordenador para calcular una integral o una derivada, no se llegó a mostrar un código con esto implementado, a diferencia de un control a todo o nada o por histéresis, donde se realizan comparaciones, algo con lo que un ordenador puede trabajar bien.

Si tomamos como base el diagrama de bloques de la Figura 18, y obteniendo sólo la parte referente al algoritmo de control y cálculo del ciclo de servicio en la Figura 21, podemos escribir nuestro código como el presente en la Figura 29.

Inicialmente, y de acuerdo con el diagrama de bloques, vemos que tenemos la señal boost controlada a todo a nada por la tensión del panel, mientras que la tensión de la carga la emplearemos para calcular el ciclo de servicio. Así, en la siguiente sentencia almacenamos el error en la variable homónima (dado que en esta ocasión usamos el error con fines más allá de los comparativos).

```
if ( g_nStepCount==100)
{
    if (V_panel>V_panel_ref) boost=15;
    else boost=0;

    error=Vref-Vcc_link;

    integral=integral+Ki*error*dt;
    if (integral>100) integral=100;
    if (integral<-100) integral=-100;

    derivativo=Kd*(error-error_previo)/dt;
    if (derivativo>100) derivativo=100;
    if (derivativo<-100) derivativo=-100;

    proporcional=Kp*error;
    if (proporcional>100) proporcional=100;
    if (proporcional<-100) proporcional=-100;

    error_previo=error;

    D_boost=integral+proporcional+derivativo;
    D_boost=ceil(D_boost);
    if (D_boost<=0) D_boost=1;
    if (D_boost>=100) D_boost=100;
}
```

Figura 29. Código del regulador PID implementado.

Una vez conocemos el error, calculamos por separado los términos de la ecuación (11) tal y como se ven en dicha ecuación. Sin embargo, podemos ver que tras el cálculo de cada término tenemos otras dos líneas de código, encargadas de saturarlos si alcanzasen un valor demasiado elevado o demasiado reducido, tal y como sucede con el ciclo de servicio. A diferencia de con el ciclo de servicio, sin embargo, podemos apreciar que el límite inferior lo ponemos en -100, en lugar de en 0 o en 1, como hacíamos con el ciclo de servicio. Esto se debe a que en ocasiones un término podría tener que compensar a otro que alcanza un valor positivo demasiado elevado, y evitando que pueda ser negativo, desestabilizaría el sistema.

Tras calcular los distintos términos de nuestro regulador PID, almacenamos ese error como el error previo para la próxima iteración, ya que lo necesitamos para calcular el término derivativo.

Por último, dado que el ciclo de servicio es la salida de nuestro regulador, lo calculamos como la suma de sus términos, y realizamos las operaciones de redondeo y saturación que ya hemos visto.

Hay que tener en cuenta que en esta explicación no se ha dado valor a las variables K_i , K_d y K_p . Esto es porque inicialmente es un valor desconocido. Como se explicó en el Capítulo III, lo ideal sería emplear una tabla que, partiendo del modelo de la planta, nos dé el valor de las variables necesitadas. Sin embargo, dado que nuestro sistema no es lineal, toca realizar una sintonía por ensayo y error. Para esto, se sintonizó primero K_p , realizando múltiples simulaciones hasta dar con un valor que se ajustase a nuestras necesidades, haciendo un regulador Proporcional. Una vez se tuvo un valor para K_p , se continuó con un regulador Proporcional e Integral, realizando nuevamente simulaciones en las que se alterase el valor de K_i hasta dar con un valor adecuado sin modificar K_d . Finalmente, se probó a ajustar K_d para hacer el regulador Proporcional, Integral y Derivativo,

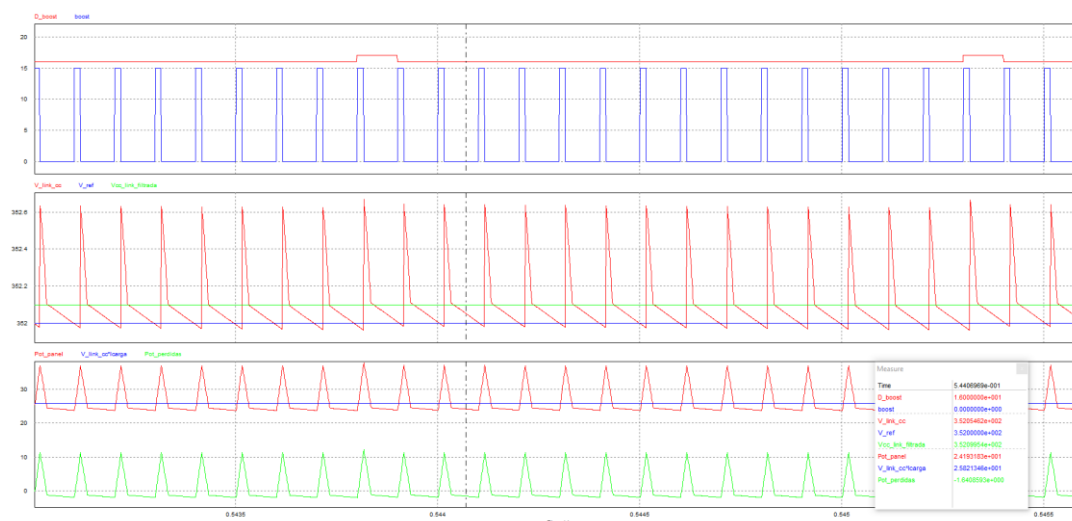


Figura 30. Simulación con el control por regulador PI. D_boost y boost. V_{link_cc} , V_{ref} y $V_{cc_link_filtrada}$. Pot_{panel} , $V_{link_cc} \cdot I_{carga}$ y $Pot_{perdidas}$.

Tras estas sintonías, finalmente se llegó a la conclusión de que la mejor solución posible era un regulador PI o Proporcional e Integral, dando así unas variables de $K_p=17$, $K_i=230000$ y $K_d=0$. Esta solución daba lugar a mejores resultados que un regulador puramente proporcional, y si bien el error en régimen estacionario era ligeramente mayor que el de un regulador Proporcional, Integral y Derivativo, la diferencia entre uno y otro era bastante reducida, y el sistema era mucho más ruidoso con el término derivativo no nulo, llevando a que se desechara esta opción. Tras ejecutar la simulación con estos valores, se obtuvieron los resultados de la Figura 30.

Lo primero que se aprecia es que, con una bajada notable en el ciclo de servicio, obtenemos unos resultados similares o incluso mejores a los de controles

previos, dado que un ciclo de servicio menor implica menos tiempo de trabajo del boost.

En la segunda gráfica observamos que, mientras que otros controles llegaban a duras penas a la referencia (por pequeño que fuera el error), aquí pasamos más tiempo por encima de la referencia que por debajo, lo cual es positivo si tenemos en consideración que queremos una tensión superior a la de la red para bloquear los diodos del rectificador. Sin embargo, si comprobamos la tensión de la carga filtrada, podemos apreciar que realmente el error no es demasiado elevado, y aunque la función del término integral es eliminar el error estacionario, no fue posible debido a que las divisiones de tiempo en las que se ejecuta el sistema no son instantáneas, lo que restringe la capacidad de la planta para adaptarse.

Finalmente, como se puede ver en la tercera gráfica, se realizó un balance de potencias para comprobar que la potencia generada coincidiera con la potencia saliente y, como con controles anteriores, se verificó que el balance de potencias se cumplía.

4.6.2. Regulador para cálculo de la tensión de referencia

Por último, y buscando justificar que, efectivamente, controlar la planta calculando el ciclo de servicio mediante la ecuación (9) no da un buen resultado, se realizó una simulación con el planteamiento del diagrama de bloques presente en la Figura 19, la cual genera un código como el que podemos ver en la Figura 31.

```
if ( g_nStepCount==100)
{
    if (V_panel>V_panel_ref) boost=15;
    else boost=0;

    error=Vref-Vcc_link;

    integral=integral+Ki*error*dt;
    if (integral>400) integral=400;
    if (integral<-400) integral=-400;

    derivativo=Kd*(error-error_previo)/dt;
    if (derivativo>400) derivativo=400;
    if (derivativo<-400) derivativo=-400;

    proporcional=Kp*error;
    if (proporcional>400) proporcional=400;
    if (proporcional<-400) proporcional=-400;

    error_previo=error;

    V_link_pid=proporcional+integral+derivativo;
    if (V_link_pid>400) V_link_pid=400;
    if (V_link_pid<300) V_link_pid=300;

    D_boost=(1-(V_panel/V_link_pid))*100;
    D_boost=ceil(D_boost);
    if (D_boost<=0) D_boost=1;
    if (D_boost>=100) D_boost=100;
}
```

Figura 31. Código del PID con la tensión de referencia de la carga como salida.

Este código no es muy distinto al de la Figura 30 en la mayoría de sus sentencias, variando sólo los valores de saturación de las variables y empleando el regulador para calcular la tensión de referencia empleada en calcular el ciclo de servicio.

Aunque se realizaron diversas simulaciones para buscar un funcionamiento adecuado de este sistema, por simplicidad sólo se mostrará una de ellas, correspondiendo con la de la Figura 32.

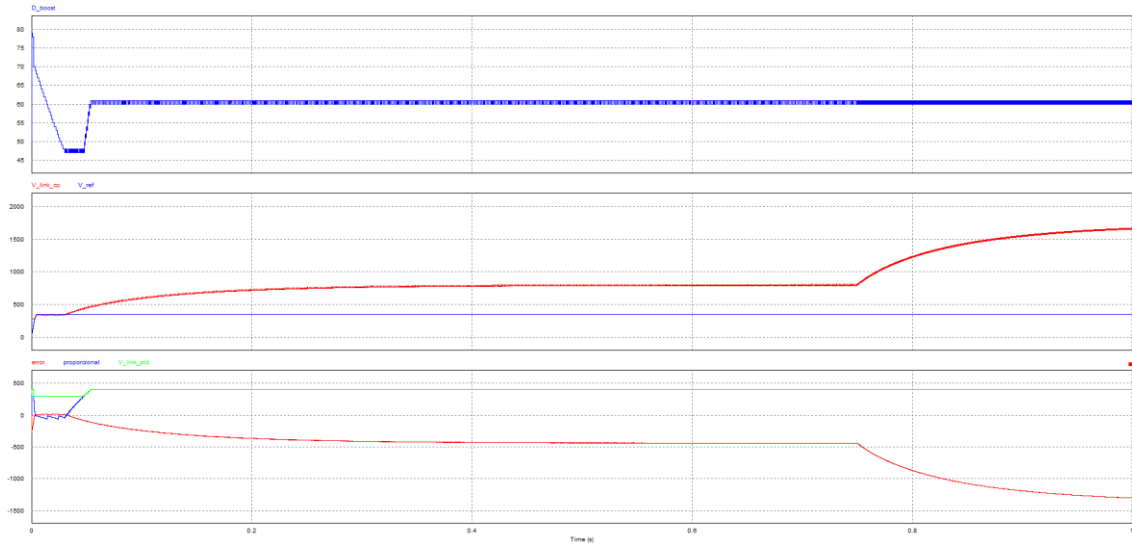


Figura 32. Simulación con el control por regulador P y tensión de referencia como salida del regulador. D_{boost} . V_{link_cc} y V_{ref} . Error, proporcional y V_{link_pid} .

Como podemos ver, la acción de nuestro regulador tiene una influencia nula, ya que V_{link_pid} no ejerce una evaluación adecuada de la tensión de la carga, haciendo que el error se dispare, llevando a saturación la salida sin que esta haga ningún efecto real.

CAPÍTULO V: DIMENSIONADO DEL SISTEMA REAL

5.1. Selección del generador

Como vimos en el Capítulo II, la carga que vamos a emplear se trata de un ozonificador de 7 W. De acuerdo con esto, necesitaremos que nuestro panel fotovoltaico sea capaz de suministrar, como mínimo, esos 7 W. En valores comerciales, es raro encontrar paneles de 7 W, por lo tanto, si escogemos el siguiente valor comercial más reducido, nos encontraremos trabajando con un panel comercial de 10 W. Sin embargo, hay que tener en cuenta que estos 10 W son en situaciones de trabajo óptimas, con máxima irradiancia y en una época del año de alta luminosidad. A fin de prevenir estos problemas, se optó por sobredimensionar la etapa generadora de modo que, como mínimo, se tuviera un valor 5 veces mayor que la carga. Esto para nuestro caso nos impone una exigencia de, como mínimo, 35 W entre los paneles. Debido a que por limitaciones comerciales sólo podemos obtener la potencia de 10 W en 10 W, se optó por emplear cuatro paneles.

Dentro de los paneles de 10 W, nos encontramos con dos tipos: de 12 V y de 24 V. Los de 12 V son más habituales y económicos, mientras que los de 24 V suelen ser más difíciles de encontrar y caros. Sin embargo, un panel de 12 V requiere de un ciclo de servicio demasiado elevado, lo cual disminuye el rendimiento del convertidor, por lo que se optó finalmente por el panel de 24 V. Además, pese a no ser nuestro caso por tratarse de un prototipo, si se hubiera comprado en una tirada elevada, el coste unitario sería similar, ya que la diferencia entre unos paneles y otros radica en el conexionado interno de las células fotovoltaicas, y no en factores constructivos. Finalmente, se seleccionó el panel monocristalino de 10 W y 24 V de la casa Uniteck, con un precio unitario de 39,00 € y cuyos datos pueden hallarse en la Figura 33. [9]

CARACTERÍSTICAS			
Technología	Monocristalino	Temperatura de funcionamiento	-40°C > +85°C
Potencia máx. (Pm)	10 W	NOCT/ TUC**	45±2°C
Tolerancia de potencia	0/+3 %	Coefficiente de temperatura - Pm	-0.48 %/°C
Tensión de uso	24 V	Coefficiente de temperatura - Voc	-0.34 %/°C
Tensión a potencia máx(Vmp)	35.2 V	Coefficiente de temperatura - Icc	0.037 %/°C
Intensidad a potencia máx (Imp)	0.29 A	Dimensión de las células	78x9.75 mm
Tensión en circuito abierto (Voc)	43.54 V	Número de células	72 (24x3)
Intensidad en corto circuito (Icc/Isc)	0.33 A	Dimensión del módulo	310x280x35 mm
Intensidad Mini Regulador IMR (=Imp +25%)	0.36 A	Ancha cable	mm
Eficacia de las células	18.4 %	Peso del módulo	1.3 kg
Eficacia de los módulos	11.52 %		

Figura 33. Datos del panel escogido.

Como se comentó en el primer párrafo, para alcanzar unos requisitos de potencia estables independientemente de la hora y la época del año, necesitaremos agrupar varios paneles para lograrlo. Estos paneles podemos agruparlos en serie, en paralelo, o con una agrupación mixta, dependiendo de lo que busquemos. Dado que la baja tensión de cada módulo hace que el convertidor necesite un ciclo de tensión teórico demasiado elevado que, casos reales resulta imposible ejecutar, se optó por agrupar los cuatro en serie, a fin de lograr la máxima tensión posible.

Si observamos la Figura 33 tenemos que, si bien la tensión del sistema son 24 V, la tensión a máxima potencia alcanza los 35.2 V. Si consideramos los 35.2 V que nos da un módulo junto al hecho de que agrupar cuatro paneles en serie lleva a que sus tensiones se sumen al tiempo que la corriente se mantenga constante, podríamos modelizar nuestro generador como un panel solar de 40 W, con tensión e intensidad de máxima potencia de 140.8 V y 0.33 A, respectivamente.

5.2. Dimensionado del convertidor

Teniendo ya la información del generador y de la carga, quedaría realizar el dimensionado de los elementos del convertidor boost. Estos son la bobina, el condensador de salida y, aunque no sea un elemento del convertidor en sí, el condensador de entrada. Sin embargo, aunque idealmente se realizarían cálculos con las ecuaciones de dimensionado de un convertidor boost teniendo en cuenta parámetros que hasta ahora no hemos tratado (como el rizado de tensión o intensidad que queremos que haya en nuestros elementos o la frecuencia de conmutación), no se hizo así completamente.

El primer dimensionado fue el del condensador de entrada, que es el primero que vemos en la Figura 2 yendo de izquierda a derecha. Como vimos en el Capítulo II, resulta imprescindible para el funcionamiento de nuestro sistema, ya que es lo que permite que la fuente de corriente que es nuestro panel funcione como una fuente de tensión. Esto resulta algo complicado de dimensionar. Afortunadamente, al no ser la principal función el almacenamiento de energía, la capacidad no será tampoco un factor demasiado relevante, y dado que en las simulaciones del capítulo IV se comprobó que un condensador de 470 μF cumplía adecuadamente, se optó por mantener dicha capacidad al tratarse de un condensador comercial fácil de encontrar, aunque finalmente se redujo a uno de 47 μF por las razones explicadas en el apartado 5.3.1.

Para dimensionar la bobina, la única visible en la Figura 2, sucede algo similar a lo que sucede con el dimensionado del condensador de entrada. En circunstancias normales, el dimensionado de la bobina se emplea para determinar el máximo rizado en la intensidad que deseamos tener, tal y como vemos en la ecuación (15).

$$\Delta I_{L,m\acute{a}x} = \frac{V_{in} * D}{L * f} \quad (15)$$

Sin embargo, el rizado en la intensidad de la bobina no es algo que influya demasiado en el diseño de la planta, y aunque este rizado pueda tener cierta influencia en la tensión de salida, con un adecuado dimensionado del condensador de salida puede obviarse. Por tanto, considerando esto, y que la bobina de 23.04 mH funcionó bien en las simulaciones del Capítulo IV, se optó por mantenerla.

Finalmente, se procedió al dimensionado del condensador de salida. Para este dimensionado se empleó la ecuación de corriente y voltaje en un capacitor, numerada aquí como la ecuación (16), donde i y v son la intensidad y tensión instantáneas, respectivamente, y C es la capacidad del propio condensador. Ecuación que, si desarrollamos, llegamos hasta la ecuación (18).

$$C \frac{dv}{dt} = i \quad (16)$$

$$C * dv = i * dt \quad (17)$$

$$\int_{V_0}^{V_1} C * dv = \int_{t_0}^{t_1} i * dt \quad (18)$$

Por otra parte, tenemos la ecuación que determina la carga eléctrica instantánea en un condensador como la ecuación (19), la cual termina como la ecuación (22) si la integramos.

$$dq = C * dv \quad (19)$$

$$\int_{Q_0}^{Q_1} dq = \int_{V_0}^{V_1} C * dv \quad (20)$$

$$\Delta Q = \int_{V_0}^{V_1} C * dv \quad (21)$$

$$\Delta Q = C * \Delta V \quad (22)$$

Finalmente, si combinamos las ecuaciones (18) y (21), obtenemos la ecuación (23). De ésta podemos concluir que la energía acumulada en un condensador a lo largo de una franja de tiempo es el área bajo la curva de su intensidad a lo largo de dicho periodo.

$$\Delta Q = \int_{t_0}^{t_1} i * dt \quad (23)$$

Para obtener dicha gráfica, necesitamos conocer cuál es la intensidad que recorre el condensador. Para ello, en lugar de emplear la Figura 2 completa, nos

quedamos con el nodo en el que concurren el diodo, el condensador de salida y la corriente de la carga, obteniendo así la Figura 34. En dicha figura vemos que la intensidad del diodo es la única entrante al nodo, mientras que la intensidad del condensador y la de salida son corrientes salientes del nodo. Por tanto, aplicando la primera ley de Kirchoff podremos concluir que la primera es igual a la suma de las otras dos, lo cual nos da la ecuación (24) al variar levemente los términos.

$$I_{C_{out}} = I_{diodo} - I_{out} \quad (24)$$

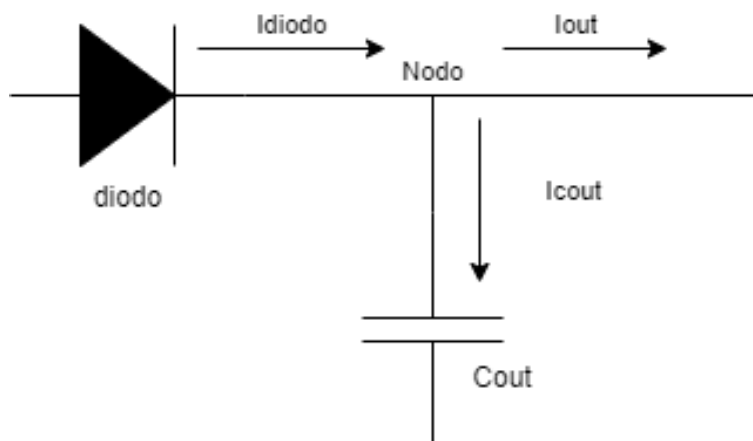


Figura 34. Nodo de salida.

Por otro lado, la forma que sigue la corriente por el diodo adquiere la imagen de la Figura 35, ya que cuando el transistor está en estado de conducción, el diodo entra el bloqueo y no conduce. En cambio, cuando el transistor está en OFF, el diodo conduce. Si miramos la Figura 2, vemos que conduciría exactamente la misma intensidad que la bobina, la cual conduce una forma de onda triangular. Por tanto, durante estos periodos, nuestro diodo tendrá una intensidad descendente en forma de rampa.

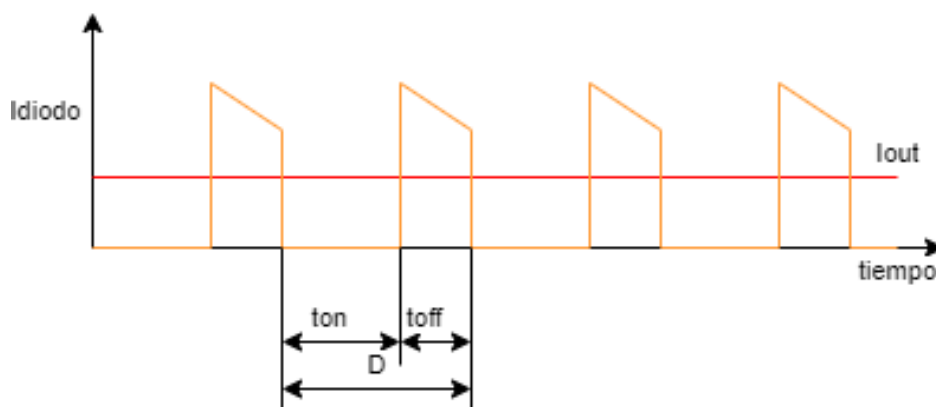


Figura 35. Corriente del diodo.

Si desplazamos esta gráfica, restando la intensidad de salida a la intensidad del diodo, obtendremos la Figura 36, en la que vemos la intensidad que circula por

el condensador de salida. En esta figura tenemos también, sombreado de verde, el área de bajo la curva de la intensidad, o la carga acumulada, tal y como vimos en la ecuación (23).

Si hacemos un balance energético, tenemos que las áreas verdes de la Figura 36 coinciden en las porciones superiores e inferiores. Por tanto, para calcular la carga que acumula el condensador basta con calcular el área de la sección inferior, más sencilla de calcular, dando lugar al resultado de la ecuación (25).

$$\Delta Q = t_{on} * I_{out} = D * T * I_{out} = \frac{D * I_{out}}{f} \quad (25)$$

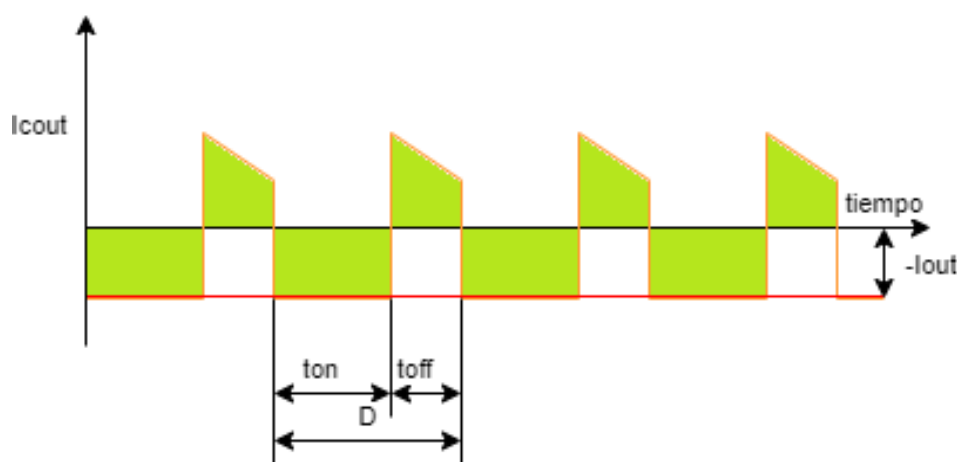


Figura 36. Corriente del condensador.

Si combinamos las ecuaciones (22) y (25), tenemos la ecuación (26), de la que podemos despejar la capacidad del condensador para obtener la ecuación , que nos da el valor deseado, siendo D , el ciclo de servicio; I_{out} la intensidad de salida; f , la frecuencia de conmutación; y ΔV , el rizado deseado.

$$C * \Delta V = \frac{D * I_{out}}{f} \quad (26)$$

$$C = \frac{D * I_{out}}{f * \Delta V} \quad (27)$$

Para conocer estos datos, calculamos los tres posibles casos, tal como se ve en la Tabla 3, en función de si nos encontramos en la máxima tensión permitida por la tolerancia o en la mínima, dado que el ciclo de servicio, que calcularemos según la ecuación (9); y la intensidad de salida, calculada como el cociente entre la potencia de 7 W del ozonificador y la tensión de entrada al mismo, dependen de la tensión que tengamos. Los otros dos valores, la frecuencia de conmutación y el rizado, no dependen directamente de esta tensión. La frecuencia de conmutación ha sido escogida como 10 kHz, una frecuencia bastante habitual en este tipo de convertidores. Respecto del rizado nos topamos con que vamos a encontrar dos

variables que provoquen una diferencia entre los valores de tensión a la entrada del ozonificador: los márgenes de funcionamiento del sistema, los cuales son el mayor y el menor valor de la tolerancia, y el rizado de la salida del convertidor debido a la alta frecuencia de conmutación, necesitando calcular el condensador para que pueda con la suma de ambos.

Caso	Tensión	Ciclo de servicio	Intensidad	Capacidad
Mínima tensión	303 V	54%	23.1 mA	27.72 nF
Tensión nominal	325 V	57%	21.5 mA	27.23 nF
Máxima tensión	348 V	60%	20.1 mA	26.8 nF

Tabla 3. Cálculo del condensador de salida.

La diferencia de tensiones entre los dos márgenes de funcionamiento tiene un valor de 45 V. A la hora de considerar el rizado debido a la frecuencia de conmutación, se busca que este sea lo menor posible, y en nuestro caso, si lo fijásemos en un rizado de 1 V, por ejemplo, sería despreciable frente a los 45 V que hay de oscilación entre ambos márgenes, haciendo que consideremos cero el rizado por alta frecuencia y trabajemos con el valor de 45 V.

Viendo la Tabla 3 podemos apreciar que para distintos caso, obtenemos distintos valores del condensador. Como nuestro objetivo en caso de duda es minimizar el rizado, se optó por el condensador comercial inmediatamente superior al de la mayor capacidad, ya que son inversamente proporcionales. Por tanto, se seleccionó un condensador con una capacidad de 33 nF. Este condensador ha de ser de respuesta rápida, dado que queremos que funcione para un convertidor con una frecuencia de conmutación de 10 kHz. Estos condensadores emplean dieléctricos de papel o de polímero, y tampoco podrán ser dieléctricos como los empleados en los condensadores electrolíticos de filtrado a la salida de los rectificadores, cuya frecuencia de trabajo es de tan sólo 100 Hz.

5.3. Simulaciones con el equipo dimensionado

Una vez tenemos el equipo, implementamos el esquema en PSIM, que será similar al de la Figura 1, pero con algunas diferencias tales como la carga, que emulará una carga resistiva de 7 W, o los cuatro paneles, cuyo número fue explicado en primer apartado de este capítulo. Asimismo, también apreciamos que, aparte del condensador de 33 nF, hay otro en paralelo de 6.8 uF. Este representa el condensador C3 de la Figura 9, cuya acción no podemos ignorar. Con todos los elementos modificados obtenemos el esquema de la Figura 37.

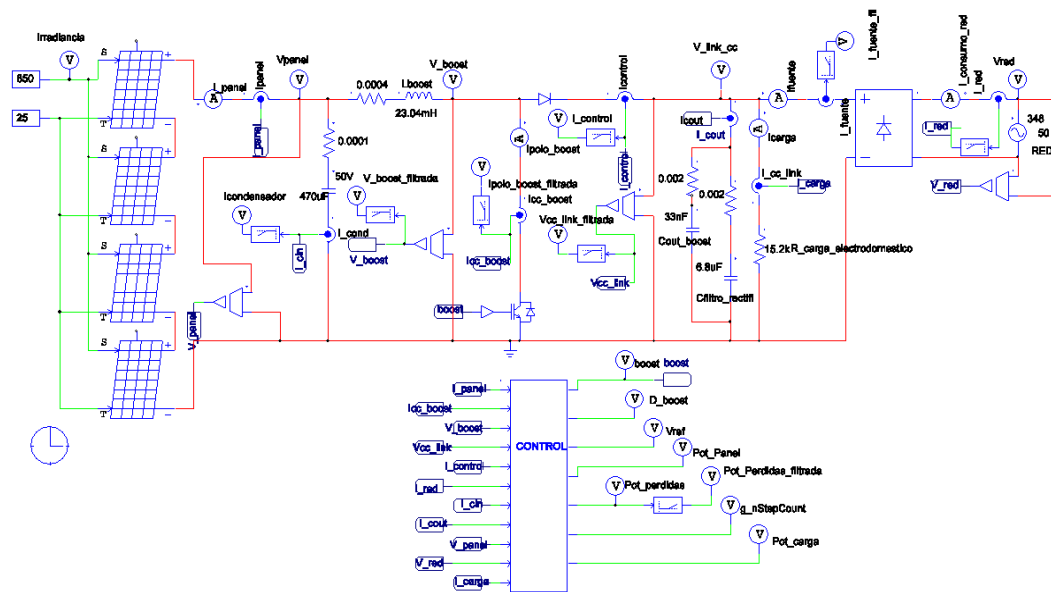


Figura 37. Esquema completo con los elementos finales.

Respecto a los paneles, los datos serán los que podemos ver en la Figura 38, muy similares a los de la Figura 22, pero con distintas corriente de cortocircuito y número de células, de acuerdo con los datos que pudimos observar en la Figura 33. Cabe recordar que estos datos son los correspondientes a un panel, y que no se corresponderían con el valor del panel equivalente. Sin embargo, al estar en serie, la corriente suministrada tendrá el mismo valor, y la tensión, como ya se explicó previamente, será el cuádruple de la correspondiente a un solo panel.

Solar Module (physical model) ×

Parameters Other Info Color

Solar module (physical model) Help

Name	Value	Display
Name	SCP4	<input type="checkbox"/>
Number of Cells Ns	72	<input type="checkbox"/>
Standard Light Intensity S0	1000	<input type="checkbox"/>
Ref. Temperature Tref	25	<input type="checkbox"/>
Series Resistance Rs	0.008	<input type="checkbox"/>
Shunt Resistance Rsh	1000	<input type="checkbox"/>
Short Circuit Current Isc0	0.33	<input type="checkbox"/>
Saturation Current Is0	2.16e-8	<input type="checkbox"/>
Band Energy Eg	1.12	<input type="checkbox"/>
Ideality Factor A	1.2	<input type="checkbox"/>
Temperature Coefficient Ct	0.0024	<input type="checkbox"/>
Coefficient Ks	0	<input type="checkbox"/>

Figura 38. Datos de un panel dimensionado empleado en las simulaciones.

El control fue implementado de la misma manera que en el capítulo anterior, modificando los parámetros correspondientes, como la tensión de referencia del panel, o los términos del regulador, a fin de adaptarlo a las nuevas condiciones de funcionamiento.

5.3.1. Simulaciones con el control a todo o nada

Al igual que en el resto de capítulos, la primera simulación con la que se trabajó fue la más sencilla de todas: la del control a todo o nada.

En el resto de simulaciones, habíamos procedido a verificar el funcionamiento del control antes de comprobar que efectivamente el suministro energético procediera de los paneles en lugar de la red. Esto es así debido a que el sobredimensionamiento de la planta, sumado al hecho de no ser los elementos definitivos, nos daba un margen, ya que, en caso de no estar correctamente alimentado, tampoco hubiera funcionado el control adecuadamente.

Sin embargo, dado que estos elementos se corresponden con la planta final, se prefirió verificar el correcto funcionamiento de los mismos mediante la Figura 39. En ella, podemos ver que durante el arranque, en el que la tensión del panel es más baja, tiene picos en los que necesita energía de la red, dado que el convertidor no es capaz de conseguir un ciclo de servicio suficientemente elevado y funcional para dar el suministro completo. Conforme el sistema va arrancando, y la tensión del panel va alcanzando su valor estacionario, esta demanda de la red es cada vez menor hasta llegar al punto en que es completamente nulo. Esta evolución del arranque la podemos ver también en la primera gráfica de la figura, observando el ciclo de servicio y el boost. El ciclo de servicio podemos apreciar que, conforme la tensión de panel es mayor, este va siendo menor. A su vez, esto se ve reflejado en el propio boost, que cuando la tensión del panel es insuficiente no alcanza a funcionar, pero conforme mejora el ciclo de servicio, cada vez necesita activarse con menos frecuencia.

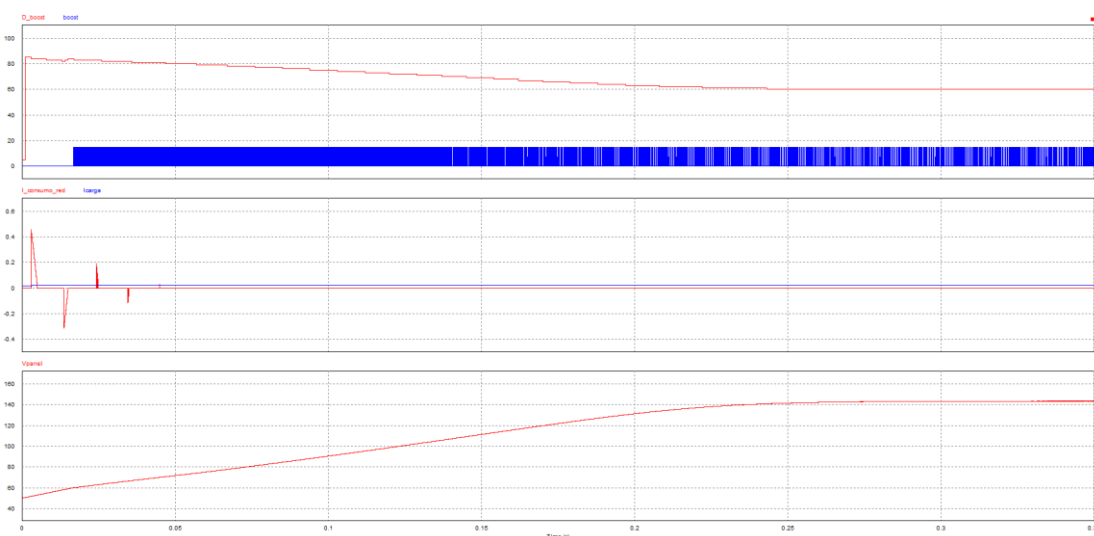


Figura 39. Verificación de la adecuada alimentación de la planta. D_boost y boost. I_consumor_red e I_carga. Vpanel.

Un problema que apreciamos en la Figura 39 es la lenta evolución de la tensión del panel. Esto es debido a la capacidad de 470 μF que, para nuestro nuevo generador, es demasiado elevada. Por tanto, esta capacidad se redujo a 47 μF , dando lugar al resultado de la Figura 40.

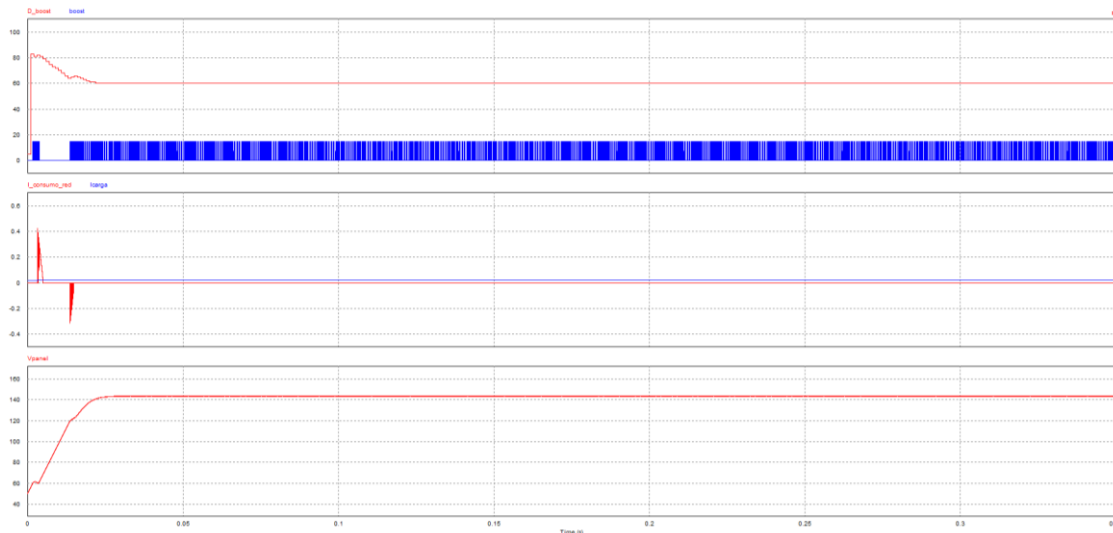


Figura 40. Verificación de la adecuada alimentación de la planta con condensador reducido.. D_boost y boost. I_consumor_red e I_carga. Vpanel.

En la Figura 40 vemos que, efectivamente, nuestro sistema arranca mucho más rápido con una tensión de panel que alcanza mucho antes unos valores mínimos para comenzar el funcionamiento, lo que a su vez implica una menor dependencia de la red y una mejora en el ciclo de servicio. Algo que podemos apreciar mejor aquí que en la Figura 39 es que los picos de consumo de red llevan a un ligero incremento temporal en la tensión del panel que, como podemos ver, lleva a una leve activación del boost. Sin embargo, dado que esto pertenece al estado transitorio, en el cual tenemos menos interés que en el estacionario, no le daremos mayor importancia, ya que, además, su influencia durará un breve lapso de tiempo.

Si omitimos este estado transitorio correspondiente al arranque que hemos visto en la Figura 39 y en la Figura 40, obtenemos el resultado de la Figura 41. De manera similar a como sucedía con el sistema sobredimensionado, tenemos que el ciclo de servicio ha alcanzado un valor constante y se corresponde con el 57%, el mismo que el que ya calculamos en la Tabla 3

En la segunda gráfica podemos ver que, aunque hay ruido a la salida del sistema, como ya ocurrió en el capítulo anterior, no es un ruido demasiado elevado, con un valor de menos de 1.2 V de pico a pico. Si pasamos esta tensión por un filtro pasa baja a fin de tener una lectura más clara, obtenemos la señal de color verde. Esta señal vemos que es ligeramente superior a la tensión de referencia del panel. Debido a la imposibilidad de obtener un ciclo de servicio exacto, la escasa diferencia que hay es un muy buen resultado. El hecho de que sea una magnitud superior en

lugar de inferior es también favorable para garantizar que los diodos del rectificador siempre bloqueen la energía de red.

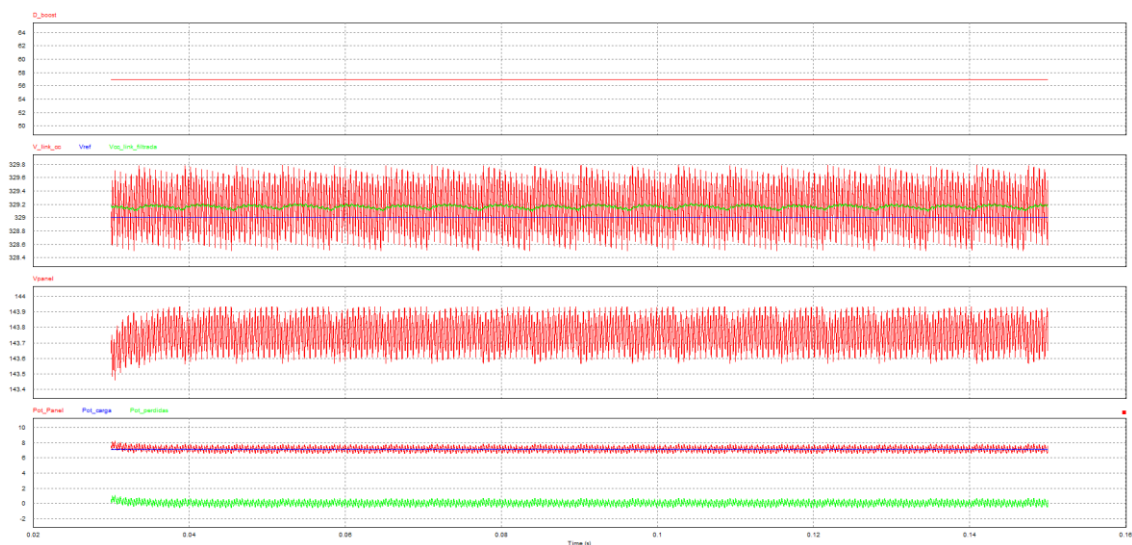


Figura 41. Simulación con el control a todo o nada en régimen estacionario. D_{boost} . V_{link_cc} , V_{ref} y $V_{cc_link_filtrad}$. V_{panel} . Pot_{panel} , Pot_{carga} y $Pot_{perdidas}$.

Finalmente, si realizamos un balance de potencias, podemos ver que efectivamente la potencia consumida por la carga es similar a la potencia suministrada por el panel, con la excepción de pequeños picos energéticos. Estos picos, como ya hemos visto en anteriores balances, son los correspondientes a las pérdidas de potencia presentes en los elementos del convertidor, correspondientes a la potencia de pérdidas.

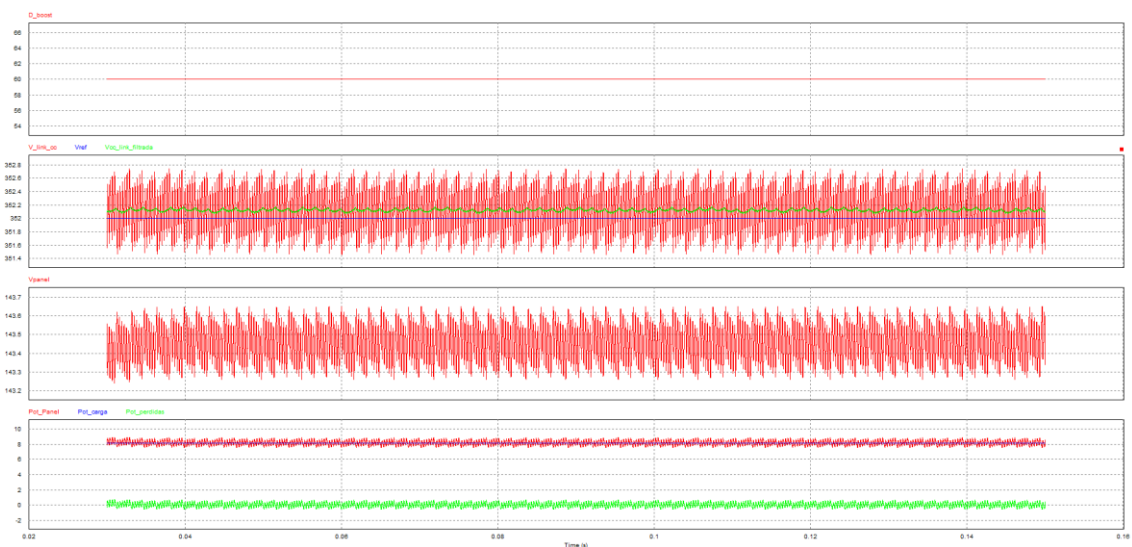


Figura 42. Simulación con el control a todo o nada en régimen estacionario en sobretensión. D_{boost} . V_{link_cc} , V_{ref} y $V_{cc_link_filtrad}$. V_{panel} . Pot_{panel} , Pot_{carga} y $Pot_{perdidas}$.

Se puede apreciar que esta simulación, a diferencia del resto de las realizadas hasta ahora, ha sido realizada con una tensión de red de 325 V, la correspondiente

a la tensión de red rectificada, en lugar de con los 348 V correspondientes a la tensión de red rectificada considerando el límite de la tolerancia. Esto es debido a que para el capítulo previo podíamos considerar satisfactoria la situación más desfavorable, mientras que aquí es preferible conocer las condiciones nominales de trabajo. Sin embargo, a fin de conocer también la situación más desfavorable, se realizó una nueva simulación modificando la red eléctrica y obteniendo los resultados de la Figura 42.

Vemos que los resultados de estas gráficas son muy similares a los de la Figura 41, con los correspondientes incrementos en el ciclo de servicio, la tensión de la carga o la potencia. Así pues, dado que cumple correctamente en las condiciones nominales y en la condición más desfavorable, podemos considerar que nuestro sistema es viable para un método de control a todo o nada.

5.3.2. Simulaciones con el control por histéresis

Comprobado el buen funcionamiento del control a todo o nada, el siguiente método a simular fue el control por histéresis, dando lugar a los resultados de la Figura 43 y de la Figura 44.

Lo primero que vemos en la Figura 43 es el ciclo de servicio que, como sucedía en la Figura 27, no es constante, aunque en esta ocasión tiene tres niveles en lugar de dos, oscilando entre el 59% y el 61% dependiendo de la situación.

También, al igual que ya vimos en la Figura 27, podemos apreciar en la segunda gráfica que la tensión de salida forma una señal de diente de sierra. Sin embargo, a diferencia de en el sistema anterior, no tenemos un pico de tensión en la cima de cada diente de sierra, lo cual supone una mejora respecto al anterior sistema. Sin embargo, mientras que en el anterior sistema, el rizado era de 10 V de pico a pico y centrado, con lo cual se cumplía adecuadamente la histéresis de ± 5 V con respecto a la referencia, en esta ocasión nuestro rizado es de 15 V, y aunque en el límite inferior mantiene los 5 V máximos que establecimos al programar el control, el límite superior llega a los 10 V por encima de lo programado. Esto se debe a que la subida es mucho más rápida que la bajada, y el sistema no tiene margen para intervenir. Una prueba que se realizó a fin de mejorar esta situación fue reducir los márgenes en los que se daba la histéresis, pero potenciaban este efecto también en el límite inferior al alterar el tiempo de intervención del sistema, provocando que los resultados fueran aún peores.

Al igual que sucedía también en la Figura 27, podemos apreciar que la tensión del panel tiene una frecuencia elevada que se manifiesta en un rizado, el cual, a su vez, se traducen en un suministro irregular de la potencia. Este suministro irregular, que ya se analizó en detalle en la Figura 28, lleva a puntos en los que la potencia de la carga es superior a la potencia del panel. Sin embargo, en estos puntos tenemos

que la potencia de pérdidas es negativa, lo que quiere decir que los elementos que generan estas pérdidas nos están devolviendo la energía que falta al panel, con lo que en principio seguimos teniendo independencia de la red.

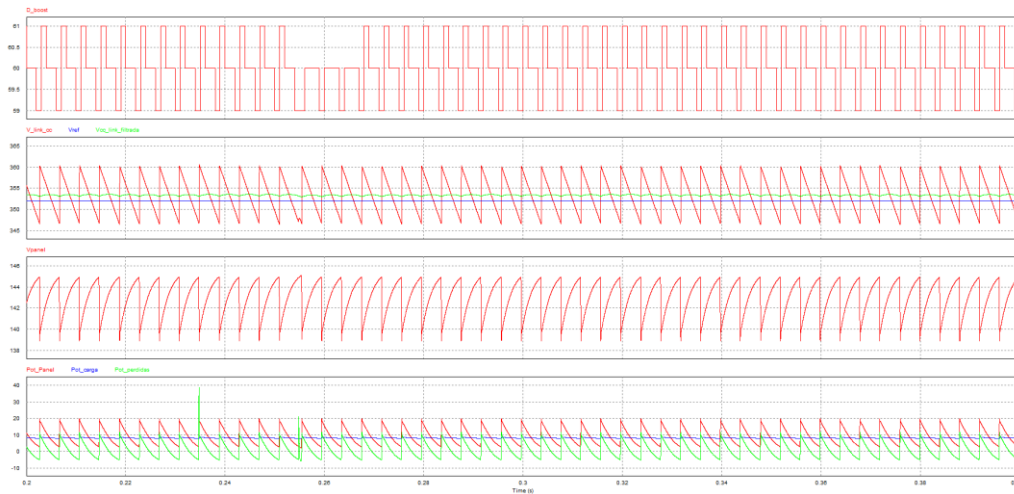


Figura 43. Simulación con el control por histéresis en régimen estacionario. D_boost. V_link_cc, Vref y Vcc_link_filtrada. Vpanel. Pot_panel, Pot_carga y Pot_perdidas.

Pese a lo comentado en el anterior párrafo, la mejor manera de conocer si tenemos realmente o no independencia de la red, es comprobando y la corriente de consumo de red es o no nula. Para esto se realizó la simulación correspondiente a la Figura 44.

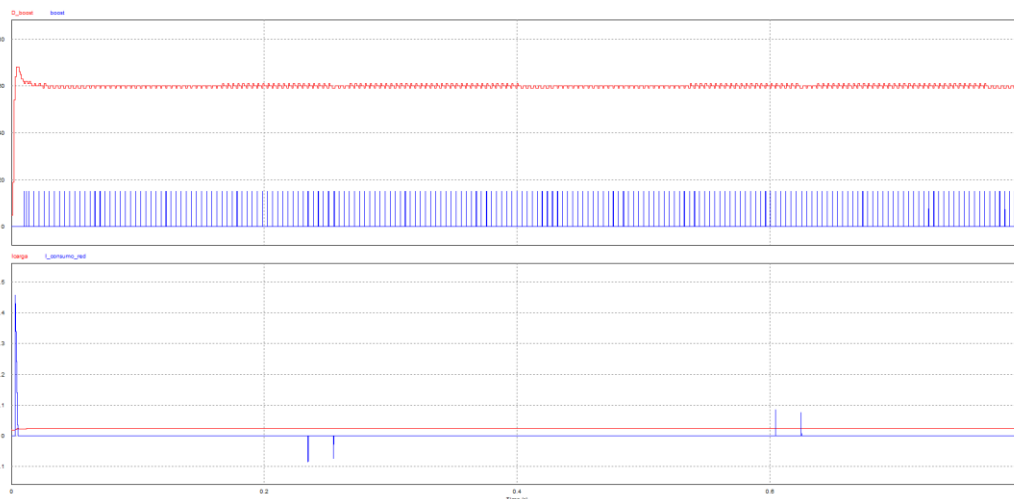


Figura 44. Simulación con el control por histéresis en régimen estacionario. D_boost y boost. I_carga e I_consumo_red.

En la primera gráfica tenemos el ciclo de servicio extendido en el tiempo, que debido a su cambio constante, vemos que tiene forma triangular, y la señal de activación del boost. Esta segunda vemos que se activa con mucha menos frecuencia que con el control a todo o nada, debido al descenso de veces que elevamos la tensión que podemos apreciar en la Figura 43.

Finalmente, si comparamos los consumos, podemos ver que, tal y como era de esperar, hay un pico de consumo de red durante el arranque, pero a lo largo del tiempo hay pequeños instantes de consumo, que si bien no son elevados, podrían introducir armónicos indeseados en la red.

Poniendo en conjunto toda la información sobre el funcionamiento de este control, llegamos a la conclusión de que no es un control deseable. Comparando con el control a todo o nada tenemos un control con menor frecuencia en el ruido, pero mayor amplitud del mismo. Además, mientras que el control a todo o nada una vez superado el arranque era capaz de funcionar de manera totalmente aislada de la red, este control tiene instantes no deseables en los que la independencia de la red no está garantizada. Por lo tanto, se determinó este método como uno no viable.

5.3.3. Control por regulador

En los Capítulos III y IV vimos dos posibilidades distintas para implementar el control por regulador, pasando estas por emplear la tensión de referencia de la carga como salida del regulador, o emplear el ciclo de servicio como salida del regulador, siendo esta la única que dio resultados satisfactorios. Dado que estos capítulos tenían como objetivo verificar la viabilidad del proyecto, nos permitieron descartar la primera opción sin tener que simularla, llevando a realizar un regulador del ciclo de servicio.

Siguiendo el mismo método de sintonía, realizando un regulador P, seguido de un PI, y terminando con un PID, comparando los resultados de los tres entre sí, se llegó a la conclusión de que los mejores resultados se obtenían con un regulador PI.

Tras los ensayos de sintonía, se obtuvo una idéntica a la del Capítulo IV, las magnitudes que se emplearon fueron $K_p=17$, $K_i=24500$ y $K_d=0$.

Así, se obtuvieron los resultados de la Figura 45, con 325 V de tensión nominal que tiene el sistema. En la primera gráfica podemos comprobar que el ciclo de servicio es, una vez más, reducido en comparación a los de otros algoritmos de control. Sin embargo, como apreciamos en la segunda gráfica, este escaso ciclo de servicio aun así da lugar a una salida adecuada de la tensión de la carga.

Si continuamos con la segunda imagen de la Figura 45, vemos que la tensión de salida satisface adecuadamente las necesidades, dado que, si bien empleando la tensión filtrada es ligeramente superior a la tensión de referencia, esta diferencia vuelve a ser de 0.1 V, y el rizado es de sólo 0.2 V, con lo cual tenemos un resultado mucho más favorable que el del control a todo o nada.

Podemos apreciar que la tensión del panel tampoco es constante, dado que peca un pequeño descenso cada vez que activamos el boost, pero esta diferencia no es demasiado elevada, habiendo una diferencia de tan sólo 0.25 V desde un máximo

hasta su próximo mínimo. Al realizar el balance de potencias tenemos que, de nuevo, la potencia suministrada coincide con la de las pérdidas sumada a la de la carga. Sin embargo, aquí tenemos que la potencia de pérdidas es muy reducida, siendo casi nula a excepción del instante en que dispara el boost. Esto es debido al mayor gasto en las pérdidas por conmutación que en las pérdidas por conmutación de los elementos que las provocan.

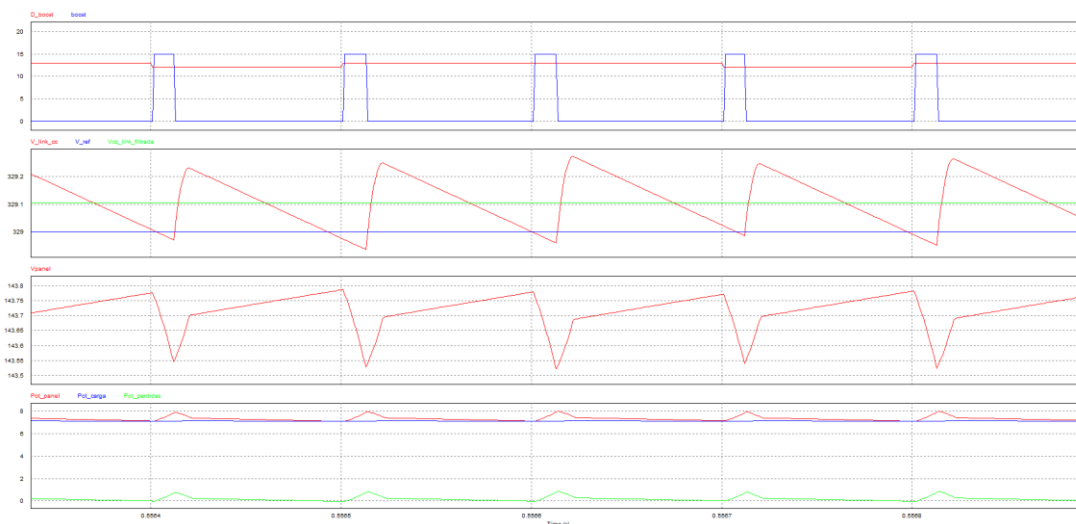


Figura 45. Simulación con el control por regulador PI en régimen estacionario. D_boost y boost. V_link_cc, Vref y Vcc_link_filtrada. Vpanel. Pot_panel, Pot_carga y Pot_perdidas.

Para comprobar la independencia de la red del sistema, se realizó una simulación del sistema, esta vez en transitorio, obteniendo los resultados de la Figura 46. Podemos ver cómo se vuelven a dar picos de tensión en las etapas iniciales, pero se reducen rápidamente hasta desaparecer.

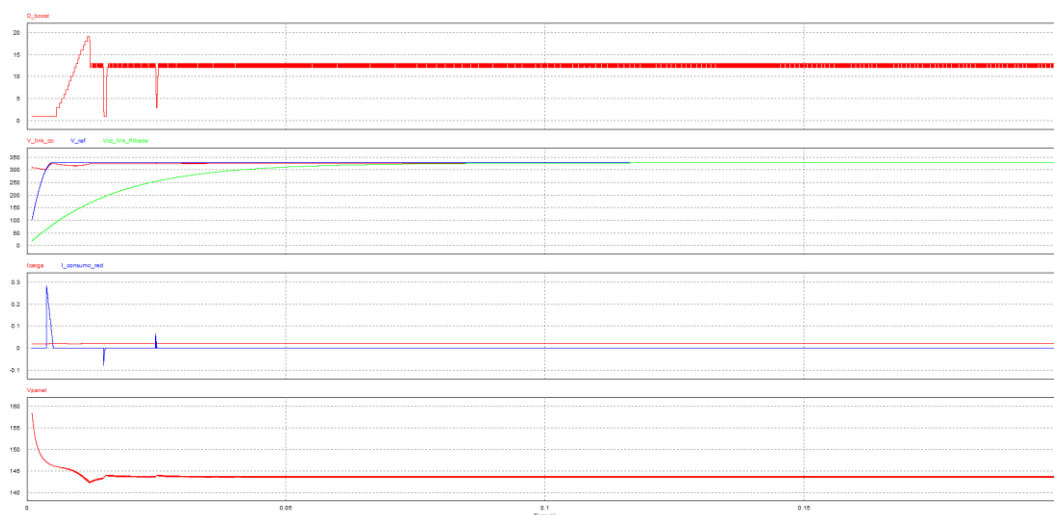


Figura 46. Simulación con el control por regulador PI en régimen transitorio. D_boos. V_link_cc, Vref y Vcc_link_filtrada. l_carga e l_consumo_red. Vpanel.

Finalmente, se realizó una simulación como la de la Figura 45 cambiando la tensión de la red por la de su mayor valor, obteniendo el resultado de la Figura 47 y

verificando que los resultados apenas varían en situación de sobretensión, a excepción del leve incremento en el ciclo de servicio.

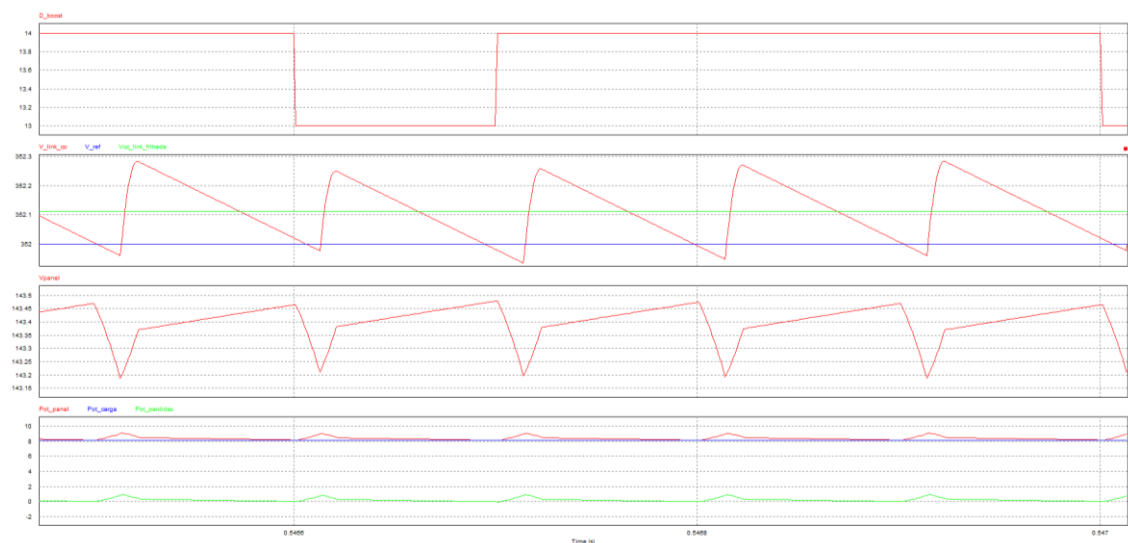


Figura 47. Simulación con el control por regulador PI en régimen estacionario con sobretensión. D_boost y boost. V_link_cc, Vref y Vcc_link_filtrada. Vpanel. Pot_panel, Pot_carga y Pot_perdidas.

Así pues, dado que el suministro autónomo está garantizado una vez ha arrancado el sistema, siendo capaz de abastecer las necesidades de potencia de la carga en condiciones nominales así como en situación de sobrecarga por parte de la red, podemos considerar que el control por medio de un regulador PI es favorable para nuestro sistema.

5.4. Viabilidad económica del proyecto

Una vez comprobada la viabilidad técnica del proyecto, verificando que su hardware permite dimensionar la planta para nuestra carga de ejemplo y cumpliendo con unos adecuados resultados en las simulaciones, faltaría atender a la viabilidad económica. Para determinar esta, tenemos que analizar los costes, los posibles ahorros, y determinar en base a ello si el sistema supone un ahorro.

Para determinar los costes del sistema, hay que tener en consideración los paneles, los componentes del convertidor, y el coste del controlador. No se tendrá en consideración el electrodoméstico empleado debido a que tanto en el supuesto de funcionar como la carga de nuestro sistema como en el supuesto de estar alimentado por la red eléctrica su coste no variará.

Para esta primera estimación, emplearemos los paneles de Uniteck cuyos datos pudimos ver en la Figura 33, cuyo coste unitario es de 39€. Al necesitar cuatro para la alimentación, esta suma asciende a 156€.

Como controlador, debido a las características de prototipado que tiene este proyecto, se puede emplear un arduino nano. Si bien este controlador no sería el más

óptimo para la versión final, su facilidad de manejo y bajo coste lo convierten en una muy buena elección para prototipos. Este modelo de arduino se puede encontrar por 3€ o menos, pero de cara a los cálculos del coste consideraremos este valor de adquisición. [10]

Para el resto de elementos tenemos un transistor y un diodo que deben poder funcionar a una frecuencia de conmutación de 10 kHz o superior, una inductancia de 3.3 mH y un condensador de conmutación rápida de 33 nF, debiendo ambos elementos también ser capaces de funcionar a la citada frecuencia. Asimismo, aunque no sea parte del convertidor, se necesitará también un condensador, el cual puede ser electrolítico, de 47 μ F. Estos datos fueron seleccionados del catálogo web del comercial RS-Components y fueron escogidos siempre modelos que estuvieran a la venta sin pedido mínimo, de cara a la consideración de un prototipo. Así, se escogió una bobina de coste unitario de 2.71€, un condensador de polipropileno de 0.34€, otro electrolítico de 2.11€. Los semiconductores fueron más complicados de escoger con pedido mínimo unitario, por lo que se escogió un transistor KSP2222A, cuyo pedido mínimo era de 10 unidades, suponiendo un desembolso total de 1.78€; y un diodo 1N4148TR, que de manera análoga, también tenía un pedido mínimo de 20 unidades, dando lugar a un desembolso total de 0.90€. Todos estos elementos fueron seleccionados desde la web de RS Components y con IVA incluido. [11]

Así, podemos concluir que el coste mínimo para un prototipo requiere una inversión de 166.84 €.

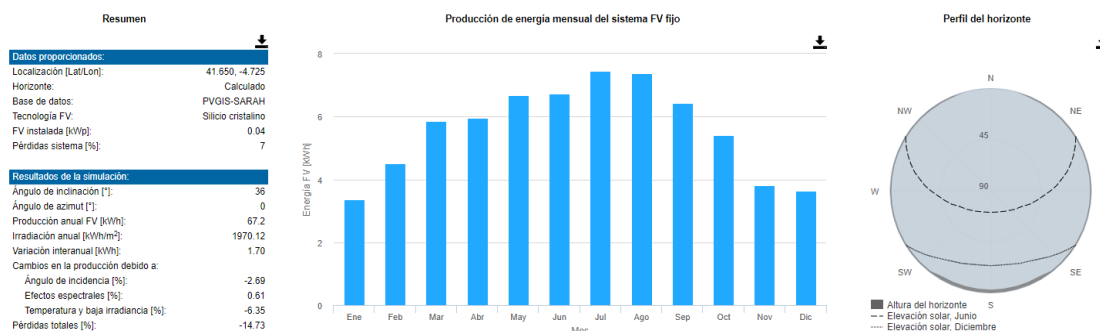


Figura 48. Datos del panel fotovoltaico en Valladolid. Fuente: PVGIS.

Para determinar la rentabilidad de nuestro sistema necesitamos conocer la energía que este generará a lo largo del año. Para ello, tomaremos como referencia los datos recogidos en el PVGIS [12], el simulador de la Unión Europea para energía solar fotovoltaica. Este simulador tiene varias opciones, como comprobar los datos medios diarios o anuales de las distintas magnitudes que influyen en estos sistemas, o directamente comprobar los datos anuales de un sistema con unas condiciones de instalación determinadas. En nuestro caso, se realizó una simulación en Valladolid con un panel fijo (el sistema de seguimiento encarecería el proyecto una cantidad mayor que el ahorro supuesto) conectado a red, con ángulos de inclinación de 36° y de azimut de 0°. Como podemos ver en la Figura 41 o en la Figura 45, las pérdidas

no son demasiado elevadas. Concretamente, si atenemos a la Figura 45, tenemos unas pérdidas del 5%. Sin embargo, de cara a posibles irregularidades que aumentaran estas pérdidas, se introdujo en el simulador un valor de pérdidas del sistema del 7%. Con estos datos, se obtuvo el resultado de la Figura 48.

Con estos datos, tenemos que para nuestra planta generadora de 40 W, la energía fotovoltaica producida de manera anual son 67.2 kWh.

Así, y conociendo los datos, podemos proceder a comparar con tarifas energéticas para empresas, y vemos que, suponiendo una empresa con una potencia total contratada no superior a los 10 kW, el precio del kWh oscila entre los 0.1175 €/kWh y los 0.1586 €/kWh, dependiendo del suministrador y sin considerar impuestos. A fin de homogeneizar los distintos consumidores que podrían estar empleando unas u otras empresas de suministro, se realizó la media entre ambos valores para realizar las comparaciones, obteniendo un valor de 0.13805 €/kWh.

Para determinar la rentabilidad de uno o varios paneles, se considera el ahorro que generan a lo largo de 25 años de vida, puesto que este es el periodo de vida garantizado para el panel seleccionado. Así, para saber el ahorro seguro que nos garantizará nuestro sistema, emplearemos la ecuación (28), la cual nos determina este ahorro considerando los 25 años de vida, el precio del kWh y la producción energética anual.

$$Ahorro = 25 * Precio_{kWh} * Producción_{kWh} \quad (28)$$

Introduciendo estos datos en la ecuación (28), podemos comprobar que produciendo 40 W anuales, el ahorro generado por nuestros paneles estará, dependiendo de la tarifa de la luz, entre los 197.4€ y 266,45€. Si empleamos la tarifa media que determinamos previamente, tenemos un ahorro total de 321,92€. Esto nos lleva a que según la tarifa que tengamos, nos suponga un ahorro sustancial o uno muy escueto, pudiendo oscilar entre los 30,56€ y los 99,61€, que si bien en el último caso es un ahorro generoso, no llega a ser suficiente como para recuperar la inversión inicial y, por tanto, poder renovar el proyecto al término de su vida útil sin tener que invertir más capital.

Esto se debe, parcialmente, al carácter de prototipo que tiene el proyecto, que plantea dilemas como no poder hacer pedidos masivos de los componentes, lo que se traduce en un incremento del coste. Por tanto, se realizó un nuevo análisis de costes, buscando los componentes indistintamente de las unidades mínimas para pedido, asumiendo que ya se estarían desarrollando suficientes sistemas como para que esto no suponga un problema.

De cara a este nuevo análisis, se cambiaron los paneles y los elementos pasivos, dado que los semiconductores y el arduino ya tenían costes muy reducidos. De cara a los paneles, debido a la dificultad para encontrarlos comerciales de 24 V y 10 W, se buscó contactar con fabricantes, pero ante la ausencia de respuesta, se

escogió el precio más desfavorable de un fabricante con capacidad para fabricarlos, siendo dicho fabricante Zhengzhou Hetai Energy Company, localizado a través del portal Alibaba y con un precio de 12,46€ por unidad, con lote mínimo de 50 paneles. A esto hay que sumarle un incremento en el coste del 21% por la tasa de IVA en España y otro 2,5% genérico (no hay una tasa establecida, pero es la más extendida) de aranceles, lo que dejaría el coste total de cada panel en 15,45€. [13]

El resto de componentes, de nuevo, se seleccionaron a través de la web comercial de RS y considerando el IVA. Las inductancias se encontraron por el precio de 0,379€ la unidad, en lotes de 1000. Los condensadores de 33 nF y respuesta rápida hechos de polipropileno se cambiaron por cerámicos multicapa de 0,131€ y lotes mínimos de 1000 unidades. Finalmente, los condensadores electrolíticos de 47 µF fueron sustituidos por otros con coste unitario de 0,143€ y pedido mínimo de 200 unidades.

Sumando todos estos precios a los aproximadamente 3€ del arduino y los precios unitarios del diodo y el transistor (que quedarían en 0,045€ y 0,178€, respectivamente) obtenemos un coste unitario para cada sistema de 65,68€. Con este nuevo coste apreciamos que el beneficio neto supone una cantidad de entre 131,72€ y 200,77€ al cabo de los 25 años, lo cual supone una cantidad bastante elevada considerando el tipo de electrodoméstico a alimentar, y tardando entre poco más de 6 años y casi 8 años y medio en amortizarse, llevando a que incluso en el peor de los casos, en el primer tercio de vida útil se amortice el sistema. Hay que tener en cuenta que estos cálculos se realizaron en mayo de 2021, previamente a que el gobierno anunciara que las nuevas tarifas eléctricas serían con discriminación horaria. Dado que las horas más caras pasan a ser las horas de luz, esto mejorará aún más la rentabilidad del sistema al trabajar en esas horas puntas.

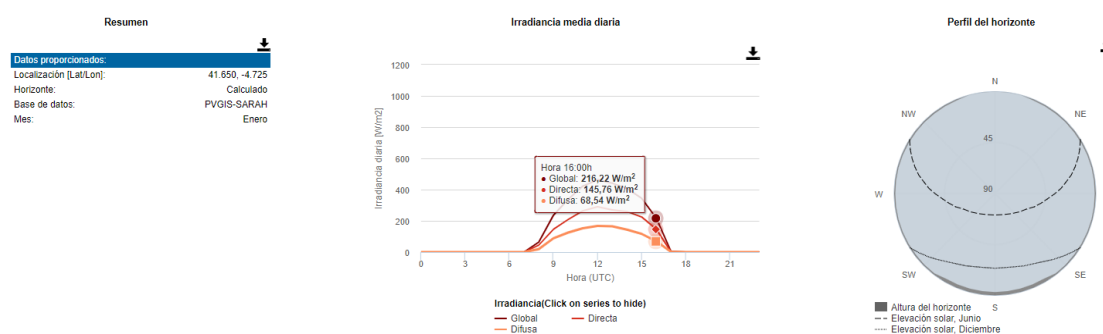


Figura 49. Irradiancia media diaria de Valladolid en enero. Fuente: PVGIS.

No obstante, vale la pena recordar que estos cálculos se han hecho asumiendo que aprovecharemos los 40 W generados por la totalidad de los paneles, algo que teóricamente podría hacerse, pues como se vio en el Capítulo II, una de las ventajas del rectificador frente al inversor es una mayor facilidad a la hora de conectar multicargas, aunque su estudio escape al ámbito de este proyecto. Por tanto, y a fin de verificar la rentabilidad del sistema, se realizó una nueva estimación de precio. A

diferencia de la situación en la que empleamos la energía al completo, donde vamos obteniendo potencia de manera gradual hasta llegar a la potencia pico en el mediodía, en este caso truncamos la mayor parte de dicha potencia generada al poco tiempo del amanecer, provocando que casi desde el arranque dispongamos de los 7 W con los que trabajaremos. Ya que la herramienta PVGIS empleada en la Figura 48 proporciona valores para una entrega máxima de potencia del panel, debemos hacer el cálculo para conseguir el valor correcto.

Así, para valorar la viabilidad económica con una sola carga de bajo consumo, hubo que recurrir a otros métodos. Manteniendo la base de datos de la PVGIS, se comprobó mes a mes la media de las horas de luz en que obtenemos 7 Wh en Valladolid, recopilando dichos datos en una hoja de cálculo. Estas horas determinadas a raíz de curvas de irradiancia como la que vemos en la Figura 49. No obstante, fue necesario aplicar un factor de conversión, pues nuestra potencia pico instalada es de 40 W, mientras que estas curvas están dadas para una potencia pico instalada de 1000 W, por lo que, trabajando con la irradiancia global, se multiplicó por 40 W y se dividió entre 1000 W para adaptar los datos, considerando únicamente como horas de luz aquellas que superaban los 7 W.

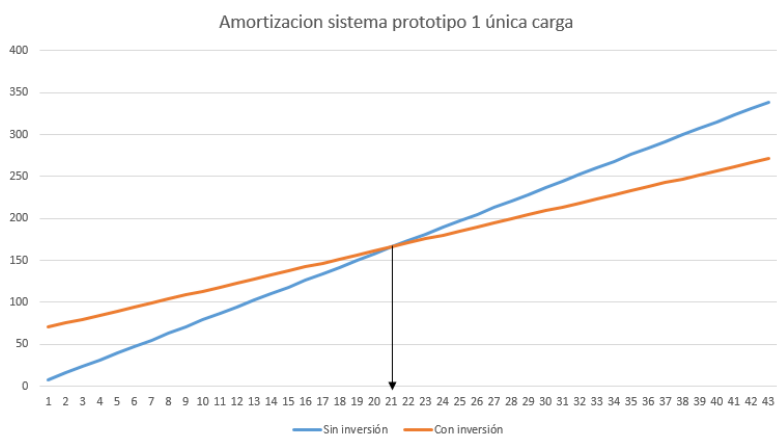


Figura 50. Amortización del sistema.

Una vez habiendo almacenado estos números en una tabla, se recopilaron los distintos costes energéticos de una tarifa de discriminación horaria (a fin de obtener unos resultados más similares al coste de la electricidad a partir de junio de 2021) y se determinó el coste medio anual del sistema en dos supuestos: con una inversión inicial en el sistema, y sin ella. Como era de esperar, el coste anual con la inversión fue menor, pero al manejarnos en número tan reducidos, la diferencia anual no fue muy elevada. Por tanto, se calculó el coste a lo largo de varios años con el fin de obtener datos suficientes como para hacer una recta del coste a lo largo del tiempo con cada planteamiento, lo cual dio lugar a la Figura 50, en la cual vemos cómo al cabo de 21 años el sistema comienza a generar beneficios. Esto cumple con los 25 años de vida garantizada, aunque por muy poca diferencia, y si bien justifica el sistema, como se expuso al analizar los costes para un prototipo aislado, dista de

ser deseable. No obstante, vale la pena recordar que el beneficio medioambiental es significativo, ya que en los 25 años se generan un total de 19,95 kWh. Considerando que 1 kWh es la capacidad energética de $0.84 * 10^{-4}$ TEP (toneladas equivalentes de petróleo), supondría un ahorro de $1,676 * 10^{-3}$ TEP, es decir, algo más de un kilo y medio de petróleo y el correspondiente ahorro en CO₂.

Ante el presente problema, aparecen dos posibles soluciones. Una de ellas consistiría en redimensionar la planta con un menor número de paneles, lo cual supondría un gran esfuerzo para el booster al necesitar un ciclo de servicio demasiado elevado. La otra pasaría por elevar la carga añadiendo más electrodomésticos de bajo consumo para aprovechar la potencia sobrante. Esta segunda solución resulta más plausible debido a que permite al elevador trabajar con un ciclo de servicio más realista. Además, esta última solución resuelve de forma más satisfactoria el problema intrínseco de amortizar el coste de un sistema de autoconsumo diseñado para una carga de potencia reducida, y por lo tanto, muy bajo consumo y coste energético.

CAPÍTULO VI: CONCLUSIONES

6.1. Futuras líneas de trabajo

Dado que el foco del trabajo ha estado puesto en la alimentación de autoconsumo de una única carga de baja potencia, no se ha desarrollado el estudio orientado a múltiples cargas más allá de la mención para indicar por qué es preferible la alimentación con un puente de diodos en lugar de con un inversor. Sin embargo, puesto que se trata de una opción viable desde el aspecto técnico, sería interesante abrir una línea de investigación para, de esta forma, encontrar una mayor viabilidad económica y rentabilidad en el sistema al aprovechar toda la energía capaz de generar.

En línea con esta idea de un mayor aprovechamiento de la potencia, alimentando varias cargas en paralelo, está el anteproyecto desde el que se desarrolló este Trabajo de Fin de Grado: el proyecto OZONOVOLT, y su versión más compleja y ambiciosa, el proyecto OZONOGRID. Este último, consiste en la alimentación autónoma de ozonizadores y propone, como se explicó en la introducción, sanear el aire de las ciudades con las propiedades biocidas del ozono. Empleando este primer estudio realizado a lo largo del presente trabajo, se podría desarrollar un proyecto piloto para el desarrollo de una red urbana masiva, que a su vez tendría nuevos problemas que afrontar, tales como la prevención de la acumulación de ozono y los posibles problemas respiratorios que este gas puede provocar o la integración de los múltiples sistemas como una única red.

6.2. Conclusiones generales

Por último, volvamos una vez más al primer capítulo. Tal y como se anticipó en el apartado referente a los objetivos de la introducción, las principales metas de entre proyecto consistían en profundizar en las competencias adquiridas a lo largo de la carrera en análisis de circuitos electrónicos, orientados a los de electrónica de potencia, estudiados en las asignaturas de Electrónica de Potencia en 3º y de Electrónica de Potencia en Sistemas de Energía Alternativa en 4º, así como el funcionamiento de paneles fotovoltaicos, estudiados también en esta última asignatura. Desde esta perspectiva, los resultados han sido satisfactorios, dado que se han trabajado con distintas herramientas para comprender y desarrollar tanto un electrodoméstico comercial de baja potencia como el sistema adecuado para alimentarlo. A esto, hay que añadirle que la profundidad empleada en el diseño de una planta generadora con paneles fotovoltaicos ha sido mayor que la trabajada en la asignatura pertinente, ayudando a afianzar, reforzando y expandiendo lo estudiado durante la misma.

No obstante, aunque el desarrollo de las competencias obtenidas en estas asignaturas ha estado presentes a lo largo de todo el proyecto, no han sido las únicas necesarias. Esto se aprecia, por ejemplo, en el control. Si bien es cierto que no son las únicas asignaturas en las que se han tratado estrategias de control, tanto la asignatura de 2º de Fundamentos de Automática, como la de 3º de Diseño de Sistemas de Control fueron aquellas en las que se aprendió lo que era un regulador PID, así como distintas estrategias de sintonía o qué función tiene cada término, conocimientos que han sido de gran importancia para este trabajo.

Relacionado también con el control está la programación. Aunque, de manera análoga a lo sucedido con los reguladores, la programación ha sido necesaria en varias asignaturas de la carrera, hay dos de ellas destacables: Fundamentos de Informática, de 1º; e Informática Industrial, de 3º. Estas fueron las asignaturas en las que se aprendió a programar, herramienta sin la cual no se podría haber implementado el control deseado en el simulador de PSIM, así como en las que se aprendió cómo simplificar el código mediante un diagrama de flujo para hacer más sencilla su comprensión.

Además de estas competencias adquiridas en asignaturas concretas, también se desarrollaron otras competencias transversales, como el estudio económico a la hora de decidir las soluciones para un problema, garantizando no sólo la viabilidad técnica de un determinado proyecto, sino también la económica, o la capacidad de juzgar la viabilidad de un sistema en base a los resultados de una simulación. Son competencias que si bien no han sido el foco principal de ninguna asignatura, han estado presente en buena parte de las asignaturas a lo largo de los estudios de grado y, a su vez, en este proyecto.

Debido a todos estos conocimientos adquiridos y reforzados, se consideró el trabajo de fin de grado como satisfactorio y un cierre adecuado a la formación.

Índice de figuras

Figura 1. Esquema completo.....	15
Figura 2. Esquema sin sensores ni bloque de control.....	16
Figura 3. Curva V-I de un generador fotovoltaico y su influencia con la temperatura.	18
Figura 4. Curvas V-I y de potencia de un generador fotovoltaico y su influencia con la irradiancia.	18
Figura 5. Punto de máxima potencia de un generador fotovoltaico.....	19
Figura 6. Esquema del convertidor elevador.....	20
Figura 7. Exterior del ozonificador comercial ATWFS.....	22
Figura 8. Interior del ozonificador comercial ATWFS.	23
Figura 9. Esquema del ozonificador comercial ATWFS.....	23
Figura 10. Diagrama de bloques de un sistema de control en lazo abierto.	27
Figura 11. Diagrama de bloques de un sistema de control en lazo cerrado.	28
Figura 12. Diagrama de flujo del algoritmo de control a todo o nada.....	29
Figura 13. Código del control a todo o nada.	30
Figura 14. Diagrama de flujo de un algoritmo Hill Climbing.....	32
Figura 15. Código del algoritmo Hill Climbing.	33
Figura 16. Diagrama de flujo del algoritmo de control por histéresis.	34
Figura 17. Apartado del código de control por histéresis.....	35
Figura 18. Diagrama de bloques del control por regulador.	37
Figura 19. Diagrama de bloques del control por regulador. Cálculo de la salida del convertidor como señal del regulador.	38
Figura 20. Diagrama de flujo del bucle de simulación.	43
Figura 21. Código de la implementación.	45
Figura 22. Datos del panel empleado en las simulaciones.	46
Figura 23. Funcionamiento e implementación del PWM del ciclo de servicio. D_boost y g_nStepCount. Boost. V_link_cc y Vref.....	47
Figura 24. Simulación con el control a todo o nada. D_boost. V_link_cc y Vref. Vpanel. Pot_panel y Pot_carga.....	48
Figura 25. Simulación con el control a todo o nada y algoritmo MPPT. D_boost. V_link_cc y Vref. Vpanel.	50
Figura 26. Simulación con el control a todo o nada y algoritmo MPPT. Vpanel y V_panel_ref. I_panel. Pot_panel, V_link_cc*I_carga y Pot_Perdidas.....	51
Figura 27. Simulación con el control por banda de histéresis. D_boost. Boost. V_link_cc y Vref. Vpanel y V_panel_ref.	52
Figura 28. Simulación con el control por banda de histéresis. Vpanel y V_panel_ref. Pot_panel, Pot_perdidas y V_link_cc*I_carga. Boost y D_boost.	53
Figura 29. Código del regulador PID implementado.....	54
Figura 30. Simulación con el control por regulador PI. D_boost y boost. V_link_cc, Vref y Vcc_link_filtrada. Pot_panel, V_link_cc*I_carga y Pot_perdidas.	55
Figura 31. Código del PID con la tensión de referencia de la carga como salida. ...	56

Figura 32. Simulación con el control por regulador P y tensión de referencia como salida del regulador. D_boost. V_link_cc y Vref. Error, proporcional y V_link_pid. ...	57
Figura 33. Datos del panel escogido.....	59
Figura 34. Nodo de salida.....	62
Figura 35. Corriente del diodo.....	62
Figura 36. Corriente del condensador.	63
Figura 37. Esquema completo con los elementos finales.....	65
Figura 38. Datos de un panel dimensionado empleado en las simulaciones.	65
Figura 39. Verificación de la adecuada alimentación de la planta. D_boost y boost. I_consumor_red e I_carga. Vpanel.....	66
Figura 40. Verificación de la adecuada alimentación de la planta con condensador reducido.. D_boost y boost. I_consumor_red e I_carga. Vpanel.	67
Figura 41. Simulación con el control a todo o nada en régimen estacionario. D_boost. V_link_cc, Vref y Vcc_link_filtrad. Vpanel. Pot_panel, Pot_carga y Pot_perdidas.....	68
Figura 42. Simulación con el control a todo o nada en régimen estacionario en sobretensión. D_boots. V_link_cc, Vref y Vcc_link_filtrad. Vpanel. Pot_panel, Pot_carga y Pot_perdidas.	68
Figura 43. Simulación con el control por histéresis en régimen estacionario. D_boost. V_link_cc, Vref y Vcc_link_filtrada. Vpanel. Pot_panel, Pot_carga y Pot_perdidas...	70
Figura 44. Simulación con el control por histéresis en régimen estacionario. D_boost y boost. I_carga e I_consumo_red.....	70
Figura 45. Simulación con el control por regulador PI en régimen estacionario. D_boost y boost. V_link_cc, Vref y Vcc_link_filtrada. Vpanel. Pot_panel, Pot_carga y Pot_perdidas.....	72
Figura 46. Simulación con el control por regulador PI en régimen transitorio. D_boos. V_link_cc, Vref y Vcc_link_filtrada. I_carga e I_consumo_red. Vpanel.	72
Figura 47. Simulación con el control por regulador PI en régimen estacionario con sobretensión. D_boost y boost. V_link_cc, Vref y Vcc_link_filtrada. Vpanel. Pot_panel, Pot_carga y Pot_perdidas.	73
Figura 48. Datos del panel fotovoltaico en Valladolid. Fuente: PVGIS.	74
Figura 49. Irradiancia media diaria de Valladolid en enero. Fuente: PVGIS.	76
Figura 50. Amortización del sistema.....	77

Índice de tablas

Tabla 1. Elementos del ozonificador.....	25
Tabla 2. Algoritmo MPPT de Hill Climbing.....	31
Tabla 3. Cálculo del condensador de salida.....	64

Bibliografía

- [1] Tensiones habituales en paneles solares.
<https://autosolar.pe/blog/aspectos-tecnicos/conexion-en-serie-y-en-paralelo-de-paneles-solares>
- [2] Tensión de red en España.
https://es.wikipedia.org/wiki/Anexo:Enchufes,_voltajes_y_frecuencias_por_país
- [3] Fundamentos de paneles solares.
<https://www.areatecnologia.com/electricidad/paneles-solares.html>
- [4] Funcionamiento de un convertidor elevador.
https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_elevador
- [5] Algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia.
Trishan ESRAM, Patrick L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques", IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol.22, Issue 2, June 2007
- [6] Control por regulador.
https://es.wikipedia.org/wiki/Controlador_PID
- [7] Manuales sobre LTSpice y descarga de la aplicación
<https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html#>
- [8] Manual de usuario de PSIM.
<https://www.powersimtech.com/wp-content/uploads/2021/01/PSIM-User-Manual.pdf>
- [9] Panel solar de Uniteck.
https://www.uniteck.fr/es/paneles-solares-fotovoltaicos_unisun-10.24-m_1436
- [10] Ejemplo de precio de un Arduino nano.
<https://es.aliexpress.com/item/1005001540279617.html>
- [11] Página comercial de RS.
<https://es.rs-online.com/web/>
- [12] Herramienta de PVGIS
https://re.jrc.ec.europa.eu/pvg_tools/es/#PVP
- [13] Panel solar de Zhengzhou Hetai Energy Company.
<https://spanish.alibaba.com/product-detail/high-quality-small-12v-24v-5w-10w-15w-20w-25w-30w-pv-mini-solar-panel-60724462169.html?spm=a2700.8699010.29.97.46f925f4gTI898>