



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



ESCUELA TÉCNICA
SUPERIOR INGENIERÍA
INDUSTRIAL VALENCIA

TRABAJO FIN DE GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES

CÁLCULO Y VALIDACIÓN MEDIANTE SIMULACIÓN DE UN INVERSOR MONOFÁSICO FOTOVOLTAICO DE 5 KW CONECTADO A RED

AUTOR: Alberto Pallarés Iñíguez

TUTOR: Gabriel Garcerá Sanfeliú

Curso Académico: 2019-20



AGRADECIMIENTOS

A mi tutor, Gabriel Garcerá Sanfeliú, por el tiempo y paciencia que me ha dedicado para introducirme en la Electrónica de Potencia.

A mis padres y hermano, por su apoyo y consejo durante estos años de Grado.

RESUMEN

El presente trabajo fin de grado tiene como objetivo diseñar y validar un inversor monofásico de 5 kW para instalación fotovoltaica de conexión a red.

En la conexión a red de *arrays* fotovoltaicos de media potencia, una opción habitual es el uso de un inversor monofásico en puente completo entre los paneles fotovoltaicos y la red monofásica. En esta configuración, el inversor se encarga simultáneamente de inyectar una corriente de baja distorsión armónica y factor de potencia unitario a la red, y de regular su tensión continua de entrada, que coincide con la tensión suministrada por el *array*, para obtener la máxima potencia posible, operando en el punto de máxima potencia (PMP).

Este TFG consiste en el cálculo, selección de componentes, y evaluación por simulación de un convertidor monofásico en puente completo de 5 kW con las siguientes especificaciones:

- Entrada: *Array* de módulos fotovoltaicos de 250 W y 30 V en el PMP. La tensión del *array* tendrá un valor aproximado de 380 V en el PMP.
- La tensión de salida será de 230 V eficaces $\pm 10\%$ con una frecuencia de 50 Hz ± 1
- Características de la corriente de salida: corriente de baja distorsión (THD < 5%) con un factor de potencia FP > 98%. Debe cumplir la normativa de emisión de armónicos IEEE 1547 y UNE-EN 61000-3-12
- Modulación PWM unipolar.
- Frecuencia de conmutación de entre 10 y 20 kHz. Realizar un estudio del rendimiento con IGBTs de varios fabricantes
- Rendimiento del 97% para la potencia nominal.

ABSTRACT

The aim of this thesis is to design and validate a single-phase 5 kW inverter for a grid-connected photovoltaic installation.

In grid-connected photovoltaic arrays, it is common to use a full bridge inverter between the array and the grid. The inverter has to inject a current with a low harmonic distortion and a unity power factor with the grid voltage. Also, the inverter must control the DC voltage at its input, in order to take the maximum power from the array at each moment.

In this thesis, it is carried out the calculation, selection of components, and evaluation by simulation of a single-phase full-bridge inverter with the following specifications:

- Input: Modules of approximately 250 W and 30 V at the MPP. The array voltage will have approximately 380 V at the MPP.
- Output voltage of 230 V (RMS) \pm 10% with a frequency of 50 Hz \pm 1
- Output current characteristics: low harmonic distortion (THD<5%) with a PF > 98%. Must comply with the harmonic emission regulations IEEE 1547 and UNE-EN 61000-3-12
- Unipolar PWM
- Switching frequency between 10 and 20 kHz. Study of the performance with IGBTs from various manufacturers.
- 97% efficiency for nominal power.



ÍNDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción al trabajo a realizar	9
2	Introducción Teórica. Los sistemas fotovoltaicos	10
2.1	La célula fotovoltaica. Unión P-N	10
2.1.1	Curvas características de un fotodiodo	12
2.2	De la célula al array fotovoltaico	14
2.3	Tipos de instalaciones fotovoltaicas	14
2.3.1	Instalaciones aisladas	14
2.3.2	Instalaciones conectadas a red	15
3	Normativa a cumplir IEEE 1547	16
4	El Inversor	19
4.1	Aplicaciones y Motivación	19
4.2	Topología	20
4.3	Modulación por ancho de pulso	23
4.3.1	Definiciones	23
4.3.2	PWM unipolar	24
5	Diseño del filtro LCL	25
5.1	Necesidad de incorporar un filtro para la conexión a red.	25
5.2	Función de transferencia del filtro LCL	26
5.2.1	Relación entre la corriente inyectada a la red y la tensión a la salida del inversor 26	
5.2.2	Relación entre la corriente inyectada a la red y la corriente de salida del inversor 27	
5.3	Criterios de diseño	28
5.3.1	Inductancia del filtro	28
5.3.2	Condensador del filtro	29
5.3.2.1	Criterio de consumo de potencia reactiva bajo	29
5.3.2.2	Criterio de filtrado de armónicos	29
5.4	Respuesta en frecuencia en Matlab	31
5.4.1	Frecuencia de conmutación de 10 kHz	31
5.4.2	Frecuencia de conmutación 16 kHz	33
5.5	Valores de diseño obtenidos para el filtro LCL	34



6	Estrategia de control	35
6.1	Control de la corriente inyectada a la red.....	36
6.1.1	Simplificación adoptada para el PLL.....	42
6.1.2	Simulaciones del lazo de corriente en PSIM	42
6.2	Control de la tensión en el bus de continua	44
6.2.1	Simulaciones del control de tensión en PSIM	50
6.2.2	Seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT)	51
6.2.3	El algoritmo Perturbar y Observar	52
7	Banco de condensadores para la DC-Link.....	59
7.1	Estudio de condensadores electrolíticos	61
7.2	Condensadores de película de polipropileno.....	64
7.3	Conclusión del estudio de condensadores.....	67
8	Estudio de las pérdidas en el inversor	68
8.1	Características dinámicas del diodo de potencia	68
8.2	Características del IGBT.....	70
8.3	Circuito eléctrico equivalente al problema térmico	71
8.4	Simulaciones.....	73
8.4.1	Estudio comparativo	75
8.4.1.1	$F_s=10$ kHz	76
8.4.1.2	$F_s=16$ kHz	77
8.4.1.3	Elección de la frecuencia de conmutación.....	78
9	Conclusiones	80
10	Bibliografía	82

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Red de Silicio. Fuente: Internet	11
Figura 2. Curva I-V del fotodiodo. Fuente: Internet	12
Figura 3. Curva tensión-corriente para diferentes irradiancias	13
Figura 4. Curvas de potencia para diferentes irradiancias	13
Figura 5. De la célula al array fotovoltaico. [5]	14
Figura 6. Esquema de una planta fotovoltaica aislada [1]	15
Figura 7. Planta fotovoltaica conectada a red. [1]	15
Figura 8. Relación de términos de interconexión. Fuente: IEEE 1547	16
Figura 9. Requisitos de emisión de armónicos. Fuente IEEE1547	17
Figura 10. Esquema del inversor de una etapa con filtro de armónicos a la salida. [4]	19
Figura 11. Topología del inversor. [7]	21
Figura 12. Esquema del inversor en PSIM	22
Figura 13. Subcircuito array fotovoltaico	22
Figura 14. PWM unipolar. [7]	24
Figura 15. Control de los interruptores en PSIM	24
Figura 16. Esquema del filtro LCL con nomenclatura utilizada para obtener FDT	26
Figura 17. Influencia de la resistencia de amortiguamiento en el factor de calidad del filtro	28
Figura 18. Red con condensador	29
Figura 19. Filtro diseñado para 10 kHz ante variaciones de inductancia de dispersión	32
Figura 20. Detalle del filtrado de la corriente de salida del inversor	32
Figura 21. Factor de potencia con red ideal para $f_s=10$ kHz	33
Figura 22. Filtro diseñado para $f_s=16$ kHz. Variaciones de inductancia de dispersión	34
Figura 23. Esquema de la estrategia para el control	35
Figura 24. Estrategia de control en PSIM	35
Figura 25. Lazo de corriente [4]	36
Figura 26. K_p para el lazo de corriente	38
Figura 27. Resonante de 50 Hz con $K_{BW}=0.03$	39
Figura 28. Resonante de 50 Hz con $K_{BW}=0.002$	39
Figura 29. Lazo cerrado de corriente para $K_{BW}=0.03$	40
Figura 30. Lazo de corriente para $K_{BW}=0.002$	40
Figura 31. Prueba de seguimiento de referencia con $K_{BW}=0.002$	41
Figura 32. Seguimiento referencia de corriente para $K_{BW}=0.03$	41
Figura 33. Ganancia que sustituye al bloque PLL	42
Figura 34. Red distorsionada en PSIM	43
Figura 35. Corriente inyectada vs. Tensión de red distorsionada. 10 kHz	44
Figura 36. Respuesta en frecuencia del sistema del lazo de tensión	45
Figura 37. Esquema del inversor fotovoltaico.	46
Figura 38. Tensión en el condensador de la DC-link	46
Figura 39. Espectro de armónicos para la corriente en el condensador	47
Figura 40. Espectro de armónicos para de la tensión en el condensador	47
Figura 41. Lazo de tensión ante variaciones de la corriente en el bus de continua	49
Figura 42. Esquema de la entrada del inversor en PSIM	50
Figura 43. Comprobación del funcionamiento del lazo de tensión en PSIM	51
Figura 44. Necesidad de incorporar un MPPT [11]	51
Figura 45. Algoritmo Perturbar y Observar para el MPPT	53
Figura 46. Esquema del MPPT en PSIM	54
Figura 47. Código en C del algoritmo Perturbar&Observar	55
Figura 48. Prueba de funcionamiento del MPPT para incrementos de tensión de 5V	55



Figura 49. Detalle del funcionamiento del MPPT con $\Delta V=5V$	56
Figura 50. Detalle del funcionamiento del MPPT con $\Delta V=1V$	56
Figura 51. Rampa en la irradiancia en PSIM	57
Figura 52. Análisis de la energía entregada con $\Delta V=5V$	57
Figura 53. Análisis de la energía entregada con $\Delta V=1V$	58
Figura 54. Espectro de armónicos de la corriente en el condensador	60
Figura 55. Primera página de la hoja de características de Vishay	61
Figura 56. Extracto de la hoja de datos para 500 V de Vishay	62
Figura 57. Rizado de tensión e influencia en la potencia.....	63
Figura 58. Estudio de condensadores electrolíticos.....	63
Figura 59. Rizado de tensión y potencia para el banco de condensadores electrolíticos	64
Figura 60. Condensadores de película de polipropileno de Vishay para 500 V	65
Figura 61. Estudio de condensadores de película comerciales.....	65
Figura 62. Energía entregada condensador de película 1'3 mF Cornell Dubilier	66
Figura 63. Modelo del diodo. [15].....	69
Figura 64. Ondas de corriente y tensión durante las conmutaciones. [15]	70
Figura 65. Característica tensión-corriente de un IGBT. Fuente: hoja de datos de Semikron SK50GH065F	70
Figura 66. Circuito eléctrico equivalente para el cálculo de pérdidas.[6]	71
Figura 67. IGBT del Thermal Module de PSIM.....	71
Figura 68. Ejemplo de PSIM para el cálculo de pérdidas.	72
Figura 69. Esquema del circuito equivalente al problema térmico	73
Figura 70. Circuito térmico. Modelo para obtener ecuaciones.....	74
Figura 71. Temperatura en la unión del transistor y el diodo. Rohm RGCL80TS60D	76
Figura 72. Características del radiador para $f_s=16$ kHz	77
Figura 73. Ventiladores de Semikron.....	77
Figura 74. Temperatura en la unión del IGBT para $f_s=16$ kHz.....	78
Figura 75. Tensión de red distorsionada vs. Corriente inyectada por el inversor	78

1 INTRODUCCIÓN AL TRABAJO A REALIZAR

El objetivo del presente Trabajo Fin de Grado es diseñar un inversor monofásico para una instalación fotovoltaica de 5 kW de conexión a red.

El inversor tiene como misión transformar la corriente continua procedente de los paneles fotovoltaicos en una corriente alterna apta para ser inyectada en la red. Para ser apta, es necesario que la corriente inyectada tenga una baja distorsión armónica total (DAT) y esté en fase con la tensión de red.

La máxima cantidad de armónicos admisible en la corriente está regulada por la norma IEEE 1547. Para eliminar los armónicos provocados por la PWM se ha diseñado un filtro LCL y una estrategia de control basada en reguladores P+Resonantes con estructura de SOGI-FLL. El filtro se diseña para eliminar la mayor parte del espectro de armónicos, minimizando a la vez el consumo de potencia reactiva. Los armónicos de baja frecuencia que puede traer la red a la que nos conectamos se rechazan mediante el control. Tanto para el filtro como para el lazo de control, hay que realizar un estudio en frecuencia (con Matlab, por ejemplo) y validar posteriormente su comportamiento en PSIM.

Para que la corriente inyectada esté en fase con la tensión de red se suele utilizar un PLL (Phase Locked Loop). El diseño de este elemento queda fuera del alcance de este TFG y en su lugar utilizaremos una simplificación.

Con el fin de obtener la máxima potencia posible en cada momento, se pretende implementar el algoritmo Perturbar y Observar como Seguidor del Punto de Máxima Potencia (MPPT). El algoritmo se implementará en lenguaje C y se validará su comportamiento en PSIM. Para asegurar un buen rendimiento del MPPT, es necesaria una tensión lo más estable posible a la entrada del inversor. Para ello se quiere diseñar una estrategia de control que permita el buen funcionamiento del MPPT. Para ayudar a que la tensión en la entrada del inversor sea estable, se utiliza un banco de condensadores entre los paneles y el inversor. Se pretende realizar un estudio comparativo entre condensadores electrolíticos y condensadores de película para este propósito.

Finalmente, para poder seleccionar componentes y cuantificar rendimiento del inversor, se necesita llevar a cabo un estudio térmico del inversor para diferentes IGBTs y para diferentes frecuencias de conmutación. En concreto, estudiaremos dos (10 y 16 kHz). En base a este estudio, se calculará el radiador necesario para no sobrepasar las temperaturas máximas admisibles en los IGBTs, así como las pérdidas totales. Conociendo las pérdidas, se podrá cuantificar el rendimiento global del inversor, verificando las especificaciones de diseño iniciales al respecto.

2 INTRODUCCIÓN TEÓRICA. LOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

La unidad más elemental de un sistema fotovoltaico es la célula fotovoltaica. Dado que estas células son capaces de producir alrededor de 5 W a 0'5 V (DC), las células se asocian en combinaciones serie-paralelo para producir la potencia deseada. Las células se agrupan en serie para formar módulos fotovoltaicos, y estos módulos se agrupan en serie-paralelo para formar el array fotovoltaico. El rango de potencias para los módulos va desde unos pocos vatios hasta 300 W. Los arrays fotovoltaicos se mueven entre los 100 W y del orden de kW.

Dado que los sistemas fotovoltaicos producen energía cuando son iluminados, es necesario incluir un sistema de almacenamiento de energía (baterías recargables). Este es el principal problema de los sistemas fotovoltaicos, pero tiene la solución de las baterías para proporcionar energía durante la noche. En este sistema de almacenamiento, es muy importante el diseño del controlador de carga para prevenir tanto una condición de sobrecarga como de falta de carga.

Las cargas que alimentan los sistemas fotovoltaicos, pueden tener naturaleza continua o alterna. Para este segundo caso, es necesario un inversor que convierta la corriente del panel de continua a alterna.

Los sistemas fotovoltaicos pueden utilizarse de diversas formas: conectados directamente a la carga, conectados a la carga incluyendo un sistema de almacenamiento de energía, o bien conectados a la red (grid-connected systems). Este último es el contexto en el que se enmarca este TFG.

2.1 LA CÉLULA FOTOVOLTAICA. UNIÓN P-N

Una célula fotovoltaica es un fotodiodo. Para entender cómo funciona, primero hay que entender lo que es un diodo.

Un diodo es un material semiconductor, es decir, un material que sólo conduce electricidad bajo ciertas condiciones. En las siguientes líneas trataremos de explicar por qué tiene este comportamiento.

El elemento fundamental del diodo es el silicio. Este elemento tiene 4 electrones de valencia. En un cristal de silicio intrínseco, es decir, silicio puro, cada átomo se posiciona formando una red con 4 átomos cerca. Como el silicio tiene cuatro electrones de valencia, necesita conseguir otros cuatro para así cumplir la regla del octeto y ser estable. Por lo tanto, cada átomo de la red aporta un electrón a cada uno de sus cuatro átomos vecinos formando enlaces covalentes. Esto se puede observar en la siguiente imagen:

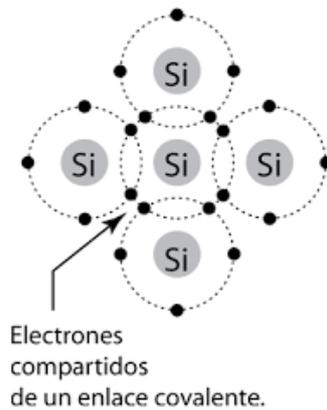


Figura 1: Red de Silicio. Fuente: Internet

La temperatura es la clave del comportamiento de los semiconductores intrínsecos. A temperaturas cercanas al cero absoluto, los electrones se encuentran en estado de mínima energía. En este estado, cada electrón forma parte de un enlace covalente y no es libre de moverse por el cristal, formando por tanto un aislante eléctrico. A temperatura ambiente (unos 300 K), algunos electrones pueden alcanzar la suficiente energía como para salirse de sus enlaces y quedar libres. Si en esta situación aplicamos una tensión, fluirá una corriente a través de los electrones libres. Para solucionar esta dependencia de la conductividad con la temperatura, que tiene un comportamiento exponencial, es para lo que se desarrollaron los semiconductores extrínsecos.

Los semiconductores extrínsecos son los que se utilizan para aplicaciones electrónicas como diodos o transistores, entre otras. Estos materiales se desarrollaron al observar que la corriente fluye no sólo a través de los electrones libres, sino también a través de los huecos que dejan los electrones que abandonan el enlace covalente. Cuando se crea ese hueco, un electrón del enlace acude para ocuparlo. En los semiconductores intrínsecos, la concentración de electrones libres es la misma que la de huecos. Los semiconductores extrínsecos pueden ser de dos tipos: N si fomenta el movimiento de electrones, o P si fomenta el movimiento de huecos.

Los semiconductores tipo N se forman añadiendo cantidades controladas de impurezas de material con 5 electrones de valencia. Esto se conoce como dopaje del silicio. Al añadir, por ejemplo, antimonio o fósforo; este se incluye en la red de silicio formando cuatro enlaces covalentes con cuatro de sus electrones de valencia. El quinto electrón queda muy débilmente unido al átomo de fósforo, con lo que se requiere menos energía (temperatura) para romper su enlace. De esta forma se crea más fácilmente electrones libres.

Los semiconductores de tipo P se forman al añadir impurezas de tres electrones de valencia, por ejemplo, el boro. Este átomo de impureza, al incluirse en la retícula cristalina, forma tres enlaces covalentes con sus tres átomos. Por tanto, al átomo de impureza le falta un electrón para enlazarse con su cuarto átomo vecino. Lo que ocurre entonces, a temperaturas normales, es que un átomo de silicio cercano cede uno de sus electrones de valencia para completar el cuarto enlace de cada átomo de impureza. Como resultado, se genera un movimiento de huecos por la retícula.

Una vez hemos visto qué es material tipo P y material tipo N, estamos en disposición de ver cómo interactúan estos materiales para formar un diodo.

Un diodo es una unión P-N. Esta unión se produce dentro de un mismo cristal, el cual se ha dopado adecuadamente para producir material tipo P en un lado y material tipo N en el otro. Es importante que la unión P-N no tenga interrupciones, y esto sólo se garantiza si se construye en un único cristal. Sin embargo, para facilitar la comprensión, imaginaremos que la unión P-N se forma juntando un cristal de tipo P y otro de tipo N. Es importante recordar que esta constitución no se corresponde con la realidad, pero facilita la comprensión del fenómeno.

Lo que tenemos en el lado N es una alta concentración de electrones libres y una baja concentración de huecos, mientras que en lado P tenemos la situación contraria. Al unir los cristales, en la unión habrá un gradiente de concentración muy grande, y, por lo tanto, según la segunda ley de Fick, se producirá difusión. Entonces, los huecos se difunden del lado P al lado N y los electrones se difunden desde N hacia P. Como consecuencia, la carga negativa aumentará en lado P (porque están entrando electrones y saliendo huecos cargados positivamente a la vez). En el lado N, está sucediendo lo contrario, aumentará la carga positiva. De esta forma se crea un campo eléctrico que apunta del lado N al lado P. Es este campo el que se opone a que continúe la difusión. Este campo es también el motivo por el que los diodos sólo conducen electricidad en una dirección.

2.1.1 Curvas características de un fotodiodo

Un fotodiodo es una unión P-N polarizada inversamente, con la siguiente curva característica tensión (V)-corriente (I):

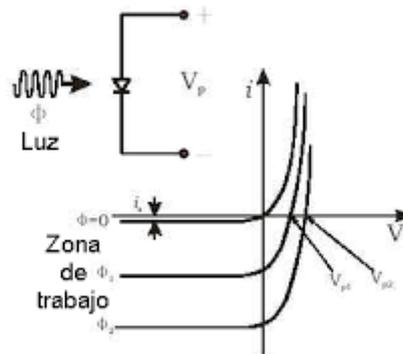


Figura 2. Curva I-V del fotodiodo. Fuente: Internet

La región en la que la corriente es negativa y la tensión es positiva se conoce como zona fotovoltaica y es la zona donde el fotodiodo entrega potencia, al ser $P = V \cdot I < 0$. Por tanto, es la zona en la que nos interesa trabajar.

La característica tensión-corriente de una célula fotovoltaica depende de la tensión que se le aplica, de la temperatura y de la irradiancia, y se ajusta al siguiente modelo:

$$I(V, T, G) = I_{SC}(T, G) - I_0(T) \cdot \left(e^{\frac{V \cdot q}{k \cdot T}} - 1 \right)$$

I_{SC} : es la corriente proporcional a la irradiancia, que se ajusta al siguiente modelo:

$$I_{SC}(T, G) = I_{SC_STC} \cdot \frac{G}{G_{STC}} \cdot e^{0,0006 \cdot (T - T_{STC})}$$

$k = 1'38 \cdot 10^{-23} J/K$ es la constante de Boltzmann.

$$q = 1'602 \cdot 10^{-19} C$$

STC: denota las Condiciones estándar de medida: Temperatura de 25°C, Irradiancia (G) de 1000 W/m², medida perpendicular a la superficie.

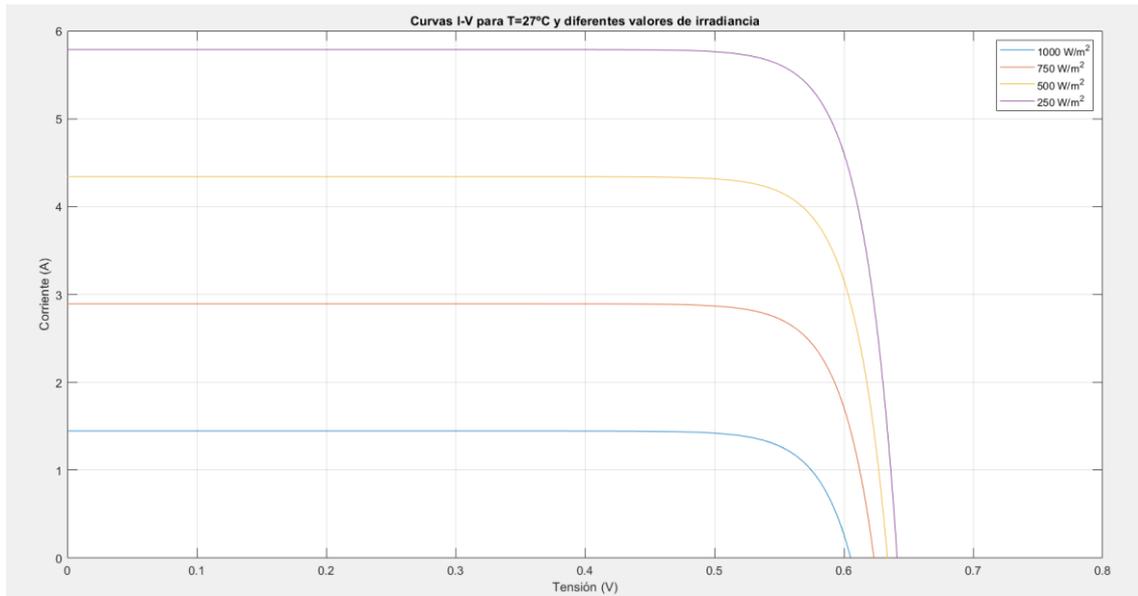


Figura 3. Curva tensión-corriente para diferentes irradiancias

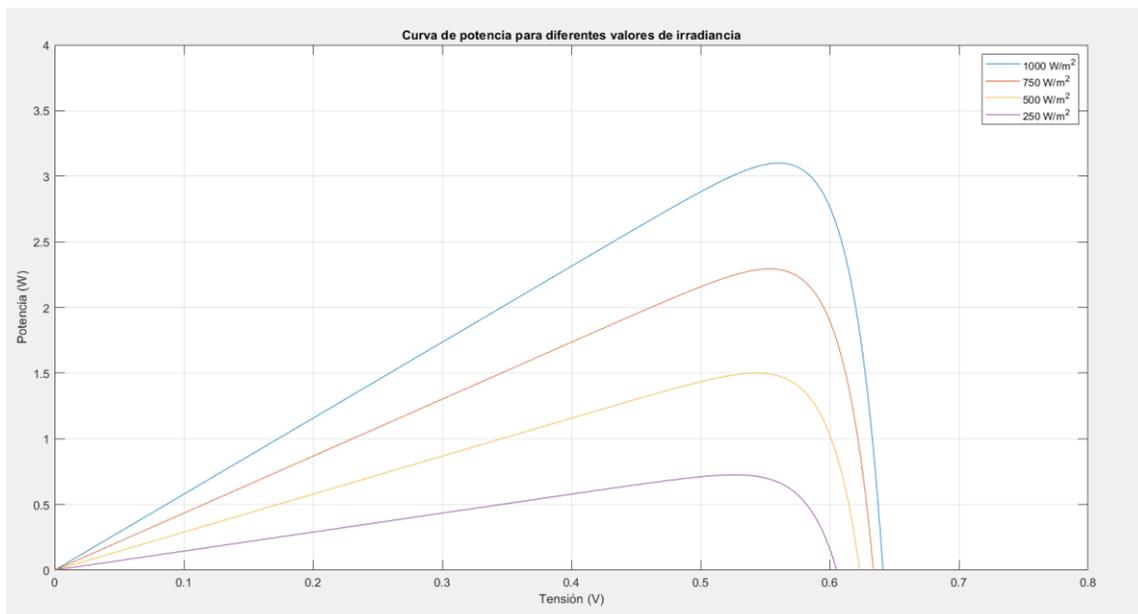


Figura 4. Curvas de potencia para diferentes irradiancias

2.2 DE LA CÉLULA AL ARRAY FOTOVOLTAICO

Dado que la célula apenas genera alrededor de 5 W y 0'6 V; para aumentar estos valores se agrupan en serie varias células. Normalmente entre 36 y 72 células. Esta agrupación en serie forma un módulo. Los módulos fotovoltaicos son conocidos popularmente como paneles y es lo que se comercializa. Para conseguir la potencia, se agrupan en serie, en paralelo, o en serie-paralelo varios módulos. Estas agrupaciones se conocen como *array* (matriz).

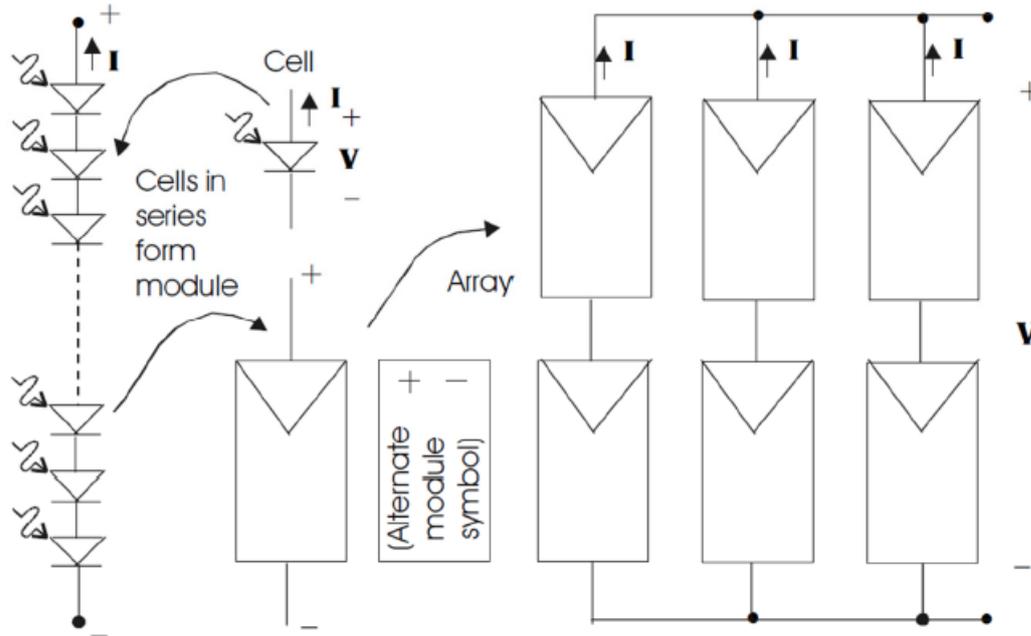


Figura 5. De la célula al array fotovoltaico. [5]

2.3 TIPOS DE INSTALACIONES FOTOVOLTAICAS

Este TFG se enmarca en el contexto de una instalación conectada a red. No obstante, conviene saber que esta no es la única situación en la que se necesita un inversor.

2.3.1 Instalaciones aisladas

Las instalaciones aisladas son aquellas que no están conectadas a red y constan de los paneles fotovoltaicos y un sistema de almacenamiento de energía para garantizar el suministro en eventos de baja irradiancia u oscuridad.

Este tipo de instalaciones son muy útiles cuando no hay red eléctrica disponible o resulta de muy difícil acceso. Además, en instalaciones aisladas, el array fotovoltaico está sobredimensionado para que durante las horas de sol se pueda garantizar el suministro tanto para el consumo como para la recarga de baterías.

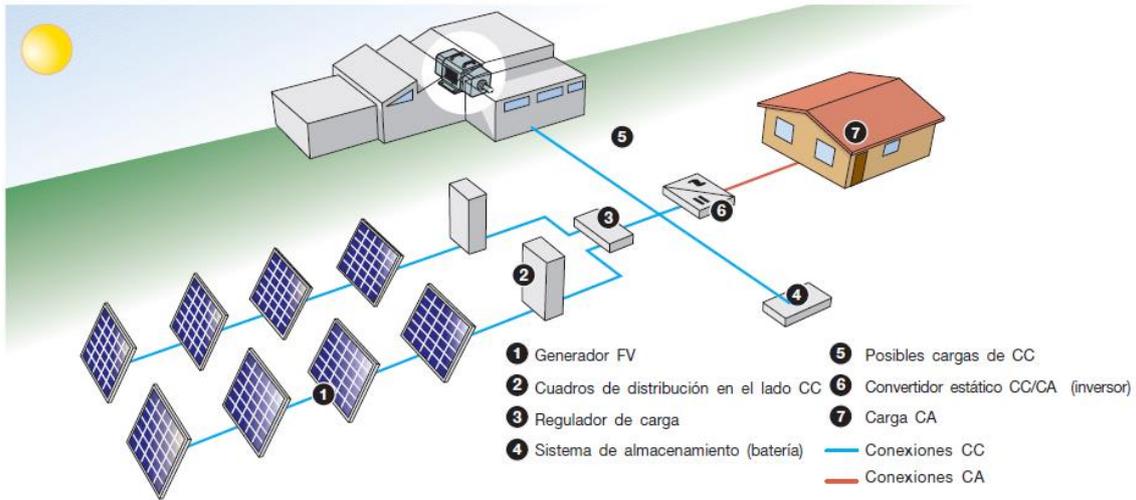


Figura 6. Esquema de una planta fotovoltaica aislada [1]

2.3.2 Instalaciones conectadas a red

Este tipo de instalaciones es para el que está previsto que funcione nuestro inversor. Hay dos tipos de instalaciones de conexión a red:

Por un lado, están las instalaciones domésticas que toman energía de la red cuando la que producen los arrays no es suficiente y la vierten a la red cuando tienen excedente de producción. Por otro lado, tenemos las instalaciones conectadas a red que se dedican exclusivamente a verter energía a la red para obtener dinero.

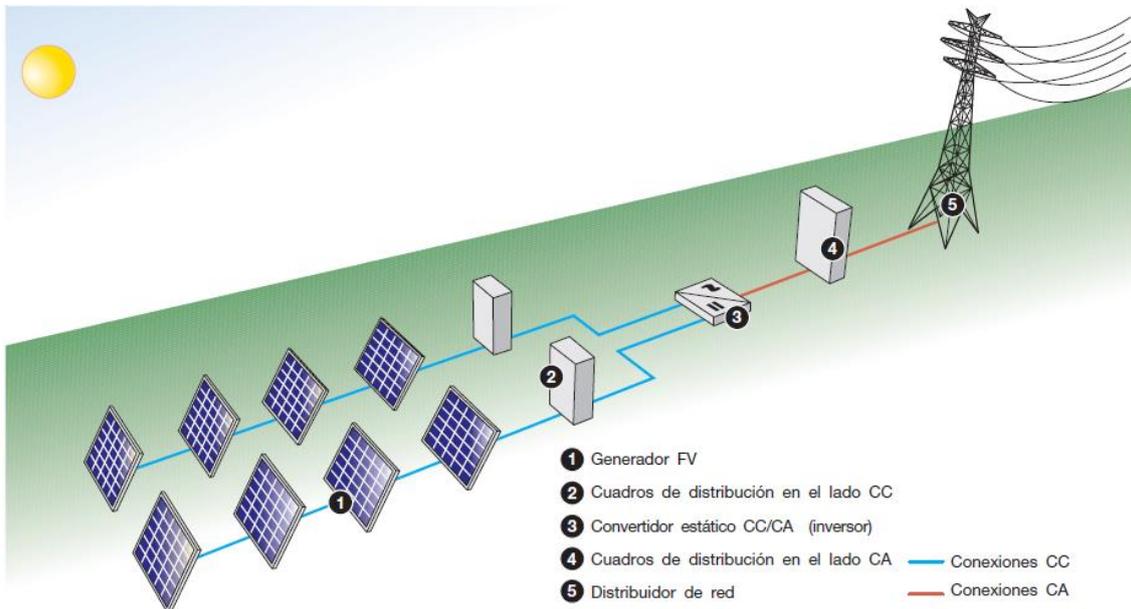


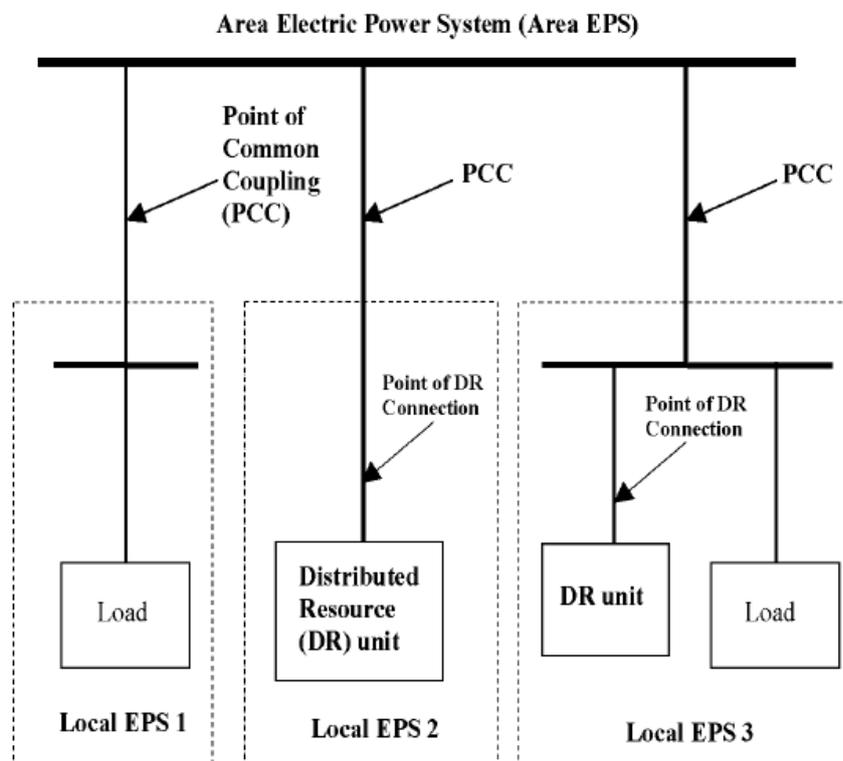
Figura 7. Planta fotovoltaica conectada a red. [1]

En este TFG se va a diseñar el elemento 3 de la figura superior.

3 NORMATIVA A CUMPLIR IEEE 1547

La norma IEEE 1547 establece las especificaciones técnicas y los requerimientos para la interconexión de recursos de generación distribuidos (RD por sus siglas en castellano o DR por sus siglas en inglés) con sistemas eléctricos de potencia (SEP por sus siglas en castellano o EPS por sus siglas en inglés).

Dichos requerimientos tienen que ver con el rendimiento, operación, comprobación, consideraciones de seguridad y el mantenimiento de estas interconexiones. Estos deben cumplirse en el punto de acoplamiento común (PCC), el cual se conoce como el punto donde un SEP local se conecta a una red SEP.



Note: Dashed lines are EPS boundaries. There can be any number of Local EPSs.

Figura 8. Relación de términos de interconexión. Fuente: IEEE 1547

La norma IEEE 1547 aplica a todos los RDs que puedan formar parte de un SEP, con una capacidad agregada de 10 MVA o inferior en el PCC.

- El estándar no define la capacidad máxima de un RD que puede ser conectado a un único PCC o a un alimentador dado.
- El estándar no prescribe todos los requerimientos de operación de un RD.
- El estándar no está dirigido hacia la planificación, diseño, operación o mantenimiento de un SEP.

En nuestro caso, nos afecta especialmente los requerimientos relativos a la calidad de la potencia generada. En concreto, respecto a los armónicos, la norma especifica lo siguiente:

“When the DR is serving balanced linear loads, harmonic current injection into the area EPS at the PCC shall not exceed the limits stated below in Table 3”

Table 3—Maximum harmonic current distortion in percent of current (I)^a

Individual harmonic order h (odd harmonics) ^b	h < 11	11 ≤ h < 17	17 ≤ h < 23	23 ≤ h < 35	35 ≤ h	Total demand distortion (TDD)
Percent (%)	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0

^a I = the greater of the Local EPS maximum load current integrated demand (15 or 30 minutes) without the DR unit, or the DR unit rated current capacity (transformed to the PCC when a transformer exists between the DR unit and the PCC).

^b Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.

Figura 9. Requisitos de emisión de armónicos. Fuente IEEE1547

Los armónicos de corriente son uno de los principales problemas de la electrónica de potencia debido a los problemas que causan en la red, como por ejemplo la disminución del factor de potencia de la red. Al disminuir el factor de potencia, la red pierde capacidad de suministro de potencia activa, por eso las compañías eléctricas penalizan el consumo de potencia reactiva en la factura de la luz.

En el inversor, la forma de generar una salida alterna a partir de una entrada continua se realiza mediante un puente en H formado por 4 interruptores electrónicos (IGBTs) que actúan abriéndose y cerrándose cuando el circuito digital de control que los gobierna se lo ordena. Como resultado de esas aperturas y cierres se genera una onda cuadrada periódica.

Según el principio matemático de las series de Fourier, cualquier señal periódica puede expresarse como una suma infinita de señales senoidales. El primer término de esa suma es conocido como componente fundamental, y el resto, como armónicos de corriente. La componente fundamental es la que transmite toda la potencia. El resto de componentes carecen de utilidad, pero están ahí por la forma en la que se ha generado esa corriente alterna.

La calidad de la corriente alterna generada se mide con un parámetro denominado distorsión armónica total (DAT), el cual indica la cantidad de armónicos presentes en nuestra señal. La DAT se mide evaluando la relación entre el valor eficaz de todos los términos correspondientes a las frecuencias distintas de la fundamental (n≠1), y el valor eficaz del término correspondiente a la frecuencia fundamental (n=1):

$$DAT = \sqrt{\frac{\sum_{n \neq 1}^{\infty} I_{n,RMS}^2}{I_{1,RMS}^2}}$$

Donde RMS es el valor eficaz (Root Mean Square).

El sumatorio que aparece en la expresión expresa todos los armónicos distintos del fundamental, o lo que es lo mismo, la diferencia entre el valor eficaz (que tiene al fundamental y a todos los armónicos) y el valor del fundamental:

$$DAT = \sqrt{\frac{I_{RMS}^2 - I_{1,RMS}^2}{I_{1,RMS}^2}}$$

Como hemos visto, la norma IEEE 1547 Standard nos exige como requisito para poder conectar nuestro inversor a la red que la DAT sea inferior al 5%.

4 EL INVERSOR

Un circuito inversor convierte la corriente continua en alterna. Se puede ver también como una forma de transferir potencia desde una fuente continua a una carga en alterna.

Tradicionalmente, los convertidores de potencia desde una fuente continua a una carga o a la red constan de dos etapas: Una etapa (DC-DC) elevadora previa a la etapa del inversor (DC-AC). Una solución alternativa interesante es utilizar un convertidor de una etapa, eludiendo la etapa DC-DC:

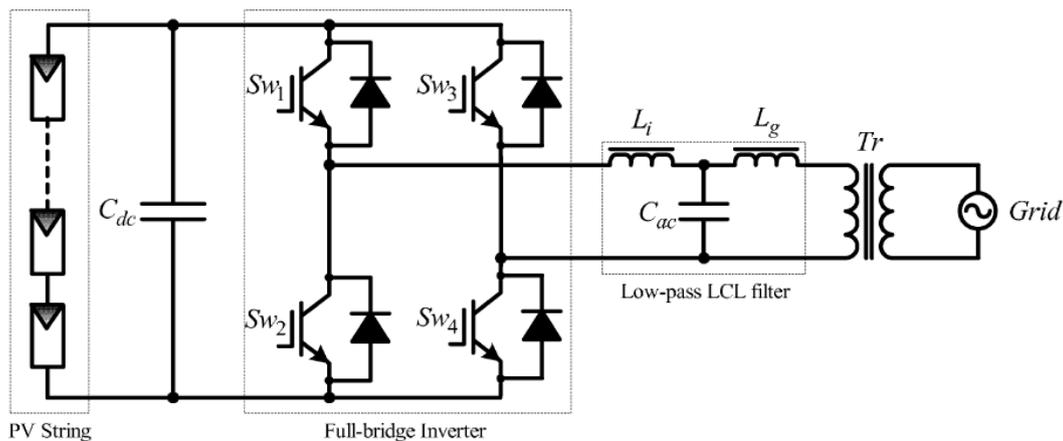


Figura 10. Esquema del inversor de una etapa con filtro de armónicos a la salida. [4]

Para asegurar el nivel de tensión continua necesario a la entrada del inversor, se coloca un condensador en el bus de continua. El convertidor DC-DC requiere varios dispositivos adicionales que añaden pérdidas en conducción, respuesta transitoria más lenta y mayor coste. Por su parte, los convertidores de una sola etapa tienen mejor eficiencia, menor coste y mayor facilidad de implementación. No obstante, con la configuración de dos etapas, el transformador de aislamiento galvánico adquiere un menor tamaño ya que se puede colocar en la etapa DC-DC, que trabaja a alta frecuencia. Esto es importante en aplicaciones en las que el espacio del que se dispone es limitado o el peso importa.

4.1 APLICACIONES Y MOTIVACIÓN

Antes de pasar a explicar el funcionamiento de un inversor, y a modo de estímulo para despertar el interés por esta tecnología, describiremos sus principales aplicaciones.

Una de las más importantes son los SAI (Sistemas de Alimentación Ininterrumpida). Los SAI son esenciales en los hospitales, dado que son capaces de garantizar un flujo constante de energía en eventos de fallo del abastecimiento eléctrico. En los hospitales se trabaja con equipos de precisión que no se pueden permitir tener un corte en el suministro eléctrico, pues para algún paciente puede suponer la diferencia entre la vida y la muerte. Todos los hospitales, además de grupos electrógenos de emergencia, tienen un SAI. Los SAI son unas baterías de reserva de energía para casos de emergencia. Las baterías proporcionan corriente de naturaleza continua, pero la línea eléctrica del hospital está diseñada para corriente alterna, por tanto, se necesita un inversor para hacer este cambio. De este modo, el SAI permite que, en eventos de fallo de

suministro eléctrico, no haya corte de suministro en equipos de vital importancia que están conectados al SAI.

No sólo en el ámbito sanitario, existen otros contextos en los que los SAI juegan un papel crucial. Tuve la oportunidad hace unos meses de visitar una industria química y en el laboratorio me llamó la atención que había unos enchufes de color rojo. Al preguntar, me explicaron que los enchufes rojos iban al SAI. Esto se debe a que hay ensayos que pueden durar varios meses y un corte en el suministro eléctrico provocaría tener que empezar de nuevo, con el consiguiente coste económico y temporal.

Desde entonces, me fijé en que, en la UPV, en algunos laboratorios de diferentes departamentos, también había estos enchufes de color rojo y me confirmaron que estaban conectados al SAI.

Otra aplicación de los inversores muy conocida e importante es la de los variadores de frecuencia utilizados para modificar la velocidad de los motores de corriente alterna. La velocidad de un motor de corriente alterna (revoluciones, n) depende del número de pares de polos (p) y de la frecuencia (f) tal y como describe la siguiente igualdad:

$$n = \frac{60f}{p}$$

Si queremos modificar la velocidad de giro de un motor, necesitamos un rectificador y un inversor. Lo que se hace es primero pasar la corriente alterna a continua mediante el rectificador y después pasar de continua a alterna de la frecuencia necesaria para obtener la velocidad de giro deseada. El inversor nos permite generar corriente alterna de la frecuencia y amplitud que deseemos.

En el caso desarrollado en este documento tenemos unos paneles solares, que son una fuente de corriente continua. Como estos paneles están conectados a la red eléctrica para distribuir la energía que generan, es necesario convertir esa corriente continua que sale de los paneles en corriente alterna que pueda ser aprovechable por la red. Para ello, es necesario que la corriente que inyectamos en la red esté en fase con esta, y tenga una distorsión armónica total muy baja (menor del 5%).

Al observar estas interesantes aplicaciones, creció mi motivación por saber cómo se hace un inversor. Concretamente me fijé en los inversores solares porque me resulta motivador la idea de poder generar energía sin emisiones de efecto invernadero. Creo que la energía solar y la eólica, apoyadas en sistemas de generación de hidrógeno, jugarán un papel muy importante en la transición energética que se necesita llevar a cabo.

4.2 TOPOLOGÍA

El circuito básico de un inversor se conoce como convertidor en puente completo. A partir de una entrada continua, se genera una salida alterna abriendo y cerrando unos interruptores electrónicos de forma coordinada y en un determinado orden, tal y como se representa en la siguiente figura.

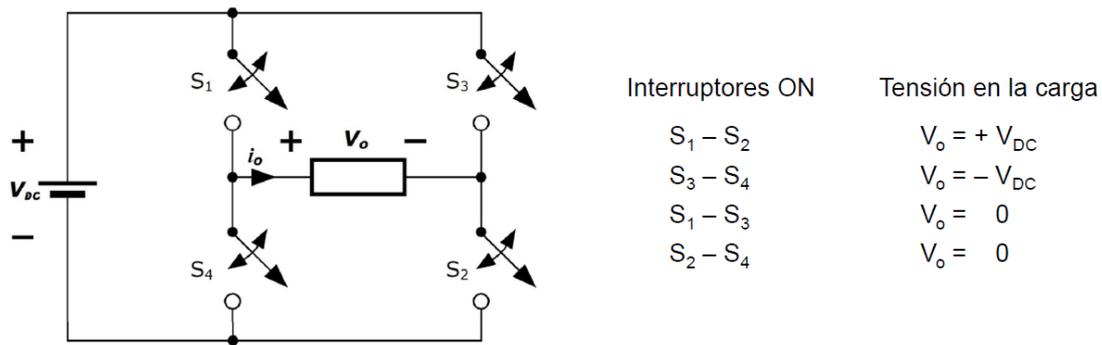


Figura 11. Topología del inversor. [7]

La tensión de salida puede ser $+V_o$, $-V_o$, o cero, en función de qué interruptores están cerrados. Estos interruptores son transistores IGBT, cuyas características explicaremos más adelante en 8.2.

Atendiendo al esquema del circuito en la figura anterior, se debe observar que S_1 y S_4 no deben cerrarse al mismo tiempo, al igual que S_2 y S_3 , pues se produciría un cortocircuito en la fuente. Este fallo por solapamiento se denomina *shoot-through fault*. Cabe recordar, que los interruptores reales no se abren ni se cierran instantáneamente, por lo tanto, para el diseño del control del circuito de disparo debe tenerse en cuenta este tiempo de transición. Este tiempo de transición se conoce también como tiempo muerto o *blanking time*.

En este TFG se ha utilizado el software PSIM para simular las diferentes situaciones necesarias para realizar el diseño del inversor. Hay que mencionar que los esquemas utilizados en PSIM se han obtenido de una de las prácticas de la asignatura “Energía Fotovoltaica y Electrónica de Potencia” impartida en el Departamento de Ingeniería Electrónica de la UPV. Partiendo de ese fichero, se han realizado las modificaciones necesarias para incluir los interruptores reales y la programación en lenguaje C del MPPT. A continuación, se muestra el esquema empleado en PSIM para representar el inversor de la Figura 11. Posteriormente se mostrará el filtro de armónicos.

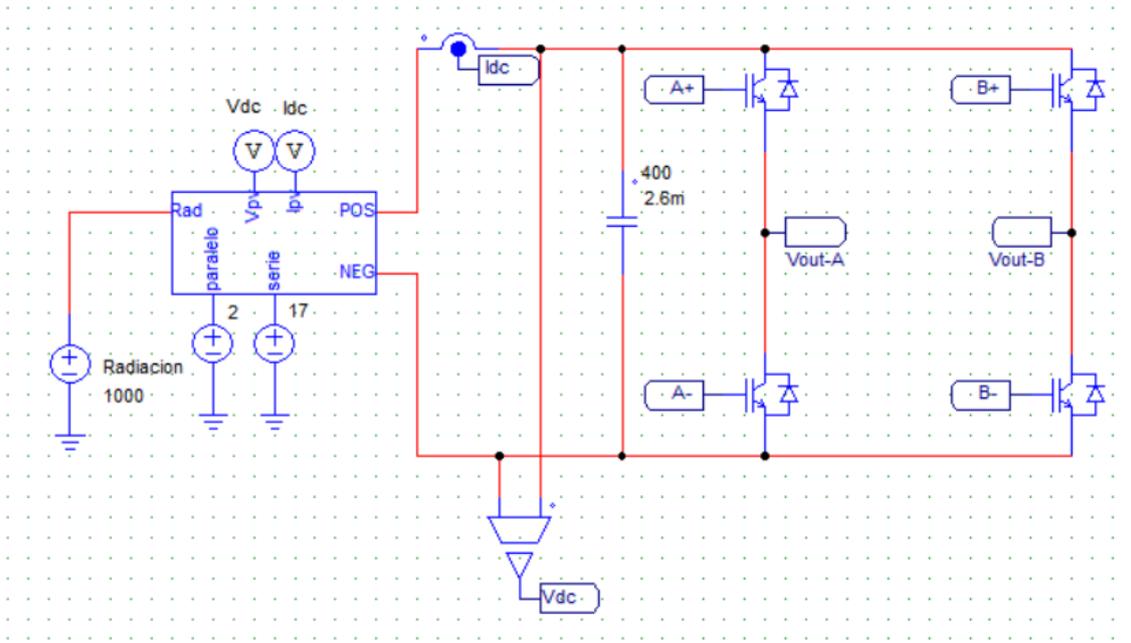


Figura 12. Esquema del inversor en PSIM

Se observa que la fuente de continua que teníamos en la Figura 11 se ha sustituido por un subcircuito que modeliza el comportamiento de los *arrays* fotovoltaicos. Dicho subcircuito es el siguiente:

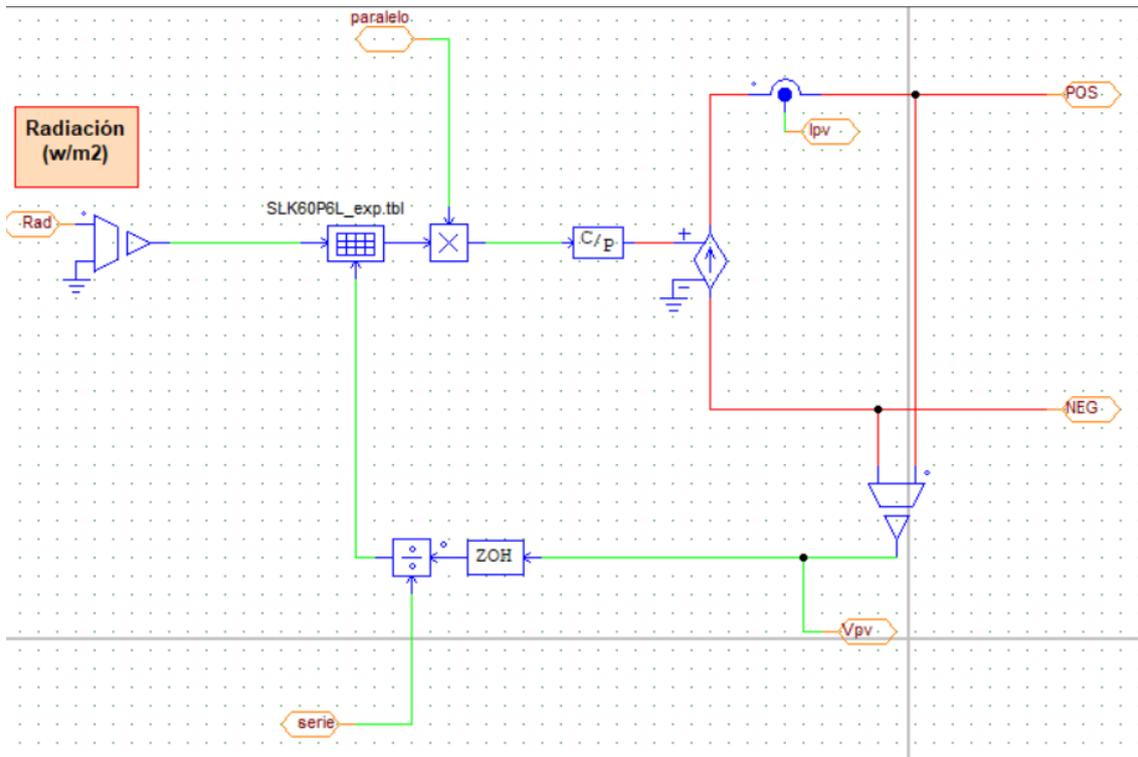


Figura 13. Subcircuito array fotovoltaico

Los datos del módulo fotovoltaico se introducen en la tabla *SLK60P6L_exp.tbl*. En dicha tabla se encuentran los valores de corriente para diferentes niveles de irradiancia. Viene a representar

el fenómeno descrito gráficamente en la Figura 3 en forma de tabla numérica. En aquella figura vimos que la corriente que da el módulo depende de la irradiancia incidente sobre el panel. De este modo, el programa escoge el valor de corriente en función del nivel de irradiancia que reciba y la tensión de los paneles.

4.3 MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO

Existen diversas técnicas para generar una salida senoidal a partir de una fuente continua. Nos centraremos en explicar la técnica de modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés) por ser la que usaremos en nuestro inversor.

El objetivo de cualquier técnica de modulación es conseguir una distorsión armónica total (DAT) lo más baja posible. La PWM cumple con los requisitos de DAT exigidos por las normativas con mayor facilidad que otras técnicas de modulación como pueda ser la de onda cuadrada. Aunque una salida de PWM en general tiene una DAT elevada, los armónicos que tiene se producen a una frecuencia elevada. Esto es una gran ventaja, pues los armónicos de alta frecuencia se filtran más fácilmente que los de baja, por lo que los componentes del filtro podrán adquirir un menor tamaño y coste. Otra ventaja importante es que se puede controlar mejor la amplitud de salida. Como desventajas hay que decir que también hay más pérdidas en forma de calor debido a la conmutación a alta frecuencia. El circuito de control de los interruptores IGBTs se vuelve también más complejo. El control de los interruptores requiere de una señal de referencia, que es la señal que envía el control de corriente y una señal portadora con forma de onda triangular, que controla la frecuencia de conmutación.

4.3.1 Definiciones

1. Índice de modulación en frecuencia, m_f : relación entre las frecuencias de la señal portadora y la de referencia:

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{seno}}$$

La serie de Fourier de la tensión de salida tendrá una frecuencia fundamental igual a la frecuencia de la señal moduladora. Los armónicos existen en y alrededor de los múltiplos de la frecuencia de conmutación. Los valores de algunos armónicos son bastante grandes, a veces incluso mayores que la componente fundamental. Sin embargo, como se dan a frecuencias altas, es fácil eliminarlos con un simple filtro paso bajo (una bobina). Al aumentar la frecuencia de la portadora, aumenta la frecuencia a la que se producen los armónicos.

2. Índice de modulación en amplitud m_a : relación entre las amplitudes de la señal de referencia y la triangular:

$$m_a = \frac{V_{m,seno}}{V_{m,tri}}$$

Si $m_a \leq 1$, la amplitud de la frecuencia fundamental de la tensión de salida es proporcional a m_a , es decir: $V_1 = m_a \cdot V_{cc}$

Esto es muy importante porque así la amplitud del armónico fundamental de salida está controlada por m_a .

4.3.2 PWM unipolar

En la siguiente figura se ilustra el principio de funcionamiento de la PWM unipolar:

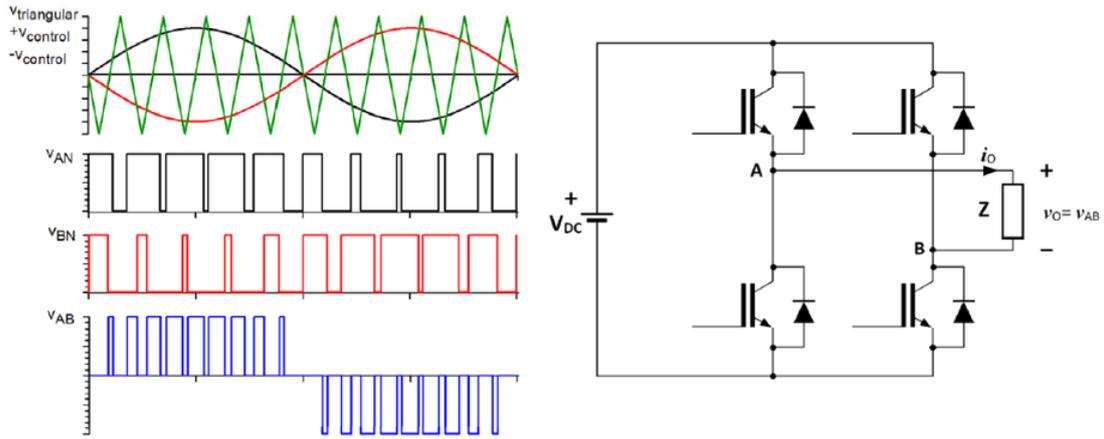


Figura 14. PWM unipolar. [7]

En PSIM se implementa del siguiente modo:

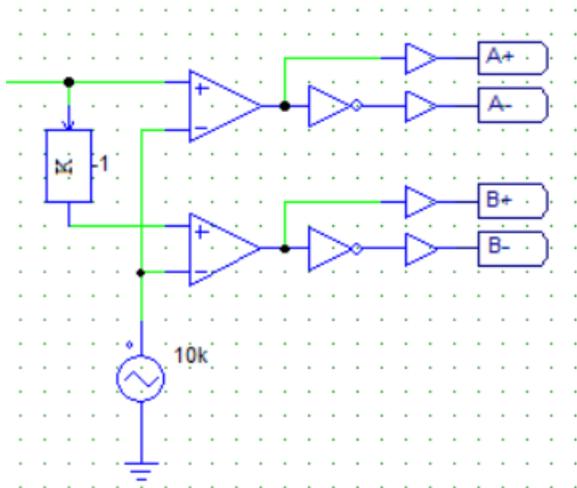


Figura 15. Control de los interruptores en PSIM

Por la izquierda entra la señal moduladora, que viene del lazo de corriente. Mediante comparadores se observa la diferencia entre dicha señal y la señal portadora triangular. Por ejemplo, si la moduladora está por encima de la triangular, a la salida del comparador de arriba tendremos un 1 lógico que activará A+. A- no se activará porque lleva una puerta NOT delante, por lo que el interruptor que lo activa recibe un 0 lógico. Véase Figura 12 para ver nombre de cada interruptor.

Para generar la señal $-V_{control}$ se añade una rama con ganancia -1 y se compara con la triangular.

5 DISEÑO DEL FILTRO LCL

5.1 NECESIDAD DE INCORPORAR UN FILTRO PARA LA CONEXIÓN A RED.

En los inversores controlados por tensión, como es nuestro caso, el filtro de conexión a red tiene fundamentalmente dos propósitos. Por una parte, para garantizar el correcto funcionamiento cuando el convertidor está conectado a la red, debe dominar la parte inductiva sobre la capacitiva para minimizar el consumo de potencia reactiva para que la corriente que inyectamos a la red esté en fase con la tensión de red. Por otra parte, como avanzábamos en la sección anterior, sabemos que este tipo de convertidores generan tensiones armónicas de PWM. Estas tensiones pueden provocar la aparición de corrientes armónicas fluyendo hacia la red, las cuales pueden afectar a cargas o equipos sensibles, además de incrementar las pérdidas de potencia. En consecuencia, es necesario eliminar los armónicos para inyectar a la red corriente senoidal de 50 Hz pura. Desarrollando en serie de Fourier la tensión alterna a la salida del inversor:

$$v_{inv}(t) = V_1 \cdot \text{sen}(\omega t + \varphi_1) + \sum_{k \neq 1}^{\infty} V_k \cdot \text{sen}(k\omega t + \varphi_k)$$

De todos estos términos nos interesa quedarnos únicamente con el fundamental, que es el único que transmite potencia. El filtro nos servirá para eliminar las componentes armónicas de alta frecuencia.

Los estándares de la red (como la norma IEEE 1547) son muy estrictos en las limitaciones para frecuencias por encima de cierto límite. Por tanto, es necesario incorporar un filtro pasa bajos. La solución más extendida es el filtro LCL (dos inductores y un condensador), ya que, al ser de tercer orden, provoca una atenuación de 60 dB/década para frecuencias superiores a su frecuencia de resonancia. En , al desarrollar la función de transferencia del filtro se verá la justificación matemática de la anterior afirmación.

El inconveniente respecto al filtro L que se usaba tradicionalmente para inversores de entre 1 y 5 kW es la frecuencia de resonancia que en este tipo de filtros se produce. Esta frecuencia puede producir problemas de estabilidad en el sistema y por ello se requiere del diseño de una estrategia de control especial, cuyo diseño abordaremos en la sección 6. Los armónicos de frecuencias bajas no se pueden eliminar con este filtro, porque filtraríamos también la componente de 50 Hz. El filtrado de los armónicos de baja frecuencia se realiza mediante reguladores P+Resonantes cuyo diseño se explica en la sección 6.1.

La topología del filtro LCL se puede ver en la Figura 10. El transformador de conexión a red se utiliza para aislamiento galvánico. Los paneles fotovoltaicos presentan corrientes de fugas a tierra debido a las capacidades parásitas. Esto, a parte de una pérdida de energía, supone un peligro para personas o animales que entren en contacto con un panel. Para evitar esto es necesario colocar un transformador entre el filtro de salida y la red. La inductancia de dispersión de este transformador varía en función de lo cargada que esté la red. Si circula mucha corriente se acerca más a la zona de saturación del material ferromagnético del núcleo y por lo tanto disminuye L_g . Al disminuir L_g fluirán menos corriente por la rama RC y por tanto se filtrarán menos armónicos. Por ello, es necesario validar el filtro para un rango de variación amplio de esta inductancia.

5.2 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL FILTRO LCL

Del esquema mostrado en la Figura 10, nos centraremos ahora en la parte del filtro:

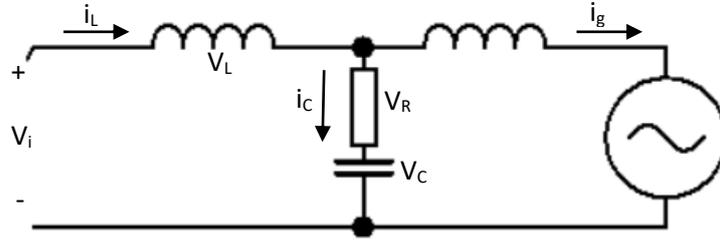


Figura 16. Esquema del filtro LCL con nomenclatura utilizada para obtener FDT

5.2.1 Relación entre la corriente inyectada a la red y la tensión a la salida del inversor

$$G_{LCL}(s) = \frac{i_g}{v_i}$$

$$i_L = i_g + i_c \quad v_i = v_L + v_R + v_C$$

$$Z_L = L\omega j = Ls; \quad Z_C = \frac{1}{C\omega j} = \frac{1}{Cs}; \quad Z_{Lg} = L_g s$$

$$v_L = i_L \cdot Z_L; \quad v_R = i_c \cdot R; \quad v_C = i_c \cdot Z_C$$

$$v_i = i_L \cdot Z_L + i_c \cdot (R + Z_C); \quad v_i = i_L \cdot Ls + i_c \cdot \left(R + \frac{1}{Cs}\right); \quad v_R + v_C = v_{Lg}$$

$$i_c \cdot \left(R + \frac{1}{Cs}\right) = i_g \cdot L_g \cdot s; \quad i_c = \frac{1}{R + \frac{1}{Cs}} \cdot i_g \cdot L_g s$$

$$v_i = i_L \cdot Ls + \frac{i_g \cdot L_g s}{R + \frac{1}{Cs}} \cdot \left(R + \frac{1}{Cs}\right)$$

$$v_i = (i_g + i_c)Ls + i_g \cdot L_g s = \left(i_g + \frac{i_g \cdot L_g s}{R + \frac{1}{Cs}}\right) \cdot Ls + i_g \cdot L_g s$$

$$v_i = i_g \cdot Ls + \frac{i_g \cdot L_g \cdot L \cdot s^2}{R + \frac{1}{Cs}} + i_g \cdot L_g s = i_g \cdot \left(Ls + L_g s + \frac{L_g L s^2}{R + \frac{1}{Cs}}\right)$$

$$\frac{i_g}{v_i} = \left(Ls + L_g s + \frac{L_g L s^2}{R + \frac{1}{Cs}}\right)^{-1} = \frac{RCs + 1}{L_g L C s^3 + (R L_g C + R L C) s^2 + (L_g + L) s}$$

Como vemos, se obtiene una función de tercer orden, con lo que la atenuación tras la frecuencia de resonancia será de -60 dB/dec. Realizaremos unas modificaciones para expresar la FDT en forma canónica:

$$\begin{aligned} \frac{RCs + 1}{L_g L C s^3 + RC(L_g + L)s^2 + (L_g + L)s} &= \frac{1}{sL} \cdot \frac{RCs + 1}{L_g C s^2 + RC\left(\frac{L_g}{L} + 1\right)s + \frac{L_g}{L} + 1} \cdot \frac{1/L_g}{1/L_g} \\ &= \frac{1}{sL} \cdot \frac{\frac{R}{L_g}s + \frac{1}{L_g C}}{s^2 + \left(\frac{R}{L} + \frac{R}{L_g}\right)s + \frac{1}{LC} + \frac{1}{L_g C}} \end{aligned}$$

La forma canónica de 2º orden tiene la forma $s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$

$$\text{Por tanto: } \omega_n = \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{1}{L_g C}} = \sqrt{\frac{L_g + L}{L \cdot L_g}} = \omega_{res}$$

5.2.2 Relación entre la corriente inyectada a la red y la corriente de salida del inversor

Es interesante estudiar la relación $\frac{i_g(s)}{i_L(s)}$ para tener más información sobre cómo está funcionando el filtro.

Si observamos que el circuito de la Figura 16 es un divisor de intensidades:

$$\begin{aligned} i_g &= i_L \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}, \quad Z_1 = R + \frac{1}{Cs}, \quad Z_2 = L_g s \\ \frac{i_g}{i_L} &= \frac{R + \frac{1}{Cs}}{R + \frac{1}{Cs} + L_g s} = \frac{1 + RCs}{s^2 \cdot C \cdot L_g + RCs + 1} \cdot \frac{1/L_g C}{1/L_g C} = (1 + RCs) \cdot \frac{1/L_g C}{s^2 + \frac{R}{L_g} s + \frac{1}{L_g \cdot C}} \end{aligned}$$

Se trata de un sistema de segundo orden, por lo tanto:

$$\begin{aligned} \omega_n &= \sqrt{\frac{1}{L_g C}} \\ 2\xi\omega_n &= \frac{R}{L_g}; \quad \xi = \frac{R}{2\omega_n L_g} = \frac{R}{2 \cdot \sqrt{\frac{1}{L_g C}} \cdot L_g} = \frac{R\sqrt{L_g C}}{2L_g} = \frac{RC}{2\sqrt{L_g C}} \end{aligned}$$

El factor de calidad del filtro se define como: $Q = \frac{1}{2\xi}$; $Q(dB) = 20 \cdot \log(Q)$

El valor de R influye en la estabilidad del control, siendo mejor cuanto mayor es su valor. Por contra, si aumentamos el valor de R, disminuye el factor de calidad del filtro. Además, cuanto mayor sea su valor, se filtrarán menos armónicos como consecuencia del aumento de impedancia en la rama RC. A continuación, ilustramos cómo afecta el valor de R al factor de calidad del filtro representando $\frac{i_g}{i_L}$:

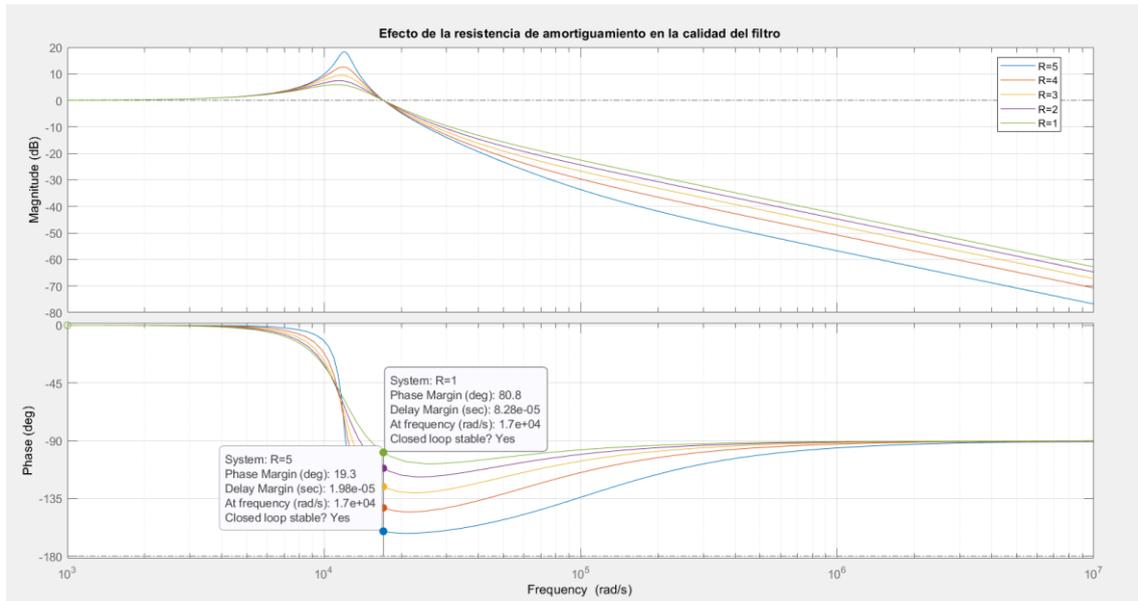


Figura 17. Influencia de la resistencia de amortiguamiento en el factor de calidad del filtro

Se observa que con R=5 se filtra mejor (gráfica en azul), pero se tiene un margen de fase menor, de 19'3º frente a los 80'8º que tenemos con R=1. Tener más margen de fase facilita la estabilidad del lazo de control de corriente. Por lo tanto, vemos que, si queremos maximizar el filtrado, empeoramos la estabilidad, y viceversa.

5.3 CRITERIOS DE DISEÑO

5.3.1 Inductancia del filtro

Para la selección de la inductancia del filtro, el criterio ha sido limitar su impedancia por unidad al 5% a 50 Hz. Interesa que esta inductancia sea lo más pequeña posible para que no consuma demasiada potencia de la que saca el inversor, que impediría que a la red llegasen los 5'2 kW que queremos. Es decir, buscamos que $|\omega L| \ll Z_b$

$$Z_{L,p.u.} \cong 0'05 \quad \frac{\omega L}{Z_b} \cong 0'05 \rightarrow L \cong \frac{0'05 \cdot Z_b}{\omega} = 1'62 \text{ mH}$$

Este inductor normalmente se fabrica por encargo. Tenemos fabricantes de inductores como Eremu, Torytrans o Würth Elektronik. Indicando las características que buscamos fabrican el producto a medida y nos lo envían. Se puede pedir que las pérdidas no superen un cierto valor. Estas pérdidas contienen las pérdidas por conducción y por histéresis. En función de lo exigentes que seamos con estas pérdidas, la bobina tendrá que fabricarse con un material ferromagnético más caro o más barato. Fijamos este valor de pérdidas en 10 W. Este dato lo retomaremos en el estudio térmico en la sección 8.4

Los puntos de partida de nuestro diseño son $L = 1'62 \text{ mH}$ y $C_f = 6'87 \mu\text{F}$. A partir de estos valores realizaremos un estudio en frecuencia del comportamiento del filtro realizando variaciones del valor del condensador, en caso necesario, hasta conseguir el comportamiento que deseamos.

5.3.2 Condensador del filtro

Para el condensador tenemos dos criterios de diseño que cumplir a la vez. Por una parte, hay que diseñarlo para que absorba poca potencia reactiva de la red, y por otra, hay que diseñarlo para que el filtrado sea efectivo.

5.3.2.1 Criterio de consumo de potencia reactiva bajo

Por el hecho de estar conectado a la red, la corriente que circula por el condensador supone un consumo de reactiva:



Figura 18. Red con condensador

$$V_g = I_c \cdot \frac{1}{j\omega C_f} \rightarrow I_c = j\omega C_f \cdot V_g$$

Donde V_g es la tensión de red, I_c es la corriente por el condensador y C_f es el condensador del filtro.

Vemos que si C_f aumenta, I_c también, y por tanto, aumentará también la potencia reactiva Q ($Q = X_C \cdot I_c^2$). Entonces, interesa que C_f sea lo más pequeña posible (desde el punto de vista de la potencia reactiva).

Hemos utilizado para la preselección de C_f el criterio de diseño basado en la potencia reactiva. En [13] se propone hacer $Z_{C_f} \geq 10\% p. u.$ respecto a Z_b para limitar la absorción de reactiva. Para la impedancia base, tomamos la tensión de la red y la potencia nominal del inversor:

$$Z_b = \frac{E_n^2}{P_n} = \frac{(230 V)^2}{5200 W} = 10'17\Omega$$

$$\left| \frac{1}{j\omega C_f} \right| \geq 0'1 \quad \frac{1}{\omega C_f Z_b} \geq 0.1 \rightarrow C_f \leq \frac{1}{0.1\omega Z_b} = (\omega = 2\pi \cdot 50; Z_b = 10'17\Omega) = 3'1mF$$

Según el criterio de diseño de bajo consumo de potencia reactiva, el condensador no debe ser mayor que 3'1 mF. El mínimo valor lo marcará el criterio del filtrado.

5.3.2.2 Criterio de filtrado de armónicos

El segundo criterio se manifiesta desde el punto de vista del filtrado. Para que el filtro sea efectivo nos interesa una C_f lo más grande posible, ya que así disminuirá la impedancia de la rama RC y podrá absorber armónicos en una banda de frecuencias mayor.

Por la rama del condensador sólo pasan corrientes de los armónicos de alta frecuencia porque la impedancia en el condensador es:

$Z_{C_f} = \frac{1}{C\omega}$ Para ω pequeña, Z_{C_f} es grande y por lo tanto queda la rama como un circuito abierto. Conforme aumentamos la frecuencia, Z_{C_f} se va volviendo cada vez más pequeña absorbiendo más corriente conforme mayor es la frecuencia de los armónicos, permitiendo que $i_g \cong i_L$

El objetivo umbral de diseño del filtro es conseguir que la frecuencia de resonancia del filtro esté un orden de magnitud por encima de la frecuencia de la red, para que no filtre la componente fundamental de la corriente de salida del inversor, es decir: $2\pi f_{grid} \ll \omega_{res}$. Entonces:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{1}{(L // L_g)C}} \gg 2\pi f_g \rightarrow \frac{1}{(L // L_g)C} \gg (2\pi f_g)^2 \rightarrow L // L_g \ll \frac{1}{(2\pi f_g)^2 \cdot C}$$

Para filtrar los armónicos: $\omega_{res} < \frac{2\pi f_{switch}}{2}$ (2,3, hasta 10 veces)

$$\sqrt{\frac{1}{(L // L_g)C}} < \pi f_{sw} \rightarrow \frac{1}{(L // L_g)C} < (\pi f_s)^2 \rightarrow (L // L_g) > \frac{1}{(\pi f_{sw})^2 \cdot C}$$

De las dos condiciones anteriores obtenemos:

$$C \ll \frac{1}{(2\pi f_g)^2 \cdot (L // L_g)} \text{ (Máximo valor para } C \text{)}$$

$$C > \frac{1}{(\pi f_{sw})^2 \cdot (L // L_g)} \text{ (Mínimo valor de } C \text{)}$$

Como comentábamos al final de la sección 5.1, para diseñar tendremos que tener en cuenta las variaciones de inductancia de dispersión que a lo largo del tiempo que el inversor está conectado a la red se pueden dar en ella. Hemos considerado variaciones de L_g en el rango de $\left[\frac{L}{10}, 2L\right]$.

Para el filtrado de los armónicos, la situación más desfavorable se da cuando L_g es la más baja posible (en nuestro caso, $\frac{L}{10}$). Partiremos de esta situación para elegir el valor de C mínimo que cumple con las especificaciones de diseño.

La frecuencia de conmutación puede ir entre 10 kHz y 20 kHz. El caso más desfavorable es cuando la frecuencia de conmutación es de 10 kHz, ya que los armónicos se producirán en un espectro de frecuencias más bajo y por tanto será más difícil filtrarlos que si se produjeran a frecuencias mayores. Por otra parte, las pérdidas en el inversor aumentan con la frecuencia de conmutación. Si elegimos una frecuencia demasiado elevada, podemos sobrecalentar los IGBTs y destruirlos. En la sección 8 se realiza un estudio térmico para comprobar temperaturas alcanzadas en la unión y poder elegir los radiadores adecuados. También hay un criterio de confort a la hora de elegir la frecuencia de conmutación, pues 10 kHz es audible para el ser humano, mientras que 16 kHz, no.

Así, tendríamos un valor de C mínimo según criterio de filtrado de:

$$C_{10 \text{ kHz}} > \frac{1}{(\pi \cdot f_s)^2 \cdot \frac{L}{11}} = \frac{1}{(\pi \cdot 10^3)^2 \cdot \frac{1'62 \cdot 10^{-3}}{11}} = 6'87 \mu\text{F}$$

Si elegimos una frecuencia de conmutación de 16 kHz, tendremos:

$$C_{16 \text{ kHz}} > \frac{1}{(\pi \cdot f_s)^2 \cdot \frac{L}{11}} = \frac{1}{(\pi \cdot 16000)^2 \cdot \frac{1'62 \cdot 10^{-3}}{11}} = 0'27 \mu\text{F}$$

El máximo valor admisible para el condensador será independiente de la frecuencia de conmutación:

$$C < \frac{1}{(2\pi \cdot 50)^2 \cdot \frac{1'62 \cdot 10^{-3}}{11} \cdot 10} = 6'88 \text{ mF}$$

Donde el 10 es un factor de reducción del tamaño de condensador que hemos aplicado a modo de coeficiente de seguridad. No obstante, el valor máximo del condensador es más restrictivo por parte del criterio de potencia reactiva: $C_{m\acute{a}x} < \min[3'1, 6'88] \text{ mF} = 3'1 \text{ mF}$

5.4 RESPUESTA EN FRECUENCIA EN MATLAB

5.4.1 Frecuencia de conmutación de 10 kHz

Tras realizar la preselección de valores del filtro, hemos introducido la función de transferencia del filtro en Matlab para estudiar la respuesta en frecuencia y comprobar si cumple o no especificaciones de diseño. De los cálculos teóricos descritos recientemente, sabemos que para una frecuencia de conmutación de 10 kHz el condensador debe tener un valor entre 6'87 μF y 3'1 mF.

Para el análisis, hemos dividido el rango de valores posibles de L_g en 5 intervalos equiespaciados linealmente y hemos analizado su respuesta en frecuencia en Matlab. $L_g \in \left[\frac{L}{10}, 2L\right]$

Hemos optado por valores bajos de C para las pruebas, ya que, para los valores más altos, se observa que la circulación de corriente por la rama RC es elevada, obteniendo un buen filtrado, pero con pérdidas de potencia demasiado elevadas.

Para el valor mínimo del condensador, la impedancia de la rama RC será máxima y, por tanto, sus pérdidas serán mínimas. Lógicamente, cuanto mayor es la impedancia, menos corriente circula a su través, pues la caída de tensión en la misma viene impuesta por la tensión de la red monofásica a la que se conecta la salida del inversor.

Comprobaremos en PSIM con una red monofásica ideal y con interruptores ideales si con el valor mínimo de condensador es suficiente para cumplir con la norma IEEE 1547 de emisión de armónicos ($DAT < 5\%$). Partiendo de $C=8 \mu\text{F}$, $L=1'6 \text{ mH}$ y $R=3$ se obtiene una DAT del 0'9%. Por tanto, tenemos margen hasta llegar al 5% límite. No obstante, trataremos de no superar el 2% porque en etapas posteriores, simularemos con una red distorsionada y con interruptores reales. Reducir el tamaño del inductor nos permitirá reducir peso, volumen y pérdidas. Iterando valores, hemos decidido adoptar los siguientes valores:

$$L = 1'2mH, R = 3 \Omega, C = 10 \mu F$$

Con los que se obtiene una DAT del 1'5 % en condiciones de red fuerte. La respuesta en frecuencia para diferentes valores de inductancia de dispersión se puede ver en la siguiente figura:

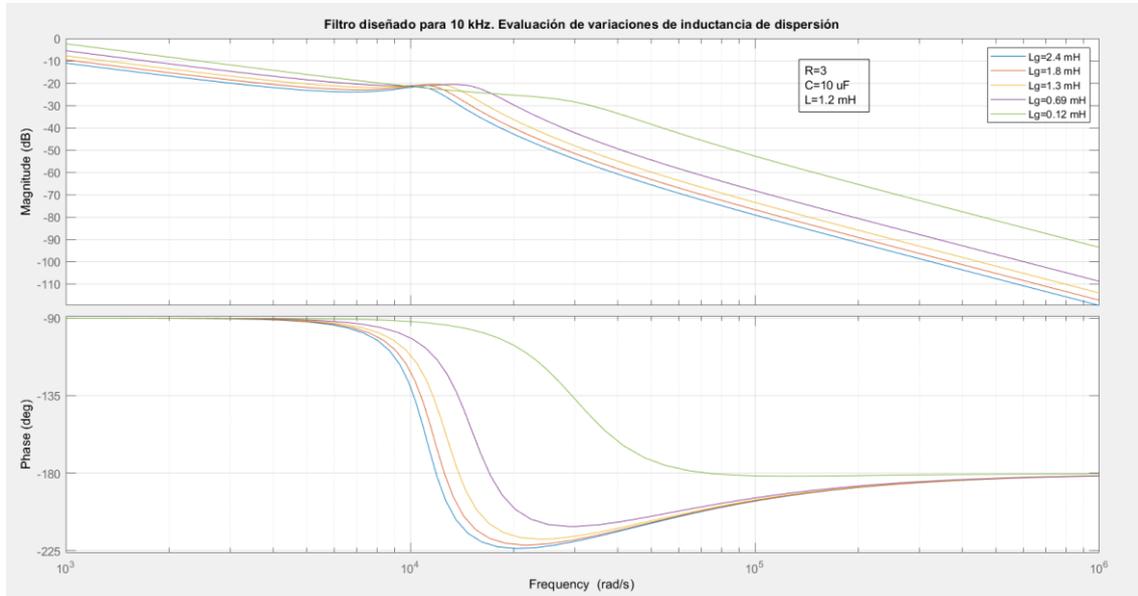


Figura 19. Filtro diseñado para 10 kHz ante variaciones de inductancia de dispersión

A continuación, se muestra el detalle de la superposición de la corriente de salida del inversor y la corriente inyectada a la red:

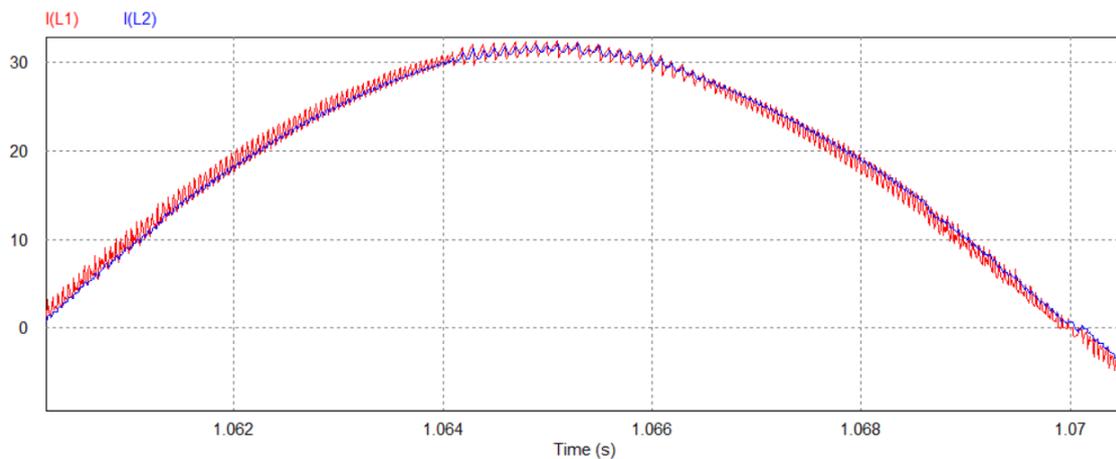


Figura 20. Detalle del filtrado de la corriente de salida del inversor

La gráfica en rojo es la corriente de salida del inversor, y la gráfica en azul es la corriente inyectada a la red tras el filtrado. Se observa que la gráfica azul, alrededor del valor de pico, presenta menos oscilaciones debido a que tiene menos armónicos.

Se ha simulado con una red ideal sin armónicos porque los armónicos que suele llevar la red son de baja frecuencia y el filtro LCL no los puede filtrar sin filtrar también la componente de 50 Hz.

Cuando se diseñe el control de corriente, se simulará con una red distorsionada. Se comprueba también que la corriente inyectada está en fase con la tensión de la red ideal:

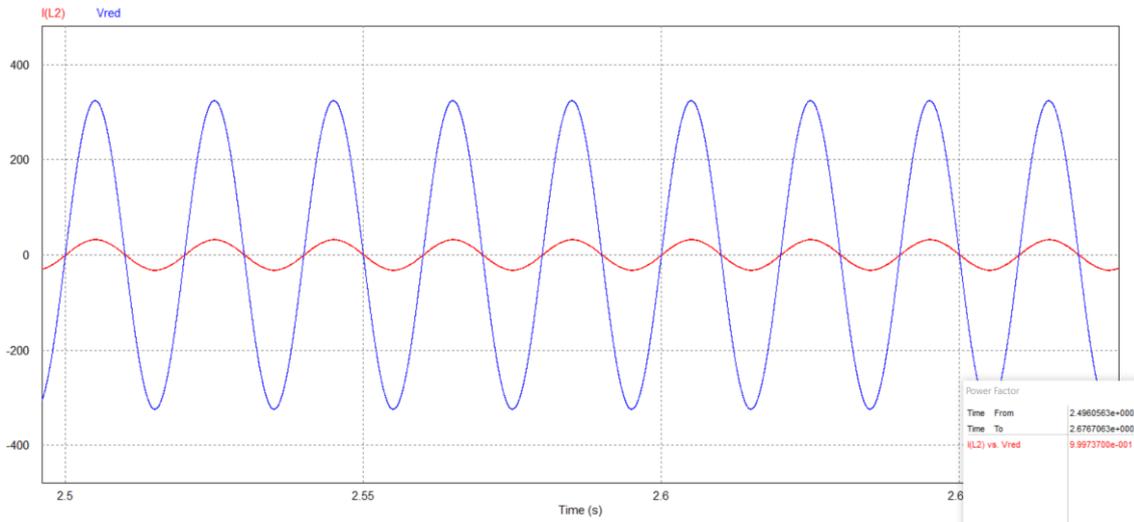


Figura 21. Factor de potencia con red ideal para $f_s=10$ kHz

Se ha ampliado la gráfica para poder apreciar que la corriente inyectada y la tensión de red están en fase, con un factor de potencia del 99%, lo cual cumple especificaciones de diseño (FP>98%).

5.4.2 Frecuencia de conmutación 16 kHz

Ahora el condensador puede tomar valores entre 0'27 μ F y 3'1 mF. Orientativamente, necesitamos:

$$\omega_{res} < \frac{2\pi \cdot 16000}{2} = 50265 \text{ rad/s}$$

Con $C=3\mu$ F, $L=1'62$ mH y $R=5$, y condiciones de red débil ($L_g = L/10$), tenemos una DAT de 0'8 %. Tenemos mucho margen hasta el 5% máximo permitido.

Podemos reducir el tamaño de la bobina. Eligiendo un filtro con $L=0'8$ mH, $C=5 \mu$ F y $R=3$ se obtiene una DAT del 1'5% en PSIM. La respuesta en frecuencia para variaciones de inductancia de dispersión se muestra a continuación:

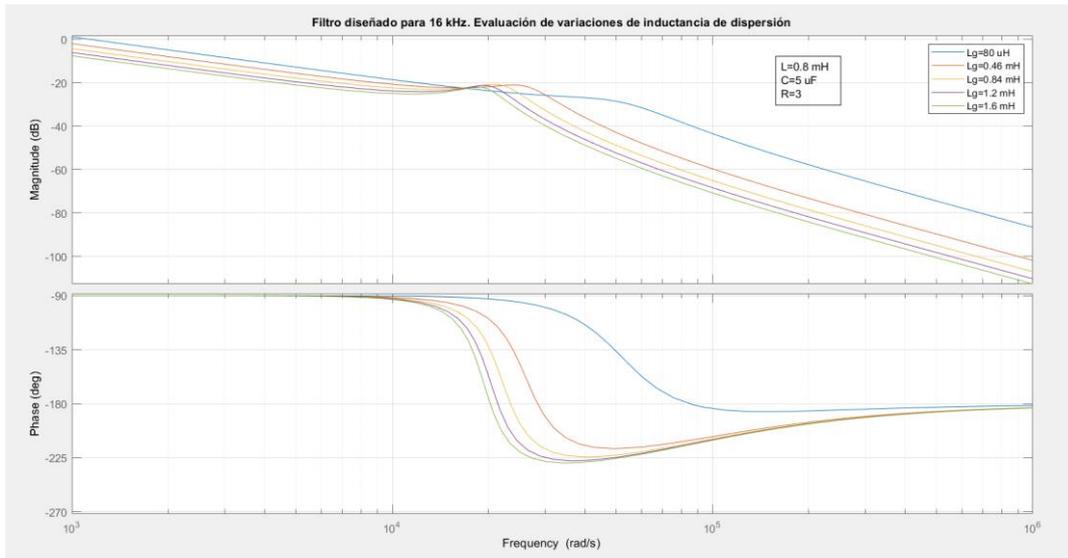


Figura 22. Filtro diseñado para $f_s = 16$ kHz. Variaciones de inductancia de dispersión

5.5 VALORES DE DISEÑO OBTENIDOS PARA EL FILTRO LCL

Resumiendo, los valores del filtro obtenidos tras el estudio son:

	L (mH)	C (μ F)	R (Ω)	DAT (%)
$f_s = 10$ kHz	1,2	10	3	1,5
$f_s = 16$ kHz	0,8	5	3	1,5

En [17] encontramos condensadores de película de polipropileno de 10 μ F por un precio de 8'24 € y condensadores de 5 μ F por 5'84 €.

Simulando en PSIM en condiciones de red fuerte podemos ver la corriente por la rama RC y calcular pérdidas:

	R (Ω)	I _{rms} (A)	P (W)
$f_s = 10$ kHz	3	1,17	4,1
$f_s = 16$ kHz	3	1,22	4,5

En [17] podemos encontrar resistencias de 3 Ω y que soporten 5 W por un precio de 0'8 €.

Sobre la bobina hemos comentado en 5.3.1 los fabricantes que hay a los que se tiene que pedir presupuesto para saber el precio, ya que son productos fabricados por encargo. Lo mismo se puede decir para el transformador de aislamiento galvánico de conexión a red.

6 ESTRATEGIA DE CONTROL

La estrategia de control a implementar se explica en varios artículos de la bibliografía, como por ejemplo en [4] y se puede resumir en el siguiente esquema.

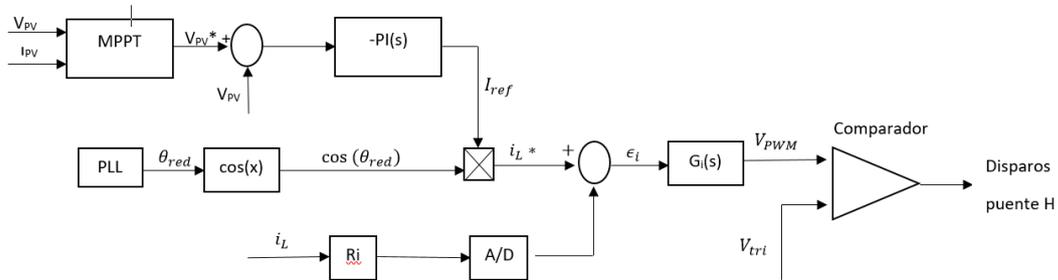


Figura 23. Esquema de la estrategia para el control

En la ETSII nos han enseñado numerosas técnicas para diseñar controladores: lugar de las raíces, con métodos semiempíricos, o con herramientas como el autotuning de Simulink. Para los sistemas que hay que controlar en este TFG, resulta más adecuado el diseño en frecuencia. En este TFG he tenido la oportunidad de aprender a diseñar en frecuencia, sirviéndome para ampliar mis conocimientos de control de sistemas.

En la siguiente figura se puede observar la implementación de la estrategia de control en PSIM

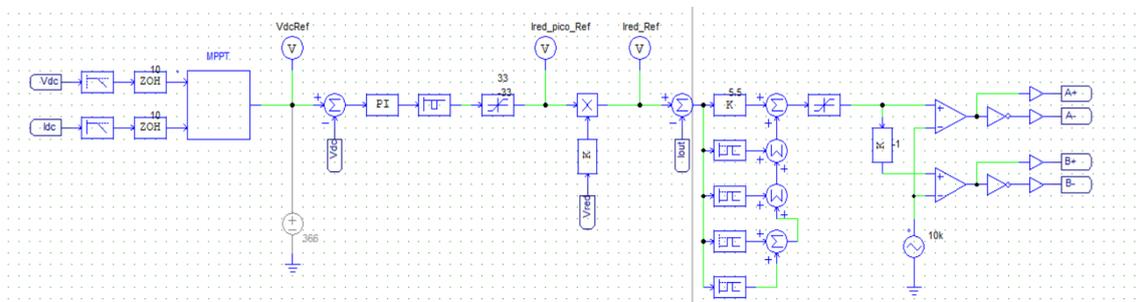


Figura 24. Estrategia de control en PSIM

El control comienza con el registro de la tensión y corriente en el bus de continua. Esta información la recibe el MPPT, el cual, mediante el algoritmo Perturbar y Observar da la tensión del punto de máxima potencia, que es la tensión de referencia para el lazo de control de tensión.

La tensión de referencia del MPPT entra al controlador PI y al Notch a 100 Hz para eliminar la componente de 100 Hz en tensión que viene del condensador de continua. De este lazo de control sale el valor de pico de la corriente de salida del inversor de referencia, ($I_{red,pico,ref}$). Se ha previsto también un antiwind-up que limita la acción de control a ± 33 para prevenir el sobrecalentamiento de los interruptores.

La corriente inyectada a la red tiene que estar en fase con la tensión de red. Para ello, es necesario captar la fase de la red. Esto se lleva a cabo normalmente con un PLL. En este TFG se ha adoptado una simplificación para la fase de la red que está explicada en 6.1.1.

Una vez obtenida la corriente de pico y la fase de la red, multiplicando ambas se tiene la corriente de referencia para el lazo de control de corriente. Este lazo de control se encarga de rechazar los armónicos de baja frecuencia que puede haber en la red mediante reguladores con estructura P+Resonante. A la salida de este lazo tenemos la tensión senoidal, que se usa como señal moduladora para PWM ($V_{control}$) en la Figura 14.

6.1 CONTROL DE LA CORRIENTE INYECTADA A LA RED

El control de la corriente de salida del inversor es necesario para poder rechazar los armónicos de baja frecuencia, los cuales no se pueden eliminar en el filtro LCL. Esto es necesario porque la normativa IEEE 1547 limita la DAT de la corriente inyectada a un 5%. Como el filtro LCL no puede eliminar todo el espectro de armónicos, se completa su función con estructuras de control basadas en reguladores llamados P+Resonantes que, como detallaremos más adelante, actúan como filtros suprime-banda, conocidos como filtros Notch, a la frecuencia deseada, permitiendo de esta forma una eliminación selectiva de armónicos.

El lazo de corriente a controlar se puede ver en el siguiente esquema:

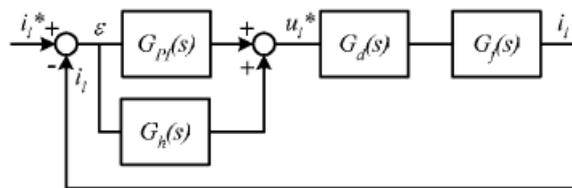


Figura 25. Lazo de corriente [4]

Los dos bloques en cascada son los que vamos a diseñar en esta sección. G_d hace referencia a un retraso (delay). En este TFG no vamos a tener en cuenta G_d . G_f es la planta que queremos controlar, que es el filtro LCL. En la Figura 16, al filtro entra una corriente I_L y sale otra I_g . Esta última es la que pretendemos controlar.

Este control se lleva a cabo mediante el registro de la corriente que pasa a través de la inductancia del filtro, ya que el control de esta corriente es menos sensible a las variaciones que se pueden dar en la impedancia de la red.

La estructura de control a diseñar consta de dos controladores en cascada: uno es del tipo P+Resonante (PR) y el otro es un compensador de armónicos (HC). Esta estructura de control se desarrolló para tratar de dar solución a los problemas que tenían los PI utilizados inicialmente en este sistema, que fundamentalmente eran dos: Por un lado, la incapacidad para seguir la referencia senoidal sin error en régimen permanente; y por otro, una limitada capacidad de rechazo de perturbaciones.

Para solucionar esto, en los controladores PR y HC se utilizan integradores dobles que consiguen ganancia infinita a una determinada frecuencia llamada frecuencia de resonancia. Por tanto, actúan como un filtro Notch a la frecuencia que deseemos. Estos integradores dobles se conocen

como SOGIs (Second Order Generalized Integrator). Un SOGI se caracteriza por la siguiente función de transferencia:

$$G(s) = \frac{K_{BW} \cdot \omega s}{s^2 + K_{BW} \cdot \omega s + \omega^2}$$

Donde $\omega = 2\pi f$, y K_{BW} es la ganancia del ancho de banda. Se utiliza para ajustar los picos de resonancia, tal y como veremos más adelante.

Además, en [8] añaden a esta estructura una ganancia, K_R , para controlar la amplitud de los picos de resonancia. Esta ganancia puede comprometer la estabilidad del sistema si no se elige adecuadamente. Un valor típico de esta ganancia es 100, que se puede implementar sin demasiadas complicaciones en un microcontrolador. Como se verá en las siguientes figuras, pudimos dar $K_R = 100$ para los cuatro resonantes sin problemas de estabilidad. La estructura utilizada tiene la forma:

$$G(s) = K_R \cdot \frac{K_{BW} \cdot \omega s}{s^2 + K_{BW} \cdot \omega s + \omega^2}$$

Agrupando las ecuaciones, el regulador empleado en el control de la corriente es:

$$G_{i_{L1}}(s) = K_P + \sum_{i=1,3,5,7} K_{R,i} \cdot \frac{K_{BW,i} \cdot \omega_i \cdot s}{s^2 + K_{BW,i} \cdot \omega_i \cdot s + \omega_i^2}$$

Donde $\omega_i = 2\pi f_i$ para cada resonante.

Para que la dinámica sea igual en todos los resonantes, se establece el siguiente criterio de diseño:

$$K_{BW,i} \cdot \omega_i = cte$$

La idea es utilizar SOGIs para poder compensar los armónicos 3º, 5º y 7º de una forma muy selectiva.

El ajuste del PR se ha llevado a cabo considerando inicialmente el sistema sin el compensador de armónicos. Entonces, tenemos sólo la ganancia proporcional, K_P , la cual determina la frecuencia de cruce.

Hemos ajustado K_P para que la frecuencia de corte sea una década superior a la frecuencia de red, en el entorno de los 500 Hz, para que de este modo al sistema le dé tiempo a rechazar los armónicos 3º (150 Hz), 5º (250 Hz) y 7º (350 Hz).

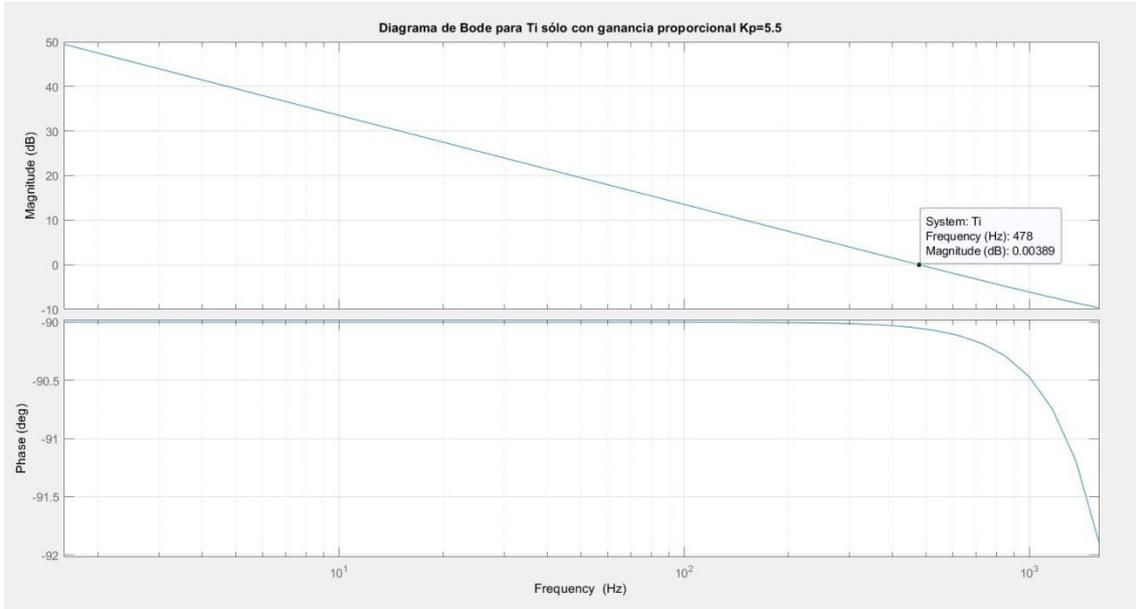


Figura 26. K_p para el lazo de corriente

Una vez tenemos ajustado K_p , pasamos a ajustar los SOGIs del compensador de armónicos. La constante llamada K_{BW} (K del ancho de banda) nos permite ajustar la anchura de los picos de resonancia. El criterio de diseño que se ha seguido para K_{BW} ha sido el de limitar la anchura de estos picos a 1 Hz aproximadamente. Para anchuras mayores, la dinámica del sistema empeora puesto que se vuelve más lento. Cuanto menor hacemos K_{BW} , más estrecho es el pico de resonancia. El problema es que el tiempo de establecimiento de los resonantes guarda una relación inversamente proporcional con K_{BW} . Veamos lo que ocurre:

Según [16], el tiempo de establecimiento (t_e) en un SOGI viene caracterizado por la siguiente igualdad:

$$t_e = \frac{9.2}{K_{BW}\omega}$$

Seleccionamos que el tiempo de establecimiento sea de 1s.

Tendremos entonces $K_{BW} = 0'03$

En Matlab vemos el siguiente resultado para la respuesta en frecuencia:

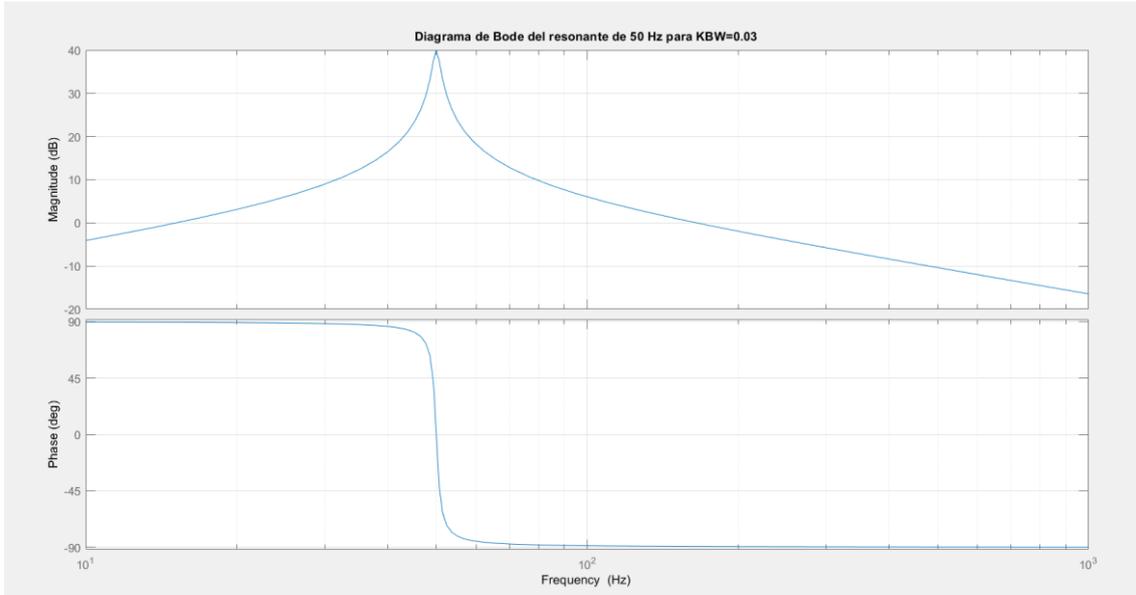


Figura 27. Resonante de 50 Hz con $K_{BW}=0.03$

Si reducimos K_{BW} un orden de magnitud, por ejemplo, $K_{BW} = 0.002$ el pico se hace más estrecho y a la fase le cuesta menos volver a la zona de estabilidad.

$K_{BW}=0.002$

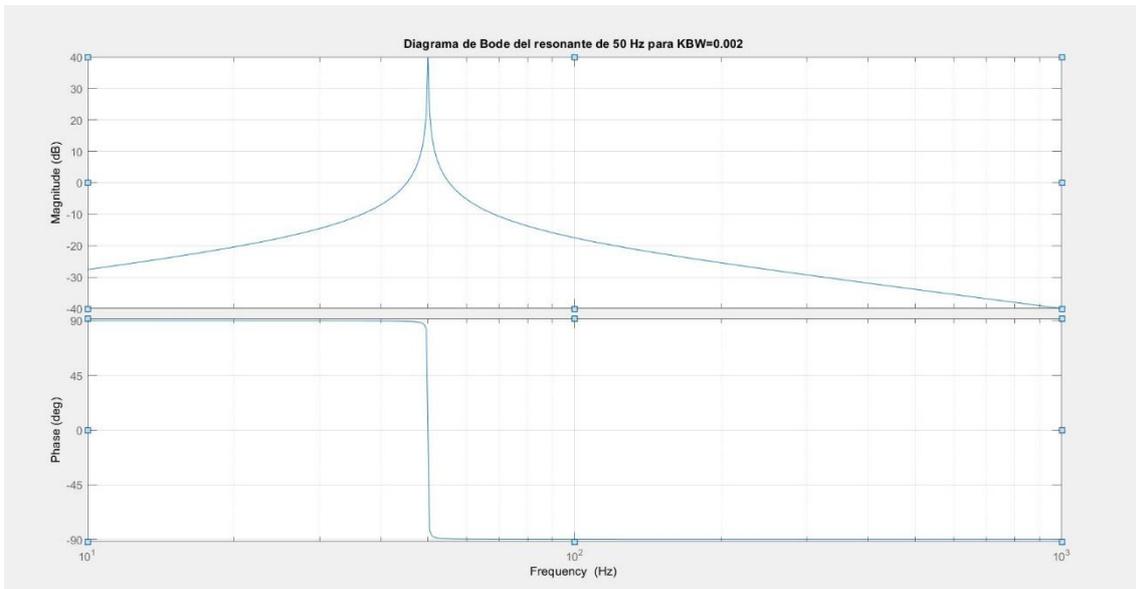


Figura 28. Resonante de 50 Hz con $K_{BW}=0.002$

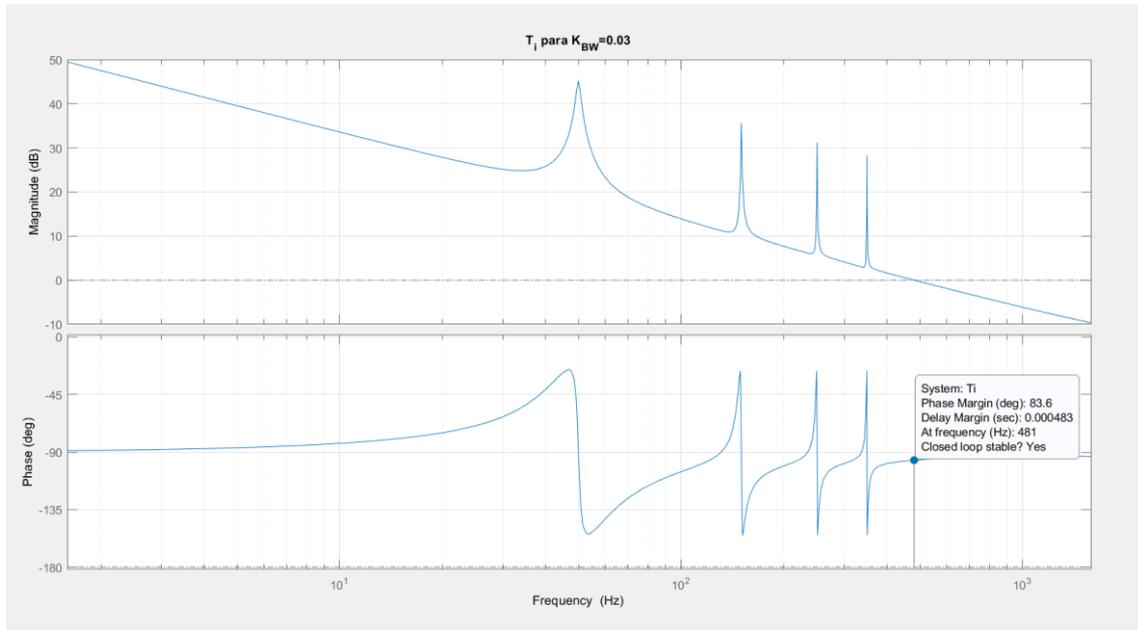


Figura 29. Lazo cerrado de corriente para $K_{BW}=0.03$

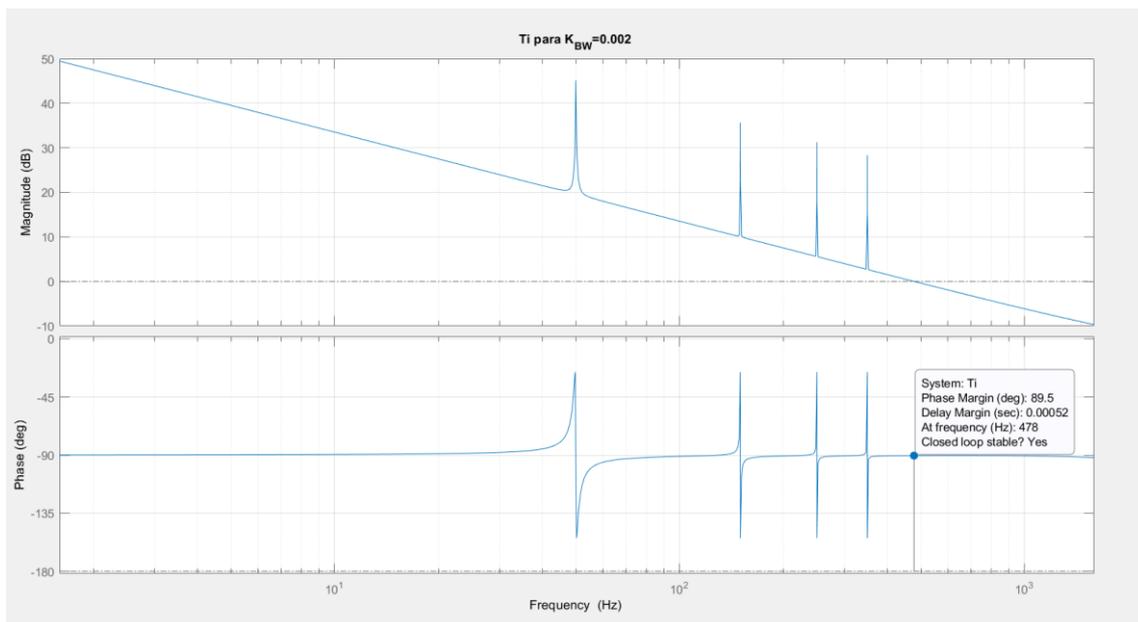


Figura 30. Lazo de corriente para $K_{BW}=0.002$

En las dos gráficas anteriores, vemos que, efectivamente, con $K_{BW} = 0.002$ la fase vuelve más rápido a la zona de estabilidad tras cada pico de resonancia. No obstante, el comportamiento con $K_{BW} = 0.03$ también es estable.

Como avanzábamos antes, lo que limita hasta cuánto podemos bajar K_{BW} es el tiempo de establecimiento. Es fácil observar que conforme $K_{BW} \rightarrow 0$, $t_{establec.} \rightarrow \infty$

Hemos simulado en PSIM ambas situaciones y nos hemos fijado en cómo seguía el sistema a la referencia, viendo que, efectivamente, con $K_{BW} = 0.002$ estamos en peor situación que si

tomamos $K_{BW} = 0'03$ ya que el sistema tarda más en posicionarse sobre la referencia si tomamos el primero de los valores mencionados.

A continuación, mostramos los resultados:

$$K_{BW} = 0'002$$

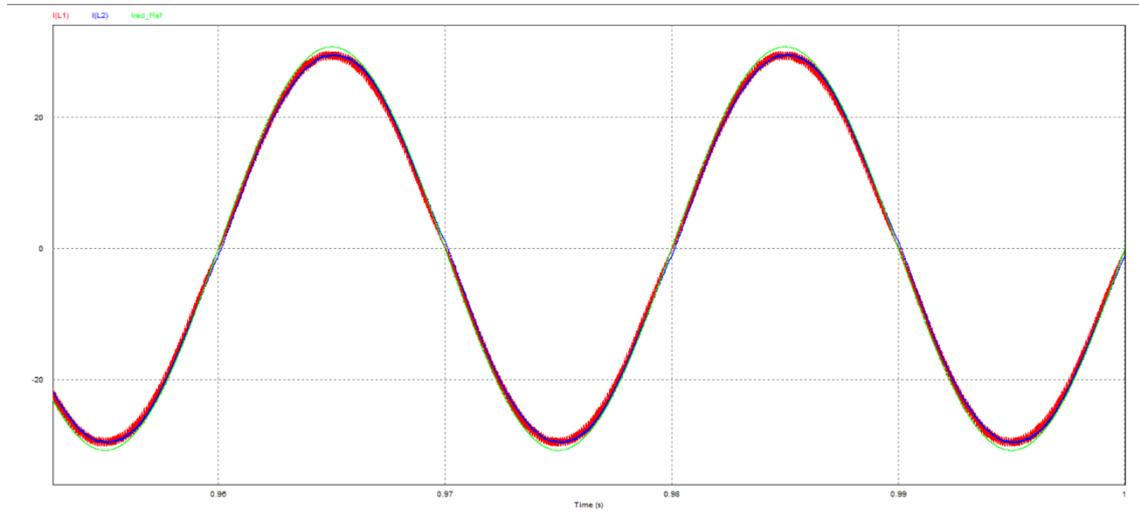


Figura 31. Prueba de seguimiento de referencia con $K_{BW}=0.002$

Vemos que, tras un segundo, $i_{L2} \equiv i_{grid}$ (en azul) todavía no se ha posicionado sobre la referencia (I_{red_ref} , en verde). Esto se debe a que serían necesarios $\sim 14s$ para que la corriente de salida a la red se situase sobre la referencia.

En la siguiente figura se observa el resultado de la simulación con $K_{BW} = 0'03$:

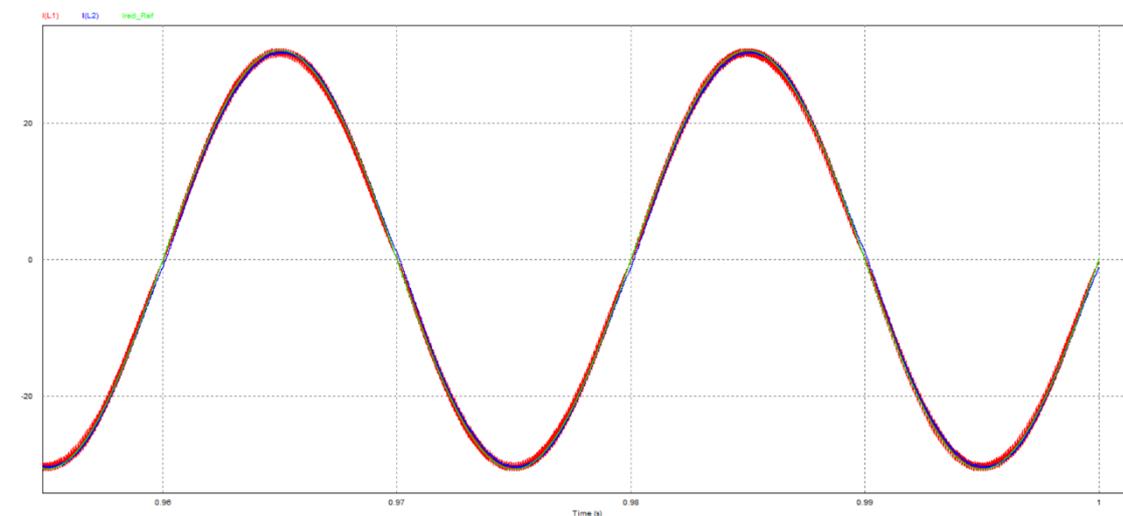


Figura 32. Seguimiento referencia de corriente para $K_{BW}=0.03$

Se puede observar que después de 1 segundo la corriente de red está situada prácticamente sobre la de referencia, siendo este el comportamiento que buscamos.

Basándonos en los resultados expuestos anteriormente, tomamos para nuestro diseño $K_{BW} = 0'03$

6.1.1 Simplificación adoptada para el PLL

Además de eliminar los armónicos de baja frecuencia, es necesario que la corriente inyectada esté en fase con la tensión de red, lo cual se puede hacer de varias formas. Existen dos técnicas ampliamente aceptadas para este fin: el PLL (Phase Locked Loop) y el FLL (Frequency Locked Loop). El diseño de estos dispositivos queda fuera del alcance de este TFG. Asumiremos una simplificación de esta parte para el diseño.

$$v_{red}(t) = V_{red,RMS} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t)$$

$$i_{red,ref} = i_{red,pk} \cdot \cos(\omega t)$$

$$v_{red} \cdot \frac{1}{V_{red,RMS} \cdot \sqrt{2}} = \cos(\omega t)$$

$$\frac{1}{230 \cdot \sqrt{2}} = 3'074373 \cdot 10^{-3}$$

Esta es la constante que se ha utilizado en lugar del PLL. De la nos referimos a la siguiente ganancia:

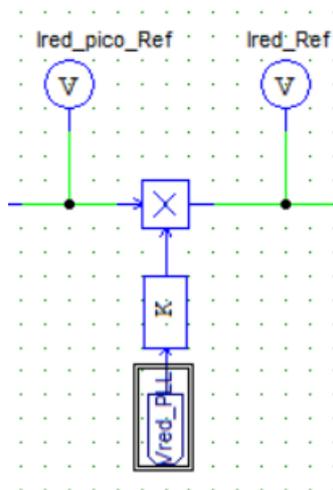


Figura 33. Ganancia que sustituye al bloque PLL

La etiqueta “ V_{red_PLL} ” hace referencia a la componente fundamental de la tensión de red. Esa ganancia K es la que adquiere el valor de $3'074373 \cdot 10^{-3}$ calculado anteriormente.

A partir de ahí, tenemos $I_{red,ref}$, que es la que entra como referencia al lazo de corriente.

6.1.2 Simulaciones del lazo de corriente en PSIM

Con este diseño de corriente y simulando con una red distorsionada, se obtiene una DAT en corriente inyectada del 1'6 % para los valores de 16 kHz y del 2'5 % para 10 kHz.

La red con la que se ha hecho la simulación es:

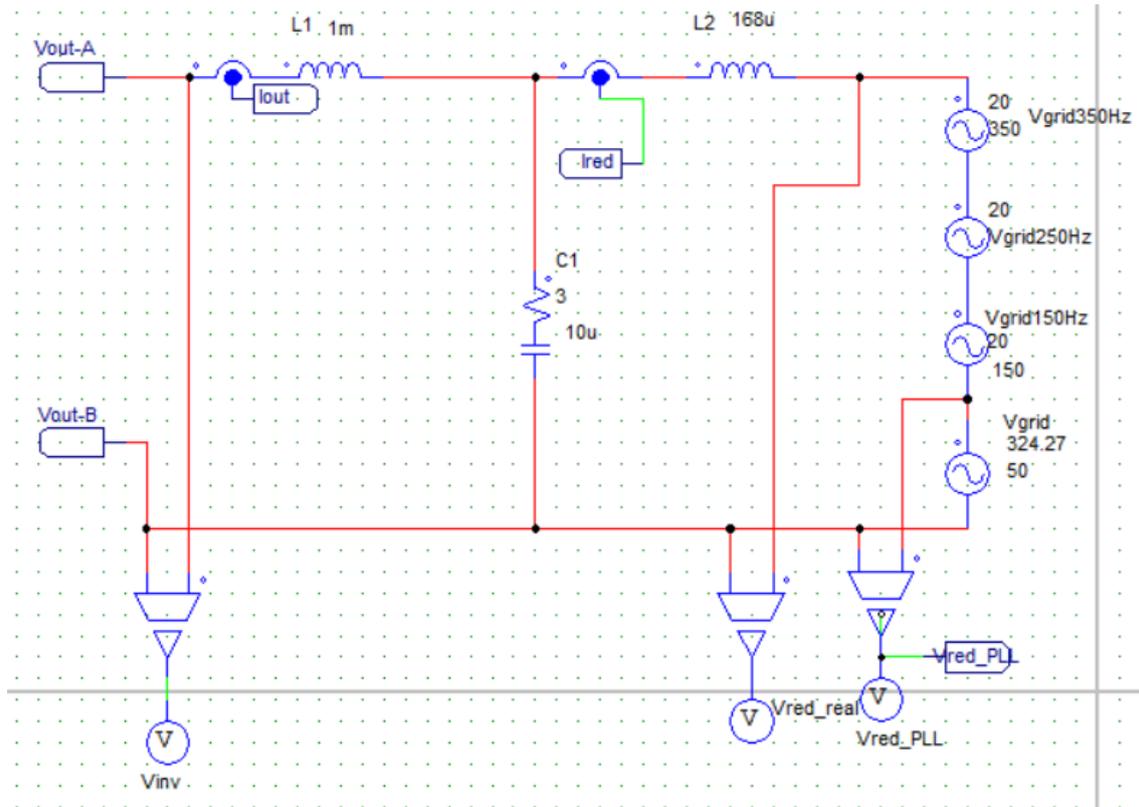


Figura 34. Red distorsionada en PSIM

Cuantificaremos a continuación su nivel de distorsión:

20 V de pico son $\frac{20}{\sqrt{2}} = 14.14$ V eficaces. Tenemos tres armónicos a 150, 250 y 350 Hz de 20 V de pico cada uno, pues se trata de comprobar que el control de corriente los rechaza bien. La DAT de la red es de:

$$DAT_{vred}(\%) = 100 \cdot \sqrt{\frac{\sum_{k=3,5,7} V_{k-RMS}^2}{V_{1,RMS}^2}} = 100 \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot 14.14^2}{230^2}} = 10.6\%$$

Valores tan grandes de DAT en la red no se suelen encontrar, pero en el caso de que así fuese vemos que el filtro y el sistema de control diseñado serían capaces de rechazar esa cantidad de armónicos. La corriente se inyecta en fase con la tensión de red, con un factor de potencia del 99%. Se observa un resultado prácticamente idéntico para 10 kHz y para 16 kHz en cuanto a factor de potencia.

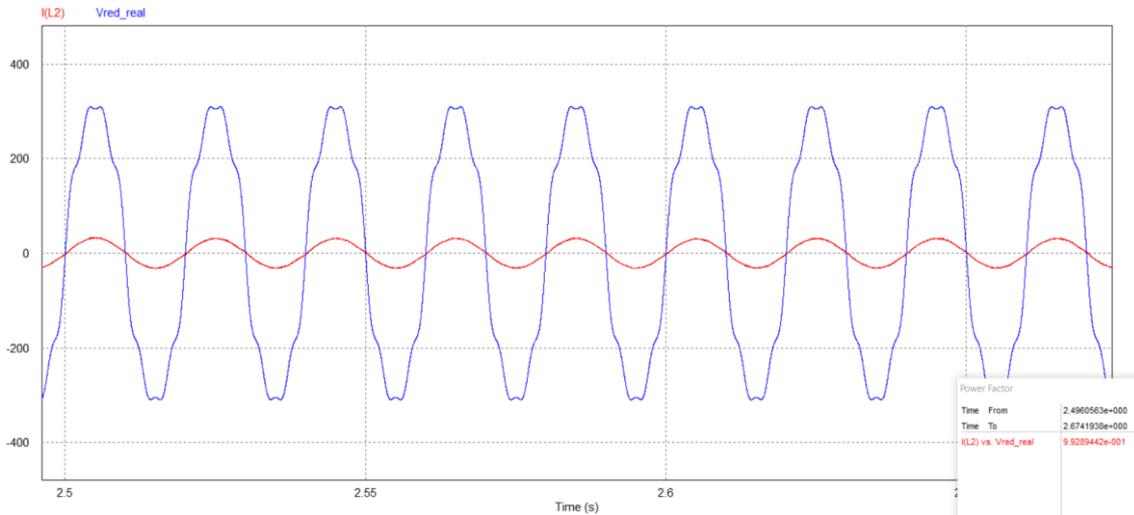


Figura 35. Corriente inyectada vs. Tensión de red distorsionada. 10 kHz

6.2 CONTROL DE LA TENSIÓN EN EL BUS DE CONTINUA

Entendemos por bus el canal físico de conexión del *array* al inversor. Necesitamos controlar la tensión en el bus de continua para garantizar un buen rendimiento del sistema ante variaciones de la corriente demandada en la red. Entre el *array* fotovoltaico y el inversor se coloca un condensador C_{DC} para garantizar una tensión de entrada lo más estable posible en el inversor.

Este condensador es uno de los elementos que más limita la vida de un inversor. Actualmente existe una tendencia en la práctica a reducir el tamaño de este condensador, ya que eso permite emplear condensadores de película, que duran más que los electrolíticos. El problema es que al reducir el tamaño hay dos efectos: (i) el incremento del rizado de corriente y (ii) mayores variaciones de tensión transitorias ante cambios en el punto de operación del inversor.

En [3] proponen la siguiente fórmula para calcular el condensador de la DC-link:

$$C_{DC} = \frac{P_{PV}}{2\omega_{grid} \cdot U_C \cdot \Delta U_C}$$

Donde:

- P_{PV} es la potencia máxima del *array* fotovoltaico, en nuestro caso, 5'2 kW.
- $\omega_{grid} = 2\pi f_{grid}$
- U_C es la tensión media en el condensador en el PMP, en nuestro caso, 366 V.
- ΔU_C es el rizado de tensión máximo admisible en el condensador. Cuanto menor sea este valor, más grande será el condensador, traduciéndose esto en mayores necesidades económicas y de espacio. Por otro lado, conforme vamos aumentando el rizado, el MPPT pierde precisión porque las oscilaciones alrededor del PMP son mayores. Para el diseño, un valor típico de rizado suele ser el 5%. Hay que resaltar que este valor de rizado es orientativo para diseño, no hay ninguna normativa que nos restrinja en este sentido. Dependerá del funcionamiento que observemos en el MPPT. Si para nosotros es satisfactorio, lo daremos por válido, si no, aumentaremos el tamaño del condensador hasta que lo sea.

Considerando los parámetros de diseño descritos, y en virtud del cálculo propuesto en [3], se obtiene un condensador de 1'2 mF.

La función de transferencia del sistema que queremos controlar se ha obtenido de [8]:

$$\frac{V_{DC}(s)}{i_{L1,pk}(s)} = \frac{\frac{V_G}{\sqrt{2} \cdot I_{DC}}}{1 - \frac{S}{\left(\frac{I_{DC}}{C_{DC} \cdot V_{DC}}\right)}} = \frac{\frac{V_G}{\sqrt{2} \cdot I_{DC}}}{1 - \frac{S}{\omega_{RHP}}}; \quad \omega_{RHP} = \frac{I_{DC}}{C_{DC} \cdot V_{DC}}$$

Donde $I_{DC} = 14'26A$; $V_{DC} = 366 V$ y $C_{DC} = 1'2 mF$.

El diseño en el lugar de las raíces es muy eficaz para sistemas con polos constantes, pero en este caso, nuestro sistema tiene un polo que es variable, dado que depende de C_{DC} (constante), I_{DC} y V_{DC} (variables). Por este motivo, el diseño en frecuencia es más adecuado para esta situación.

Para elegir el tipo de controlador, analizaremos la respuesta en frecuencia del sistema mediante el diagrama de Bode:

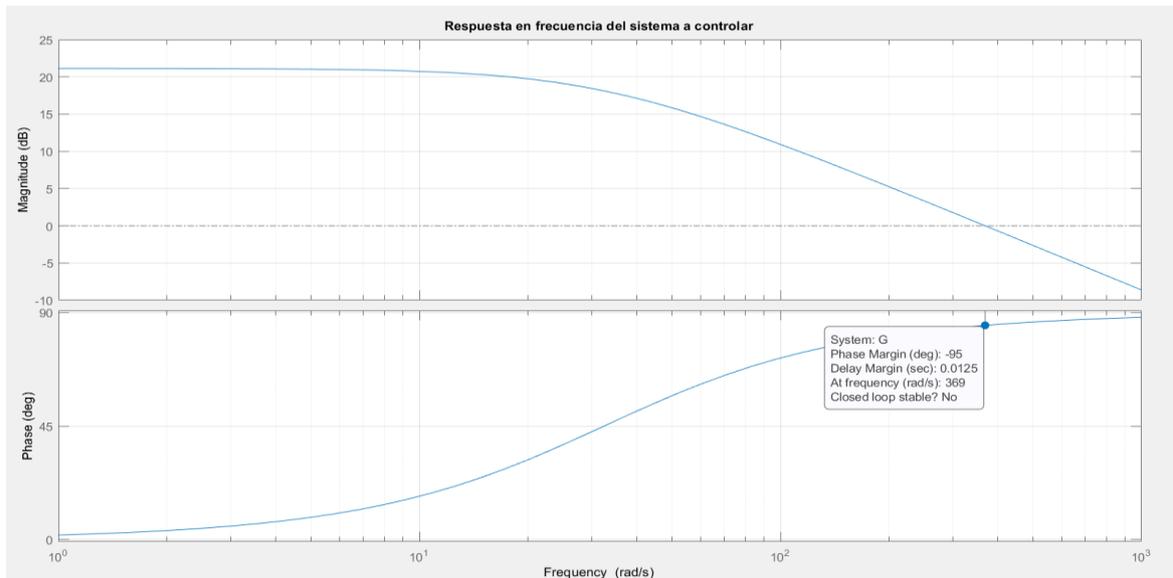


Figura 36. Respuesta en frecuencia del sistema del lazo de tensión

Podemos observar que la respuesta es inestable, dado que el margen de fase es de -95° , y para que el sistema sea estable necesitamos un margen de fase positivo. El controlador a utilizar será un PI con signo negativo. La acción integral permite ganar -20 dB/dec a partir de la frecuencia a la que situemos el cero y así poder atenuar más rápido los armónicos a partir de esa frecuencia.

Por otra parte, se ha comprobado mediante simulación en PSIM, que en la tensión del condensador de la DC-link aparece una componente de 100 Hz. A continuación, desarrollaremos la teoría necesaria para demostrar este resultado:

En la Figura 37 se muestra de forma simplificada el esquema del inversor fotovoltaico de conexión a red. La corriente que entra al inversor tiene un nivel de continua acompañado de una serie de armónicos provocados por la conmutación de los IGBTs:

$$i_{inv}(t) = I_{inv} + \hat{I}_{100\text{ Hz}} \cdot \text{sen}(2\omega t + \varphi_i) + \sum_k \hat{I}_k \cdot \text{sen}(k\omega t + \varphi_k)$$

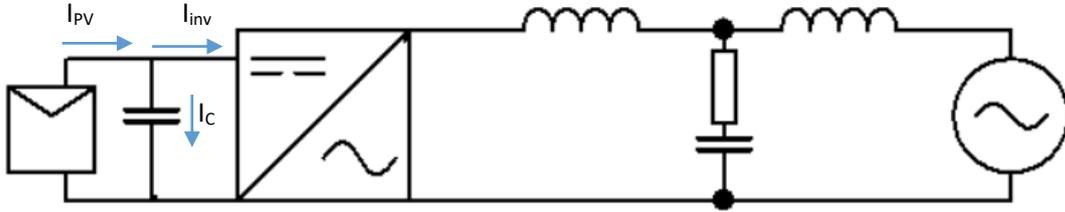


Figura 37. Esquema del inversor fotovoltaico.

Aplicando la primera ley de Kirchhoff, la corriente que atraviesa el condensador será:

$$i_C = i_{PV} - i_{inv}$$

La tensión que da el array, que es la que tendrá que soportar el condensador, es:

$$v_{PV}(t) = V_{PV} + \hat{V}_{100\text{ Hz}} \cdot \text{sen}(2\omega t + \varphi_i) + \sum_k \hat{V}_k \cdot \text{sen}(k\omega t + \varphi_k)$$

De nuevo, al igual que con la corriente, aparecen armónicos de tensión debidos a la conmutación de los IGBTs.

Cuando simulamos la tensión en el condensador de la DC-link, se observa la situación descrita por la ecuación anterior:

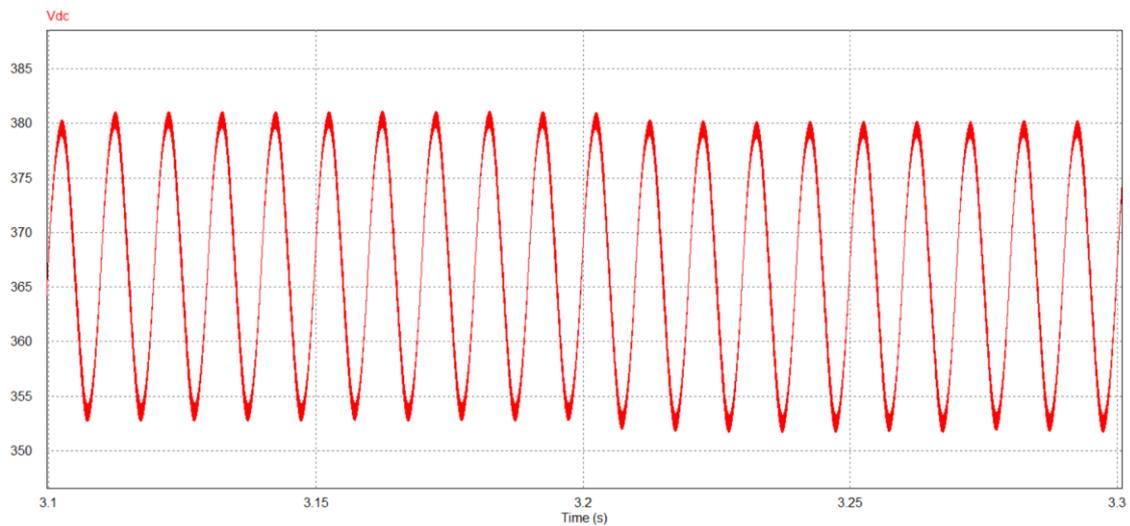


Figura 38. Tensión en el condensador de la DC-link

El nivel de continua que dan los paneles es de 366 V en el PMP. Debido a los armónicos que le acompañan se produce esa forma senoidal que vemos en la Figura 38. Como ya mencionamos anteriormente, el condensador tiene como propósito poder controlar el rizado. Si obtenemos la

corriente en el condensador y graficamos su espectro de armónicos en PSIM mediante la opción FFT (Fast Fourier Transform), vemos que el principal componente es el armónico a 100 Hz.

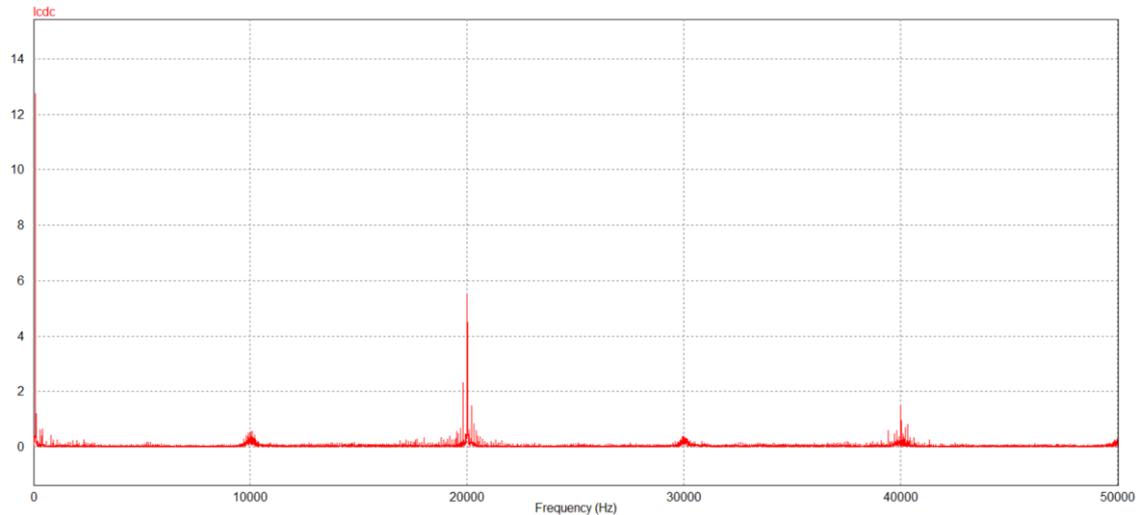


Figura 39. Espectro de armónicos para la corriente en el condensador

A la vista de este espectro de armónicos, podríamos preguntarnos por qué no tener en cuenta también el armónico de 20 kHz, que también tiene un valor no despreciable. El motivo de no tener en cuenta ese ni ningún otro (a parte del de 100 Hz) se ilustra en el espectro de armónicos de la tensión en la DC-link:

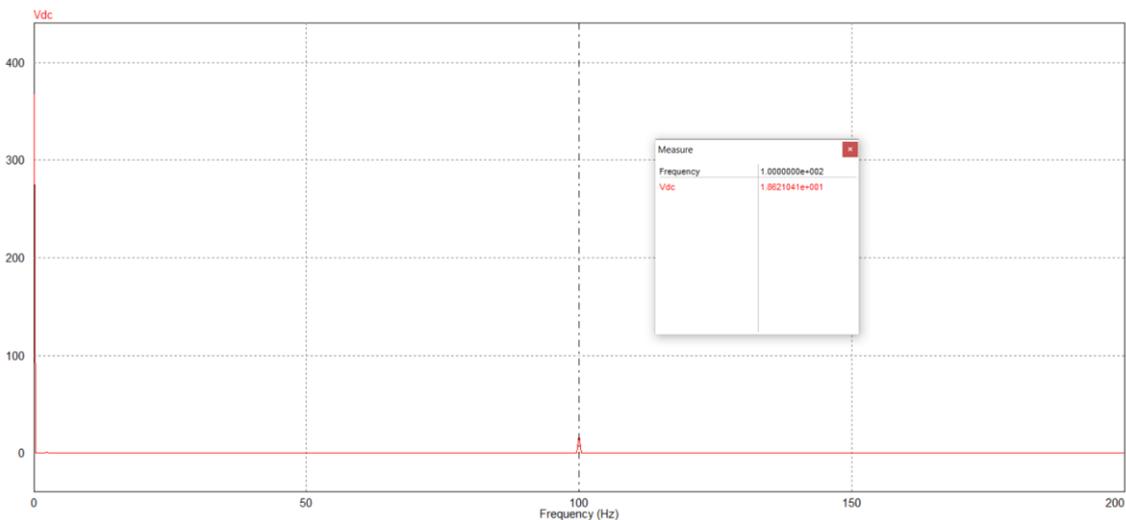


Figura 40. Espectro de armónicos para de la tensión en el condensador

Vemos que, en tensión, sólo tenemos la componente de 100 Hz, con lo cual el rizado lo podremos calcular como:

$$\Delta V = 2 \cdot \hat{V}_{100 \text{ Hz}}$$

Esto confirma que el condensador actúa como un filtro paso bajo en tensión cuando es atravesado por corrientes de un rango de frecuencias amplio (100 Hz + armónicos de alta frecuencia). Por este motivo, en las hojas de datos se especifica la corriente máxima a 100 Hz

que puede soportar el condensador, porque las corrientes de más alta frecuencia las soporta mejor.

A partir de la expresión de la tensión del condensador se puede obtener también, derivando, su corriente.

$$i_C(t) = C \frac{dv}{dt} = C \cdot \widehat{V}_{100} \cdot 2\omega \cdot \cos(2\omega t + \varphi) = \widehat{I}_C \cdot \cos(2\omega t + \varphi)$$

$$I_{C,RMS,100\text{ Hz}} = \frac{\widehat{I}_C}{\sqrt{2}} = C\omega \cdot \widehat{V}_{100} \cdot \sqrt{2}$$

De este modo se puede observar fácilmente la relación directamente proporcional entre el tamaño del condensador y la corriente de rizado a 100 Hz.

Para eliminar esta componente utilizaremos un filtro Notch en serie con el PI, el cual se ajustará para que su frecuencia central sea 100 Hz.

El sistema es a priori inestable, ya que presenta un polo en el semiplano derecho del plano complejo. Para estabilizar un sistema inestable en lazo abierto mediante un control en lazo cerrado (feedback), es necesario que la frecuencia de cruce sea mucho mayor que la máxima frecuencia posible del polo inestable:

$$F_{C,Vdc} \gg \frac{\omega_{RHP}}{2\pi}$$

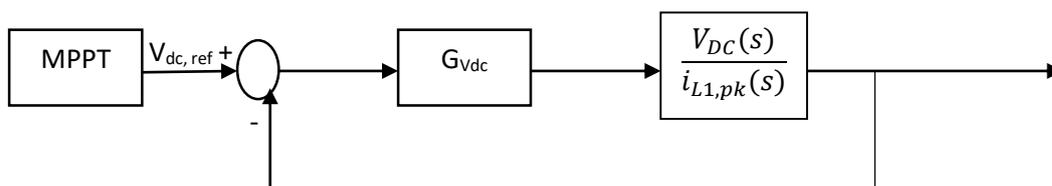
Por otra parte, la frecuencia de cruce debe ser mucho menor que el doble de la frecuencia de la red, para que cuando llegue a 50 Hz, la ganancia ya sea negativa y por tanto esté rechazando la variación de tensión en el condensador provocada por una variación en el punto de operación del inversor. Esto podría provocar una distorsión mayor a la permitida en la corriente inyectada en la red.

Por lo tanto, el criterio de diseño es:

$$2 \cdot F_g \gg F_{C,Vdc} \gg \frac{\omega_{RHP}}{2\pi}$$

El filtro Notch se implementa mediante un SOGI-FLL el cual se ajusta para que su frecuencia central sea 100 Hz. Su función de transferencia es:

$$N(s) = \frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2}$$



Donde $G_{V_{DC}}(s) = -PI(s) \cdot N(s)$

En el PI se ha ajustado K_p para que dé la frecuencia de corte deseada y K_i para conseguir estabilidad. Los valores que hemos tomado son:

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{0.5s + 1.5}{s}$$

En el filtro Notch, la constante k determina el ancho de banda del filtro y en nuestro caso (100 Hz) toma el valor de 1:

$$BW \cdot 2\pi = k \cdot \omega \rightarrow k = \frac{2\pi \cdot BW}{\omega} = \frac{100 \cdot 2\pi}{2 \cdot F_{grid} \cdot 2\pi} = 1$$

De este modo el Notch queda:

$$N(s) = \frac{s^2 + 3.948 \cdot 10^5}{s^2 + 628.3s + 3.948 \cdot 10^5}$$

Finalmente, comprobamos con Matlab la respuesta en frecuencia del lazo cerrado de tensión para comprobar que el sistema es estable. El polo inestable del sistema varía con el nivel de irradiancia de los paneles ya que ello hace variar la corriente que estos dan. Recordamos que:

$$\omega_{RHP} = \frac{I_{DC}}{C_{DC} \cdot V_{DC}}$$

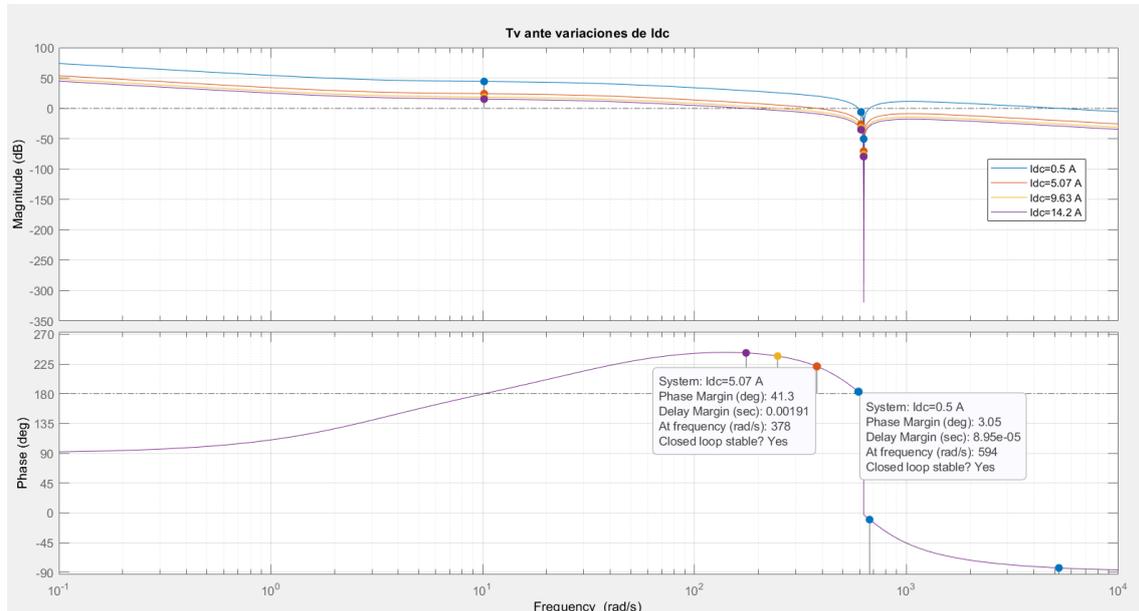


Figura 41. Lazo de tensión ante variaciones de la corriente en el bus de continua

Se observa que conforme la corriente disminuye, el sistema tiene menos margen de fase, aunque sigue siendo estable, incluso para corrientes tan pequeñas como 0.5 A.

El PI saca una corriente de referencia de pico, $I_{L1,pk}$, que al multiplicarla por el coseno de la fase de la red obtenida en el PLL, da la corriente de red de referencia, que es la que recibe como referencia el controlador de corriente.

6.2.1 Simulaciones del control de tensión en PSIM

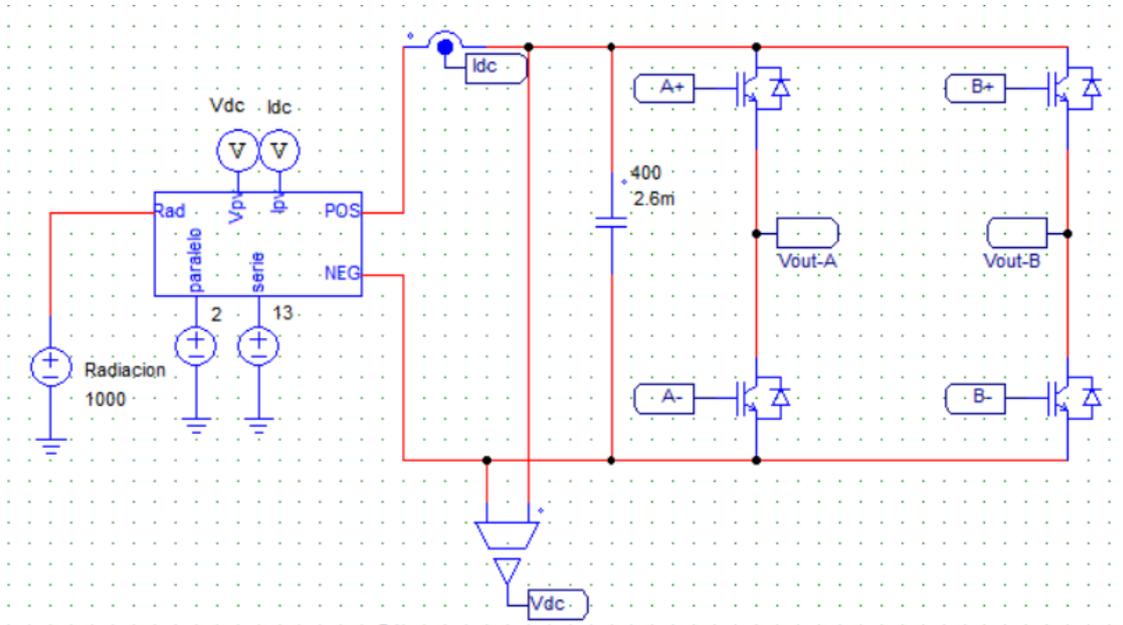


Figura 42. Esquema de la entrada del inversor en PSIM

Para simular en PSIM hemos utilizado el esquema mostrado en la Figura 42. Para recrear las condiciones de máxima potencia, se ha establecido que la radiación sea de 1000 W/m². El número de paneles en serie y en paralelo se ha establecido en base a los siguientes razonamientos:

- Los módulos con los que se ha hecho la simulación dan una potencia máxima de 201'55 W a 28'18 V.
- Para dar 5 kW con módulos de 200 W, necesitamos como mínimo 25 módulos.
- Si conectamos 13 en serie tenemos 366'34 V a la entrada del inversor en el PMP.
- String de 13 módulos en serie. Conectamos 2 strings como este en paralelo y tenemos 26 módulos. Aproximadamente 5'2kW y 366 V en el PMP.

Los resultados con el PI y el Notch diseñados; y todas las condiciones explicadas en las anteriores líneas se muestra en la siguiente figura:

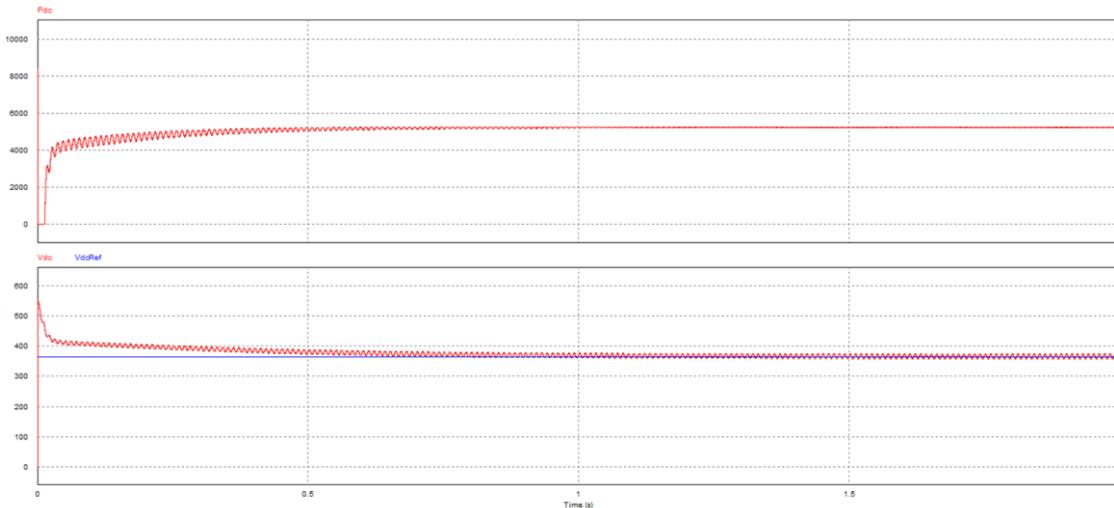


Figura 43. Comprobación del funcionamiento del lazo de tensión en PSIM

La siguiente tarea a realizar es incorporar el MPPT a nuestro control.

6.2.2 Seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT)

El seguidor del punto de máxima potencia es muy importante porque permite reducir el número de paneles necesarios para obtener la potencia de salida deseada. La necesidad de incorporar un MPPT se ilustra en la siguiente figura:

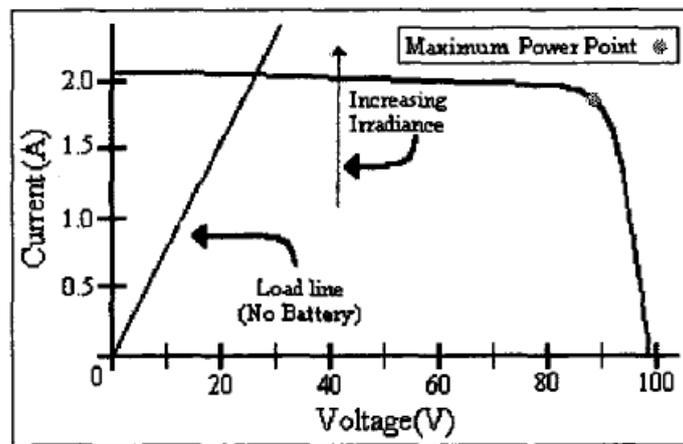


Figura 44. Necesidad de incorporar un MPPT [11]

Lo ideal sería que el sistema operase en el punto de máxima potencia, pero vemos que esto depende de la impedancia de la carga a la que está conectado, del nivel de irradiancia y de la temperatura en cada instante de tiempo. En el sistema mostrado en la Figura 44, el punto de operación se situaría en la intersección entre ambas curvas. En la mayoría de situaciones, ese punto no va a coincidir con el punto de máxima potencia, y si lo hiciera, sería por casualidad. La misión del MPPT es mantener el punto de operación del array fotovoltaico lo más cerca posible del punto de máxima potencia para cada nivel de irradiancia. Sin embargo, para conocer dicho punto en cada momento sería necesario medir temperatura e irradiancia, encareciendo demasiado estos sistemas. En lugar de eso, se implementa un algoritmo para buscar y seguir el punto de máxima potencia. Los cuatro algoritmos más famosos capaces de llevar a cabo esta

tarea son: perturbar y observar, conductancia incremental, tensión constante y capacidades parásitas. Cada uno tiene sus ventajas e inconvenientes. En este TFG no se tiene por objetivo hacer un estudio comparativo de las diferentes opciones antes mencionadas. Nosotros implementaremos en nuestro control de tensión el algoritmo Perturbar y Observar, que es el más utilizado y que explicamos más adelante. Este algoritmo es el que le da la referencia de tensión al controlador PI. Esa tensión de referencia es la que consigue que, bajo las condiciones que se dan en ese instante (temperatura e irradiancia), el panel dé la máxima potencia posible. El controlador se encargará de variar la impedancia que ve el panel hacia el inversor para así variar su tensión.

6.2.3 El algoritmo Perturbar y Observar

En este algoritmo, se trata de realizar perturbaciones en la tensión del array y observar la evolución de la potencia. Es decir, si al hacer un cambio de tensión observamos que $\frac{dP}{dV} > 0$ (aumenta la potencia), eso querrá decir que nos estamos desplazando por la curva de potencia hacia su máximo. Seguiremos perturbando la tensión en esa dirección hasta que llegemos a $\frac{dP}{dV} < 0$. Entonces nos estaremos alejando del PMP, con lo que la decisión que tendrá que tomar el algoritmo es cambiar la dirección de la perturbación. Por ejemplo, si estaba aumentando la tensión, en la siguiente iteración tendrá que reducirla y viceversa. Normalmente la frecuencia de muestreo de estos algoritmos es del orden de 10 Hz, con lo que su capacidad para reaccionar ante cambios es muy rápida, pues cada décima de segundo está actualizando la información que tiene sobre la curva. El nivel de irradiancia sobre el panel o la temperatura del mismo no cambian más rápido que una décima de segundo, por lo que 10 Hz es una frecuencia válida.

El diagrama de flujo del algoritmo se puede ver a continuación:

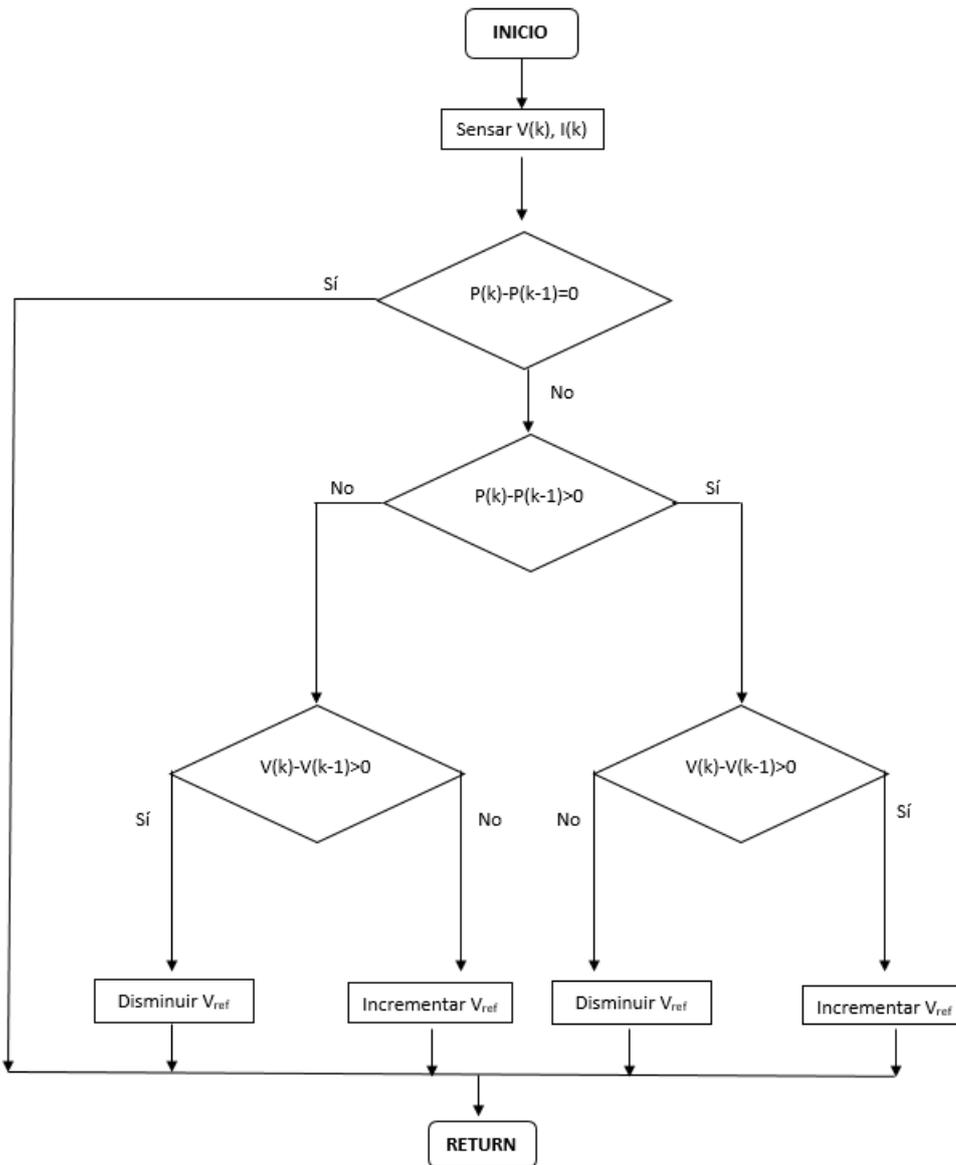


Figura 45. Algoritmo Perturbar y Observar para el MPPT

Este algoritmo se ha implementado en PSIM con un bloque C. Este bloque permite al usuario introducir código en lenguaje C, lo cual resulta muy útil a la hora de diseñar controladores especiales que no están incluidos en la librería de PSIM. Lo que hay dentro del bloque es un intérprete de C que ejecuta el código durante el tiempo de simulación.

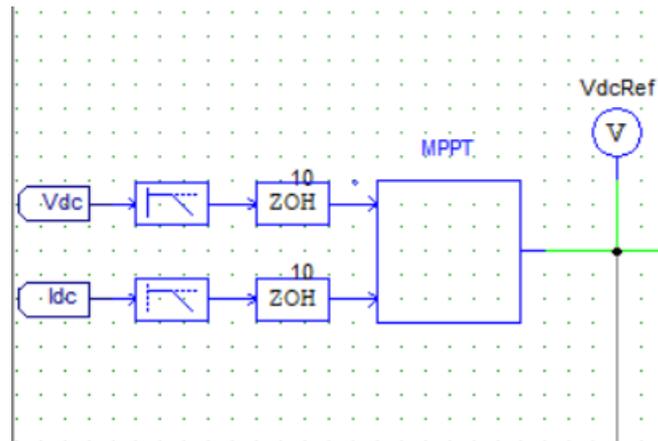


Figura 46. Esquema del MPPT en PSIM

El bloque recibe como entradas la tensión y la corriente de los paneles y saca la tensión de referencia (que debe ser la que da la máxima potencia en esas condiciones) para el lazo de tensión. Las señales V_{dc} e I_{dc} pasan por sendos filtros pasa-bajos con frecuencia de corte a 25 Hz, y después van a una retención de orden cero, que es donde fijamos la frecuencia de muestreo del MPPT a 10 Hz.

El bloque C en PSIM consta de cuatro secciones:

- Definición de variables.
- OpenSimUser Fcn: Esta función se llama una vez cuando la simulación se inicia. En esta sección se introduce el código para inicializar el bloque.
- RunSimUser Fcn: Esta función se llama en cada incremento de tiempo. Aquí se introduce el código de la función principal, es decir, aquí pondremos el algoritmo de perturbar y observar.
- CloseSimUser Fcn: Sirve para introducir el código de finalización y se llama una vez al terminar la simulación. No hemos utilizado esta sección.

Para mostrar el código, quedaba más compacto y estético escribirlo en el desarrollador de C e insertarlo aquí como imagen. Se comenta esto para que al ver la Figura 47 no dé lugar a pensar que el código se escribe en el desarrollador de C. El código se escribe tal cual dentro del bloque C en PSIM.

```
#include <Stdlib.h>
#include <String.h>
int g_nInputNodes=0;
int g_nOutputNodes=0;
int g_nStepCount=0;
float D = 5; //Valor del incremento de tensión//
float V=0, I=0, P=0, V_ant=0, P_ant=0, V_ref=370 V;

OpenSimUser Fcn: Se ejecuta al iniciar la simulación. Lo que hace es contar cuantas entradas y salidas tiene el bloque C.
g_nInputNodes = nInputCount;
g_nOutputNodes = nOutputCount;

RunSimUser Fcn: Implementación en lenguaje C del algoritmo Perturbar y Observar:
g_nStepCount++;
V = in[0];
I = in[1];
P = V*I;

if((P-P_ant)==0){
    P_ant=P;
    return;
}
else if((P-P_ant)>0){
    P_ant=P;
    if((V-V_ant)>0){
        V_ant=V;
        V_ref+=D;
    }
    else{ V_ref-=D;
        V_ant=V;
    }
}
else if((P-P_ant)<0){
    P_ant=P;
    if((V-V_ant)>0){
        V_ant=V;
        V_ref-=D;
    }
    else{ V_ref+=D;
        V_ant=V;
    }
}
}
out[0] = V_ref;
```

Figura 47. Código en C del algoritmo Perturbar&Observar

Una de las claves para el buen funcionamiento de este sistema es la elección del incremento de tensión (D, en nuestro código) en cada iteración. Hemos experimentado su comportamiento ante variaciones de D y extraído la conclusión que se desprenderá de las siguientes líneas.

En una primera prueba tomamos D=5V y se observó el siguiente comportamiento:

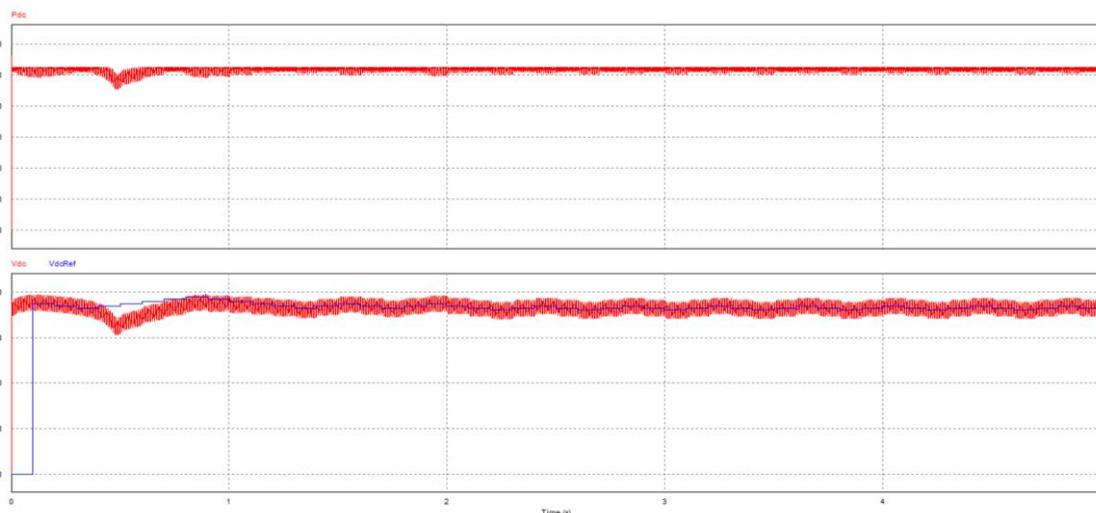


Figura 48. Prueba de funcionamiento del MPPT para incrementos de tensión de 5V

Se puede observar cómo la tensión de referencia va oscilando en escalones de 5 V alrededor de la tensión del PMP. El algoritmo funciona correctamente porque encuentra la referencia de tensión que da la potencia máxima (366). Por su parte, el control consigue que la tensión de los paneles se sitúe sobre ella. Si observamos más de cerca la gráfica podremos percibir el siguiente detalle:

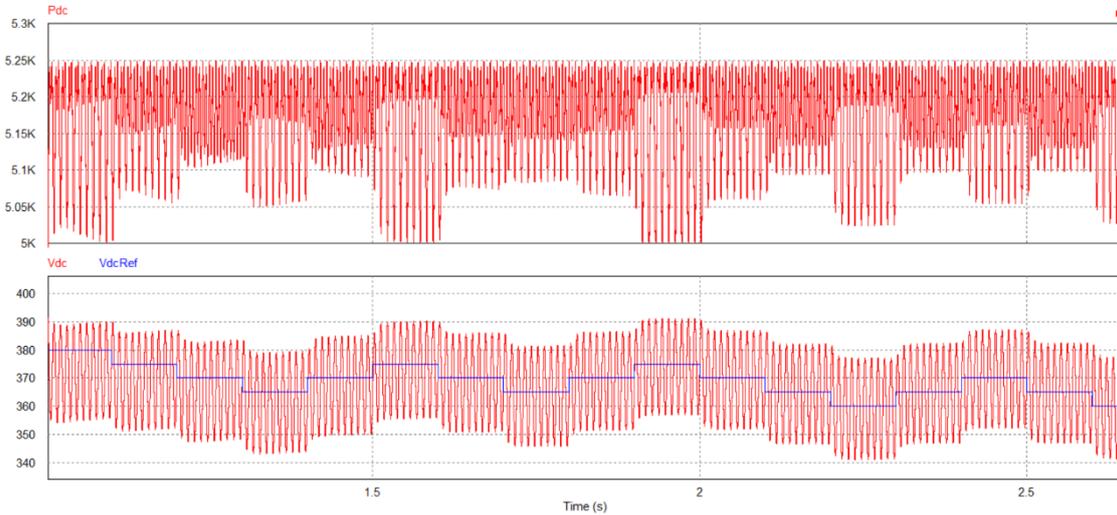


Figura 49. Detalle del funcionamiento del MPPT con $\Delta V=5V$

La máxima potencia son 5200 W. Se observa que en numerosas ocasiones nos acercamos a 5000 W, es decir, perdemos unos 200 W cada medio segundo aproximadamente. Esto se puede cuantificar mejor si integramos la potencia para obtener la energía entregada por los paneles. Para el intervalo de tiempo entre 1 y 2'6s entregan 8250 J. Si tomamos un incremento de tensión $D=1$ V, se obtiene un valor de energía prácticamente idéntico, de 8257 J. Por tanto, no vemos de momento ningún motivo para decantarnos hacia $D=1$ o hacia $D=5$. Tampoco hemos observado ningún efecto secundario en la corriente inyectada a la red, ni en su THD, ni en el seguimiento de la referencia. Con $D=1$ V el MPPT funcionaría como se ve en la siguiente figura:

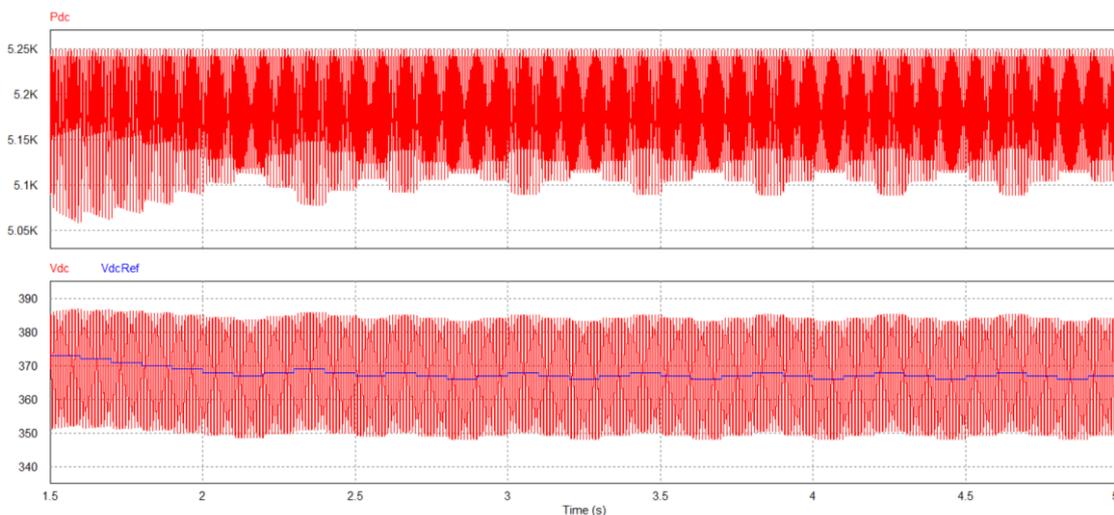


Figura 50. Detalle del funcionamiento del MPPT con $\Delta V=1V$

Observamos que con $D=1$ V, los picos de potencia bajan menos que con $D=5$ V. El inconveniente que tiene elegir un salto de tensión tan pequeño es que el sistema será más lento ante cambios en la irradiancia.

Para poder ilustrar mejor la última afirmación, realizaremos un análisis del comportamiento del MPPT para una irradiancia variable en forma de rampa. Esto lo podemos simular en PSIM utilizando una fuente de tensión triangular:

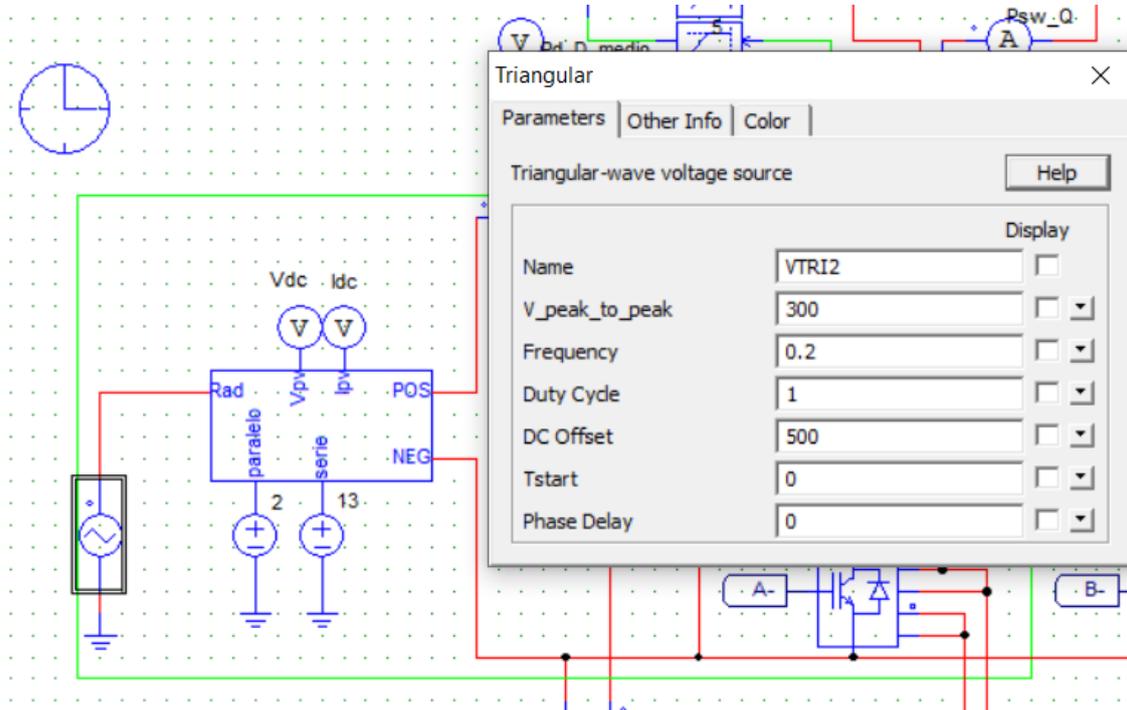


Figura 51. Rampa en la irradiancia en PSIM

La rampa simula una situación en la cual la irradiancia fuera aumentando progresivamente desde 500 W/m^2 hasta 800 W/m^2 en 10 segundos:

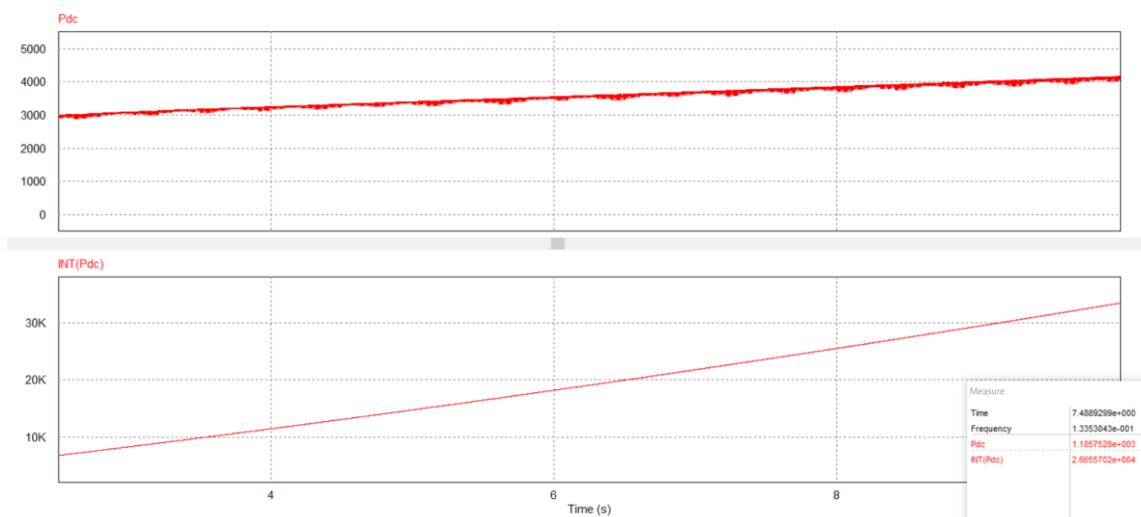


Figura 52. Análisis de la energía entregada con $\Delta V=5V$

En el intervalo comprendido entre los 2'5 y los 10 segundos, los paneles entregarían un total de 26657 J. Veamos qué pasa si usamos $D=1$ V:

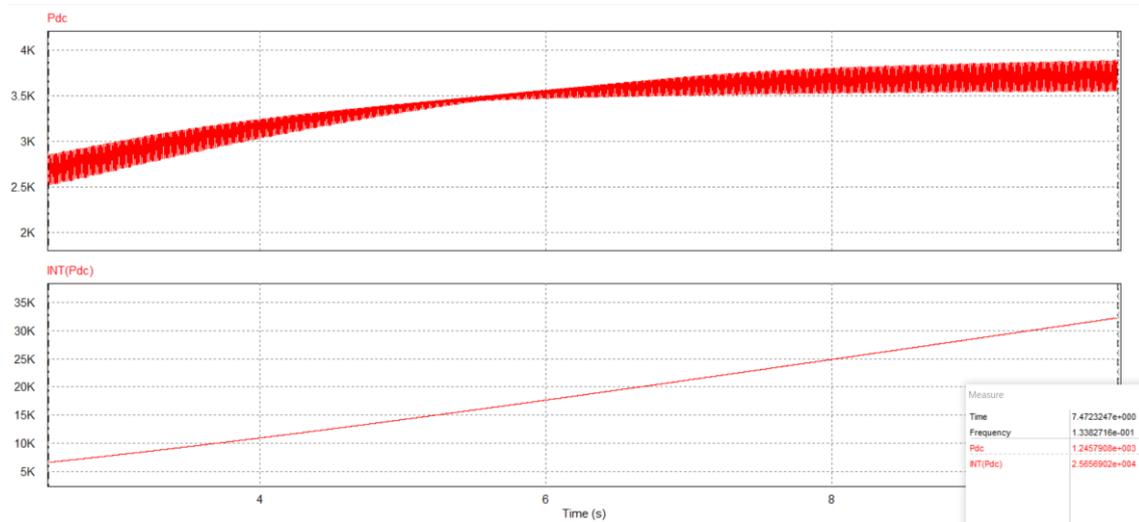


Figura 53. Análisis de la energía entregada con $\Delta V=1V$

Con $D=1V$ los paneles entregan una energía de 25657 J, lo cual es una cantidad inferior a la que obteníamos con $D=5V$, concretamente perderíamos 1000 J. Por otro lado, la DAT sale de 2'6% si tomamos $D=5$ y de 2'3% si hacemos $D=1$, lo cual no plantea una diferencia decisiva.

Si seguimos aumentando D , no conseguimos mejoras significativas en la energía entregada y por el contrario obtenemos un aumento de la DAT al tener más oscilación en V_{DC} . El algoritmo perturbar & observar tiene como principal inconveniente la oscilación alrededor del PMP. Esto se hace más notable conforme aumenta el salto de tensión, D , utilizado. En conclusión, para cambios en la irradiancia, el sistema responde mejor con $D=5$ V, pero para un nivel de irradiancia fijo, lo hace mejor con 1V. En días completamente despejados la irradiancia se mantendrá bastante estable, mientras que en días nublados cambiará más. Dado que en los momentos de cambio en la irradiancia es cuando se ve una diferencia entre ambas opciones y con irradiancia constante no se ven grandes diferencias, elegimos $D=5V$ para tener mejor respuesta ante cambios en la irradiancia.

7 BANCO DE CONDENSADORES PARA LA DC-LINK

En el apartado 6.2 se explicó la necesidad de incorporar un condensador en la entrada del inversor. En la práctica se materializa en un banco de condensadores en paralelo ya que la corriente que deben soportar es demasiado elevada para un único condensador. Actualmente existe una tendencia a reducir el tamaño del condensador de la DC-link ya que ello permite utilizar condensadores de película, que duran más. En esta sección vamos a estudiar las diferencias entre utilizar condensadores de película de polipropileno y condensadores electrolíticos. Comenzaremos desarrollando la parte teórica.

Un condensador ideal se modeliza como una capacitancia. Sin embargo, los condensadores reales, por el hecho de estar contruidos con un determinado material, presentan una resistencia. Esto se modeliza con un parámetro llamado ESR (Resistencia equivalente en serie). Este parámetro cuantifica la resistencia que opone el condensador al paso de una corriente alterna a una frecuencia determinada. Normalmente, en las hojas de datos de los fabricantes, la ESR la indican para una corriente alterna de 100 Hz. Cuanto menor sea la ESR, menos se calentará el condensador lo cual beneficia a la durabilidad del componente. La ESR es inversamente proporcional a la capacidad del condensador, es decir, cuanto mayor sea el condensador, menor será su ESR. Al conectar varios condensadores en paralelo, también se obtiene una ESR menor que con un único condensador con la capacidad equivalente.

En primer lugar, tenemos que conocer la tensión máxima que debe poder soportar el condensador. Esta tensión será la máxima que se puede dar en el bus de continua, que se tendrá con los paneles trabajando en vacío (V_0). Los paneles que hemos utilizado en el estudio tienen una tensión de vacío de 35'6 V. Como hay 13 paneles en serie, la tensión máxima que se puede dar en condiciones de vacío a la entrada del bus de continua será:

$$V_{DC,m\acute{a}x} = 13 \cdot 35'6 = 462'8 \text{ V}$$

Los fabricantes de condensadores discretizan el valor de tensión soportable de 50 en 50. Por tanto, el primer valor de dicho rango que es válido para nuestro caso es el de 500 V.

Como ya mencionábamos, en las hojas de datos de los fabricantes se indica el valor de corriente eficaz máxima a 100 Hz que puede soportar el condensador a una temperatura elevada. Esta corriente suele ser baja, por eso se necesita una asociación de condensadores en paralelo para poder asegurar que en ninguno de ellos se superará la corriente máxima admisible a 100 Hz. El cálculo del número de condensadores necesarios para que no se supere la corriente es muy sencillo:

$$n = \frac{I_{C,RMS}}{I_{C,RMS,100 \text{ Hz},m\acute{a}x}}$$

El resultado será redondeado al entero inmediatamente superior, y ese será el número mínimo de condensadores necesarios.

También debemos tener en cuenta las tolerancias, que no son nada despreciables, del orden de un 20%. Las tendremos en cuenta diseñando para que, en el peor de los casos, el valor de capacidad equivalente sea adecuado. Es decir, consideraremos sólo el 80% de la capacidad del condensador.

Para conocer el valor eficaz de la componente de 100 Hz que circula por el condensador ($I_{C,RMS,100Hz}$), representamos el espectro de armónicos de la corriente en el condensador con la ayuda de PSIM.

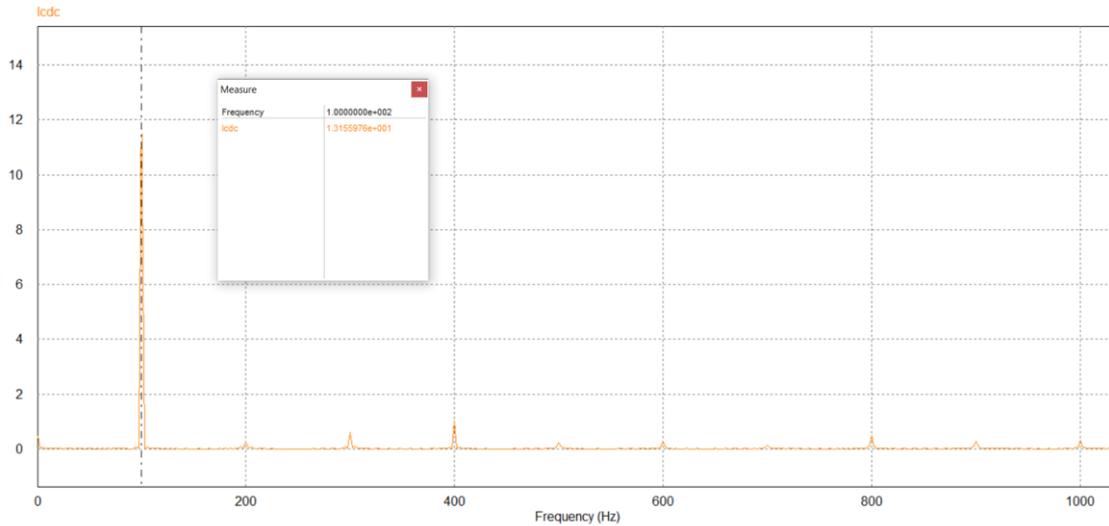


Figura 54. Espectro de armónicos de la corriente en el condensador

El componente de 100 Hz en el condensador tiene un valor de pico de 13'15 A, que en valor eficaz es:

$$I_{C,100\text{ Hz},RMS} = \frac{\hat{I}_{C,100\text{ Hz}}}{\sqrt{2}} = \frac{13'15}{\sqrt{2}} = 9'3A$$

Por otro lado, la ESR afecta al rizado de tensión en el condensador. Este efecto lo modelizaremos en PSIM mediante una resistencia en serie con el condensador y que tendrá el valor:

$$ESR_{eq} = \frac{ESR}{n}$$

Donde n es el número de condensadores en paralelo. Por su parte, el condensador tendrá un valor:

$$C_{eq} = C \cdot n$$

A la vista de la fórmula de ESR, podríamos pensar que conviene que n sea muy alto para minimizar el efecto de la ESR. El problema es que, si hiciéramos eso, el inversor tendría un volumen y un coste demasiado grande. Por tanto, sólo incrementaremos el número de condensadores en caso de querer mejorar la precisión del MPPT. Dependiendo de lo exigentes que seamos con el MPPT, tendremos que gastar más o menos dinero en los condensadores de entrada.

Una vez tenemos C_{eq} y ESR_{eq} , simulamos en PSIM el circuito y observamos el rizado de tensión que se obtiene y el efecto del mismo sobre la precisión del MPPT.

7.1 ESTUDIO DE CONDENSADORES ELECTROLÍTICOS

Comenzaremos estudiando las posibilidades que tenemos dentro de los condensadores electrolíticos. Concretamente hemos estudiado condensadores de Vishay, TDK y Kemet. A continuación, se muestra un extracto de la hoja de características del fabricante Vishay a modo de ejemplo para ilustrar el aspecto de este tipo de documentos y describir sus características y principales aplicaciones:

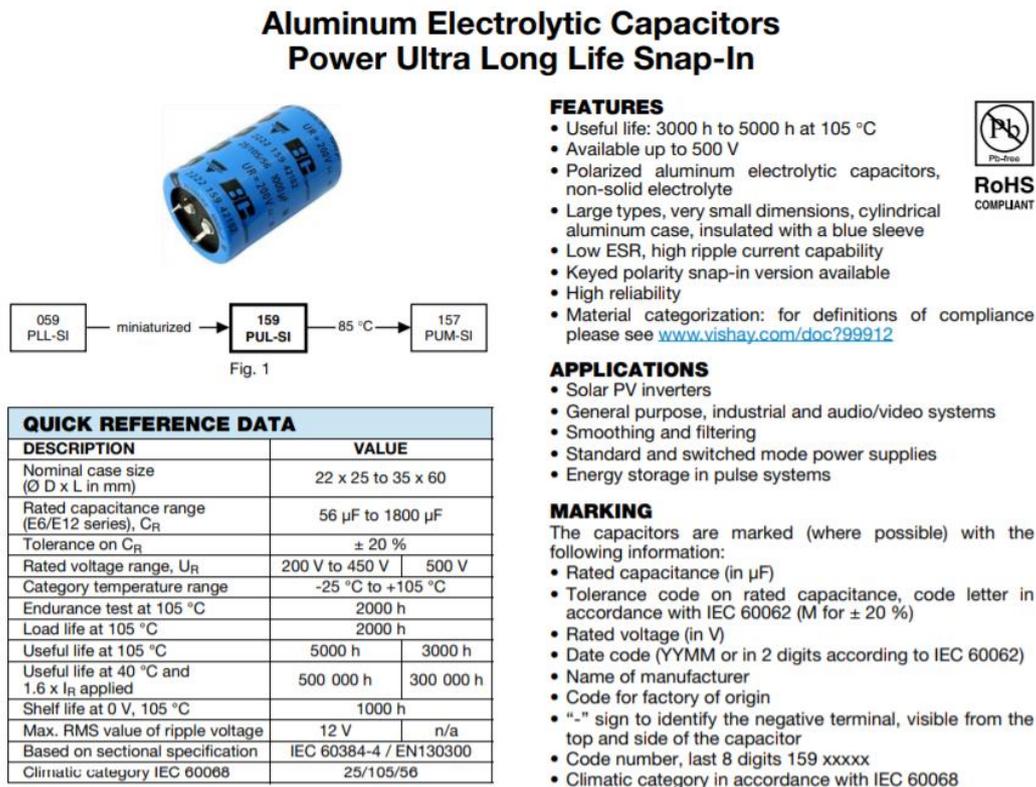


Figura 55. Primera página de la hoja de características de Vishay

Dentro de un documento de este tipo, cada fabricante incluye los condensadores que ofrece para cada tensión, discretizando los valores de tensión de 50 en 50. En la Figura 56, mostramos la información que se puede encontrar sobre cada condensador en este tipo de documentos.

ELECTRICAL DATA AND ORDERING INFORMATION										
U _R (V)	C _R 100 Hz (μF)	NOMINAL CASE SIZE Ø D x L (mm)	I _R 120 Hz 105 °C (A)	I _{L5} 5 min (mA)	TYP. ESR 100 Hz ⁽¹⁾ (mΩ)	MAX. ESR 100 Hz ⁽¹⁾ (mΩ)	TYP. Z 10 kHz (mΩ)	MAX. Z 10 kHz (mΩ)	ORDERING CODE MAL2159.....	
									2-TERM.	3-TERM.
500	68	22 x 30	0.60	0.34	1220	1630	850	1110	59689E3	79689E3
	82	22 x 35	0.69	0.41	1010	1350	700	920	59829E3	79829E3
	100	25 x 35	0.80	0.50	830	1110	580	760	59101E3	79101E3
	120	25 x 40	0.91	0.60	700	930	490	640	59121E3	79121E3
	150	25 x 45	1.08	0.75	560	750	390	510	59151E3	79151E3
	150	30 x 35	1.06	0.75	590	780	420	550	49151E3	69151E3
	180	30 x 35	1.13	0.90	480	640	350	450	59181E3	79181E3
	220	30 x 40	1.30	1.10	400	530	280	370	59221E3	79221E3
	270	30 x 50	1.58	1.35	320	430	230	300	59271E3	79271E3
	330	35 x 45	1.74	1.65	290	380	210	270	49331E3	69331E3
	390	35 x 50	1.94	1.95	230	310	170	220	59391E3	79391E3
470	35 x 55	2.15	2.35	200	260	150	190	59471E3	79471E3	

Note

⁽¹⁾ ESR at 120 Hz is approximately 0.95 x ESR 100 Hz

Figura 56. Extracto de la hoja de datos para 500 V de Vishay

Realizaremos detalladamente el procedimiento seguido para estudiar un condensador y el resto los estudiaremos con la ayuda de una hoja Excel.

En la Figura 56 tenemos los valores disponibles para 500 V. Necesitamos conseguir una corriente de rizado eficaz a 100 Hz menor que 9'3 A. Como sabemos que, a mayor capacidad menor valor de ESR, comenzaremos con el de 470 μF. Teniendo en cuenta el ±20% de tolerancia que indica el fabricante, lo trataremos como si estuviésemos en la situación más desfavorable, que es cuando el valor de capacidad es un 20% menor de su valor nominal:

$$C = 0'8 \cdot 470 = 376 \mu F$$

La componente de corriente a 100 Hz a través de cada uno de los condensadores no debe superar los 2'15 A, por lo tanto:

$$n = \frac{9'31}{2'15} = 4'33$$

Para garantizar que no se supera el valor máximo de corriente admisible, deberíamos montar el banco con al menos 5 condensadores. Los valores para realizar las simulaciones y comprobar el funcionamiento de este montaje serían:

$$C_{eq} = 376 \cdot 5 = 1880 \mu F$$

$$ESR_{eq} = \frac{260}{5} = 52 m\Omega$$

Comprobamos con PSIM cómo queda el rizado de tensión y la influencia que tiene en la potencia con esta configuración:

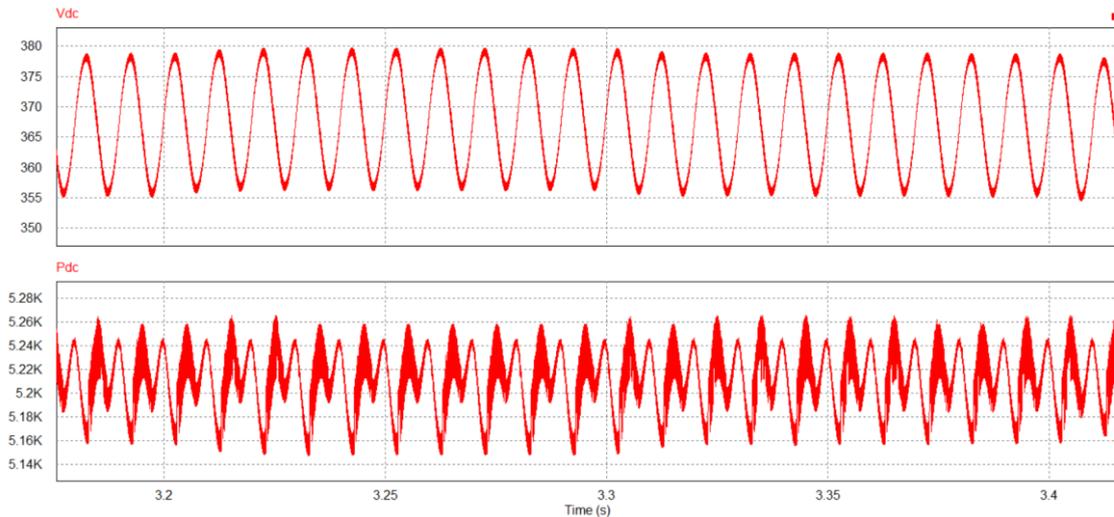


Figura 57. Rizado de tensión e influencia en la potencia.

Observando el espectro de armónicos de la tensión en el condensador, se puede ver que para 100 Hz aparece un valor de pico de 12'7 V, lo cual da lugar a un rizado del doble de ese valor de pico, es decir, 25'4 V:

$$\text{rizado} = \frac{\Delta V}{V} = \frac{25'4}{366} = 6'9\%$$

El volumen de cada uno de los condensadores empleados es : $V = \pi DL = \pi \cdot 35 \cdot 55 = 6047'56 \text{ mm}^3$. En total este montaje ocuparía: $6047'56 \cdot 5 = 30237'83 \text{ mm}^3$

Una vez hemos mostrado el procedimiento realizado para el condensador de 470 μF , el resto de valores se puede estudiar más ágilmente con la ayuda de una hoja Excel cuyo resultado se muestra a continuación:

CONDENSADORES ELECTROLÍTICOS													
Fabricante	C (μF)	ESR ($\text{m}\Omega$)	n	Ceq (μF)	ESReq ($\text{m}\Omega$)	I _{rms,100Hz} (A)	Diámetro (mm)	Longitud (mm)	Volumen (mm^3)	V _{p 100Hz} (V)	Rizado (%)	Precio unitario (€)	Precio total (€)
Vishay	470	260	5	1880	52,0	2,2	35	55	30238	12,7	6,9	18,0	90,0
Vishay	390	310	5	1560	62,0	1,9	35	50	27489	12,8	7,0	15,3	76,4
Vishay	330	380	6	1584	63,3	1,7	35	45	29688	12,8	7,0	13,6	81,7
Vishay	270	430	6	1296	71,7	1,6	30	50	28274	12,8	7,0	5,0	30,2
TDK	680	180	4	2176	45,0	2,7	45	50	28274	12,5	6,8	17,3	69,2
TDK	560	220	4	1792	55,0	2,4	45	55	31102	12,7	6,9	15,0	60,2
TDK	470	260	5	1880	52,0	2,1	45	40	28274	12,7	6,9	11,6	58,0
TDK	390	310	5	1560	62,0	1,9	40	45	28274	12,8	7,0	9,9	49,3
KEMET	470	480	5	1880	96,0	2,0	35	60	32987	12,8	7,0	9,1	45,6
KEMET	390	580	4	1248	145,0	2,9	40	50	25133	13,4	7,3	7,8	31,1
KEMET	270	830	6	1296	138,3	2,3	40	40	30159	13,8	7,5	5,4	32,6

Figura 58. Estudio de condensadores electrolíticos

Para minimizar el coste cumpliendo con nuestro criterio de diseño de 1'2 mF, formaríamos el banco con los 6 condensadores de 270 μF de Vishay. Tendríamos una $C_{eq} = 1296 \mu\text{F}$ y $ESR_{eq} = 71'7 \text{ m}\Omega$.

Para evaluar el efecto del rizado sobre el MPPT de forma cuantitativa, la mejor forma es calcular la energía entregada. De ese modo se puede ver cuantitativamente las fluctuaciones que tiene la potencia cuando se aleja del PMP.

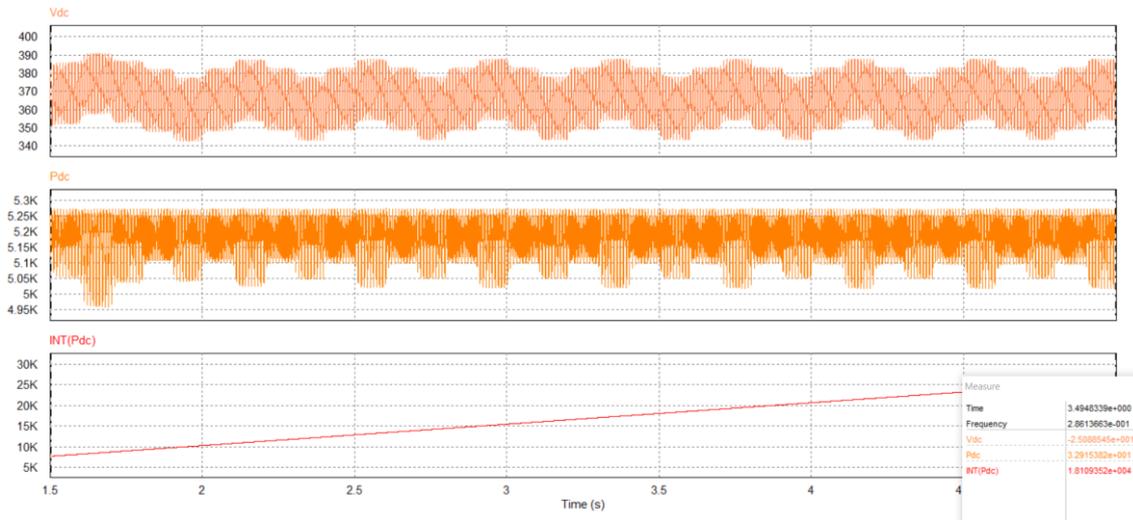


Figura 59. Rizado de tensión y potencia para el banco de condensadores electrolíticos

Se obtiene una energía de 18109 J durante 3'5 segundos a plena potencia. Compararemos este valor con el obtenido con la opción elegida en condensadores de película.

Por último, las pérdidas serían de:

$$P_{electrolítico} = ESR_{eq} \cdot I_{RMS}^2 = 0'0717 \cdot 13'4^2 = 12'87W$$

7.2 CONDENSADORES DE PELÍCULA DE POLIPROPILENO

En la sección 6.2 se mencionó la tendencia actual hacia la reducción de la capacidad del condensador, ya que ello permitía emplear condensadores de película en lugar de electrolíticos. Los condensadores de película duran más que los electrolíticos y por lo tanto alargan la vida útil del inversor. El problema que tienen es que son más caros y ocupan más espacio. En esta sección se estudian condensadores de película de polipropileno de diferentes fabricantes. Un ejemplo de hoja de características para este tipo de condensadores se muestra a continuación:

ELECTRICAL DATA AND ORDERING CODE															
U _{NDC} AT 85 °C (V)	CAP. ⁽⁶⁾ (μF)	DIMENSION ⁽⁶⁾ (mm)			P1 (mm)	P2 (mm)	dV/dt (V/μs)	I _{PEAK} (A)	I _{RMS} ⁽²⁾ (A)		ESR ⁽³⁾ (mΩ)		tan δ 10 kHz ($< 10^{-3}$) ⁽⁴⁾		ORDERING CODE ⁽¹⁾
		w	h	l					2 PINS	4 PINS	2 PINS	4 PINS	2 PINS	4 PINS	
U _{OPDC} AT 70 °C = 600 V, U _{OPDC} AT 105 °C = 350 V															
500	22	21.5	38.5	43	37.5	10.2	20	440	9	10	9	7	210	200	MKP1848C62250JP*
	25	21.5	38.5	43	37.5	10.2	20	500	9	10	8	6	210	200	MKP1848C62550JP*
	30	24	44	42	37.5	10.2	20	600	11	13	7	5	210	200	MKP1848C63050JP*
	35	24	44	42	37.5	10.2	20	700	12	14	6	4.5	210	200	MKP1848C63550JP*
	40	30	45	42	37.5	10.2/20.3	20	800	13	15	5	4	210	200	MKP1848C64050JP*
	45	30	45	42	37.5	10.2/20.3	20	900	14	16	4.5	3.5	210	200	MKP1848C64550JP*
	50	30	45	42	37.5	10.2/20.3	20	1000	15	17	4	3	210	200	MKP1848C65050JP*
	55	30	57	42	37.5	20.3	20	1100	16	18	3.5	3	210	200	MKP1848C65550JP*
	60	30	57	42	37.5	20.3	20	1200	16	18	3.5	3	210	200	MKP1848C66050JP*
	65	30	57	42	37.5	20.3	20	1300	18	19	2.5	2	210	200	MKP1848C66550JP*
	50	25	45	57.5	52.5	10.2	10	500	10	11	7	6	450	400	MKP1848C65050JY*
	55	25	45	57.5	52.5	10.2	10	550	11	13	7	6	450	400	MKP1848C65550JY*
	60	30	45	57.5	52.5	20.3	10	600	12	14	6	5	450	400	MKP1848C66050JY*
	65	30	45	57.5	52.5	20.3	10	650	12	14	6	5	450	400	MKP1848C66550JY*
	70	30	45	57.5	52.5	20.3	10	700	13	15	6	5	450	400	MKP1848C67050JY*
	75	35	50	57.5	52.5	20.3	10	750	14	16	5	4	450	400	MKP1848C67550JY*
	80	35	50	57.5	52.5	20.3	10	800	15	17	4.5	3	450	400	MKP1848C68050JY*
	90	35	50	57.5	52.5	20.3	10	900	16	18	4	3	450	400	MKP1848C69050JY*
	100	35	50	57.5	52.5	20.3	10	1000	17	19	4	3	450	400	MKP1848C71050JY*
	110	45	45	57.5	52.5	20.3	10	1100	-	19	-	2.5	-	450	400
120	45	45	57.5	52.5	20.3	10	1200	-	19	-	2.5	-	450	400	MKP1848C71250JY5
250 ⁽⁶⁾	70	65	57.5	52.5	20.3	4	1000	-	25	-	2	-	450	400	MKP1848C72550JY5
500 ⁽⁷⁾	130	65	57.5	52.5	20.3	2	1000	-	45	-	1.5	-	500	400	MKP1848C75050JY5

Figura 60. Condensadores de película de polipropileno de Vishay para 500 V

La corriente máxima en valor eficaz se da para 10 kHz. A falta de más datos del fabricante, vamos a suponer que el condensador soporta la misma corriente eficaz máxima a 100 Hz que a 10 kHz.

Los casos estudiados se muestran en la siguiente figura:

CONDENSADORES DE PELÍCULA													
Fabricante	C (μF)	ESR (mΩ)	n	Ceq (μF)	ESR eq (mΩ)	I _{max} , 10 kHz (A)	W (mm)	H (mm)	L (mm)	Rizado (%)	Volumen (mm ³)	Precio unitario (€)	Precio total (€)
Vishay	110	1,5	11	1149,5	0,1	19,0	45	45	57,5	10,1	1280813	66,6	732,1
Vishay	250	2,0	5	1187,5	0,4	25,0	70	65	57,5	9,7	1308125	82,5	412,5
Vishay	500	2,5	3	1425,0	0,8	45,0	130	65	57,5	8,0	1457625	261,5	784,5
Panasonic	110	4,4	11	1149,5	0,4	18,5	35	56	57,5	10,0	1239700	18,2	200,2
Panasonic	100	4,7	12	1140,0	0,4	18,0	35	56	57,5	10,0	1352400	16,2	194,9
Panasonic	95	4,9	13	1173,3	0,4	17,5	35	56	57,5	9,7	1465100	22,8	296,4
Kemet	100	3,0	12	1140,0	0,3	19,0	30	45	57,5	10,0	931500	23,0	275,5
Kemet	130	2,4	10	1235,0	0,2	23,0	35	50	57,5	9,3	1006250	14,2	142,0
Kemet	90	1,5	14	1197,0	0,1	26,0	35	50	42,0	9,6	1029000	10,1	140,7
Cornell Dubilier	1500	0,2	1	1350,0	0,23	200,0	76	163	203,0	8,5	2514764	154,3	154,3
Cornell Dubilier	1300	1,5	1	1170,0	1,5	200,0	-	-	-	9,8	54664	138,9	138,9

Figura 61. Estudio de condensadores de película comerciales

Todos los componentes soportan bien la corriente máxima.

Si se observan los volúmenes y se comparan con los obtenidos en condensadores electrolíticos se puede apreciar la notable diferencia. Pese a que es un volumen extra considerable, realmente si pensamos en la aplicación de nuestro inversor, no es un gran problema. En una planta fotovoltaica supone un porcentaje más que despreciable del volumen ocupado por la instalación. En otras palabras, no vamos a ganar un volumen crucial por elegir los electrolíticos en lugar de los de película. Si pensáramos en una aplicación aeroespacial o de vehículos de

competición, donde se hace todo lo posible por ahorrar el último gramo de peso y el último mm³ de espacio, entonces sí que importaría esta diferencia de volumen. Pero ocupar el volumen de una botella de agua en una instalación fotovoltaica de 5 kW no es un problema. El problema de estos condensadores es el precio.

La opción más barata y que además ocupa menos espacio es la del condensador de 1'3 mF de Cornell Dubilier, que cuesta 138'93 €. La capacidad equivalente, teniendo en cuenta la tolerancia del 10% indicada por el fabricante es 1'17 mF. La ESR es de 1'5 mΩ. Simulando bajo estas condiciones en PSIM, se obtiene:

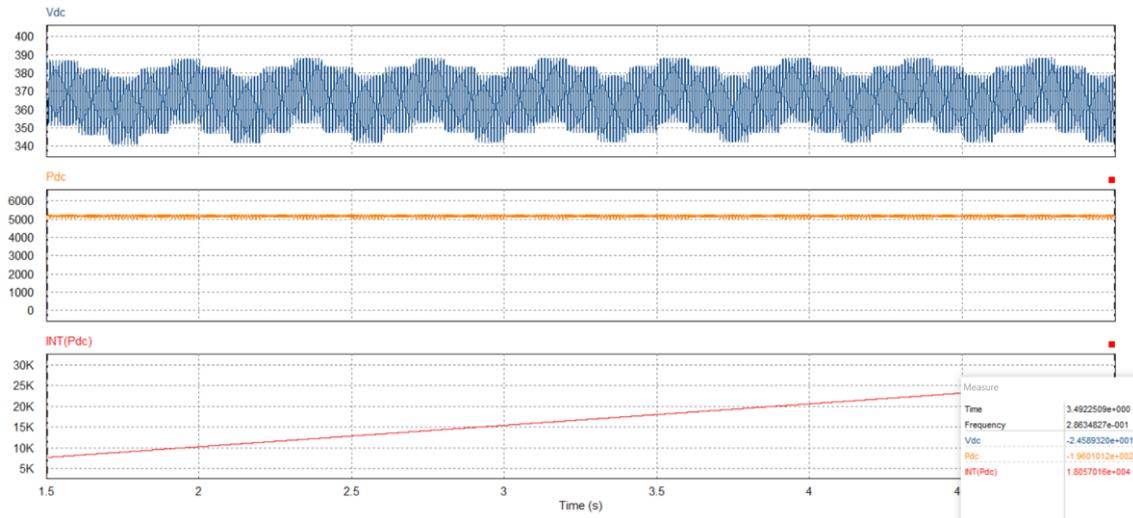


Figura 62. Energía entregada condensador de película 1'3 mF Cornell Dubilier

La energía entregada en 3'5 segundos es de 18057 J. Perderíamos 52 J cada 3'5 segundos respecto a los electrolíticos, es decir 53'49 kJ a la hora (en condiciones de máxima irradiancia). Asumimos que las diferencias de energía observadas para máxima irradiancia se dan también para el resto de niveles de irradiancia. En España, según [18] tenemos una media de 2626'3 horas de sol al año. Eso quiere decir que cada año perderíamos $53'49 \cdot 2626'3 = 140'47$ MJ de energía. Si entramos en eSios, a fecha de 17/6/2020 el precio al que se está pagando la energía en este momento es de 36'01 €/MWh. O lo que es lo mismo, a 1 céntimo el MJ de energía. Si simplificamos el análisis asumiendo que ese va a ser el precio pagado durante todo el año, estaríamos perdiendo 1'4 € al año, lo cual tampoco es una diferencia notable.

Las pérdidas con este condensador de Cornell Dubilier serían:

$$P_{película} = ESR_{eq} \cdot I_{RMS}^2 = 0'0015 \cdot 13'4^2 = 0'27W$$

Claramente inferiores a las obtenidas con los electrolíticos, debido a su menor ESR.

La vida útil de un condensador de película, viendo datos en hojas de fabricantes es de aproximadamente 100000 horas para la máxima corriente eficaz.

$$\frac{100000 \text{ horas}}{5000 \text{ horas}} = 20$$

Es decir, los condensadores de película duran alrededor de 20 veces más que los electrolíticos. Esto explica la actual tendencia a tratar de reducir la capacidad de la DC-link para poder emplear condensadores de película a un precio contenido.

7.3 CONCLUSIÓN DEL ESTUDIO DE CONDENSADORES

Tras el estudio realizado, tenemos que decidir si elegimos condensadores electrolíticos o de película. La alternativa más barata encontrada en condensadores de película cuesta 138'93 € frente a los 30'24 € que cuesta la solución elegida con electrolíticos. Además, con los electrolíticos el MPPT funciona ligeramente mejor.

Por otra parte, los electrolíticos de Vishay tienen una durabilidad de 5000 horas a máxima temperatura, es decir, cuando esté circulando la máxima corriente en condiciones de máxima irradiancia. Los de película de PP de Cornell Dubilier duran 100000 horas a máxima temperatura.

Hemos hecho una estimación de los años que podrían operar estos condensadores en la planta. En [18] se cifra el promedio de horas solares en España en 2626. De ellas, la cuarta parte corresponden al verano, 657 horas. De esas horas, aproximadamente la tercera parte son las horas centrales del día, es decir, 218 horas. Con lo cual, a lo largo del año hay, previsiblemente, 218 horas en las que el condensador trabaja a máxima temperatura. Por lo tanto:

$$Durabilidad_{electrolíticos} = \frac{5000 h}{218 h/año} = 22'8 años$$

$$Durabilidad_{polipropileno} = \frac{100000 h}{218 h/año} = 458'7 años$$

Estos 23 años de los electrolíticos son del mismo orden que el período de vida estimado de la instalación, por lo que los electrolíticos se consideran aptos en este sentido.

En cuanto al volumen, los electrolíticos ocupan 28 cc frente a los 54 cc del de película, es decir, la mitad.

En conclusión, elegimos los condensadores electrolíticos de 270 μ F de Vishay para formar el banco de la DC-link.

8 ESTUDIO DE LAS PÉRDIDAS EN EL INVERSOR

Una vez realizado y validado el diseño del inversor, pasamos en esta sección al estudio de las pérdidas de calor que se producen durante su operación para seleccionar adecuadamente los componentes reales basándonos en los resultados del presente estudio.

Es bien conocido que en todo circuito eléctrico una parte de la potencia se pierde en forma de calor. Para evitar la destrucción del inversor, es necesario saber a qué temperaturas se pueden ver sometidos sus componentes para seleccionar adecuadamente los elementos de evacuación de calor que garanticen una operación segura del mismo. Dichos elementos son los radiadores.

Los elementos objeto de este estudio serán los interruptores. En el término interruptor englobamos tanto al IGBT como a su diodo en antiparalelo. Ambos basan su funcionamiento en la física de semiconductores (ver apartado 2.1) y en consecuencia presentan una limitación en cuanto a la temperatura máxima que puede soportar su unión antes de ser destruida. Es nuestro objetivo buscar los componentes adecuados (interruptores y radiadores) que sean capaces de soportar la corriente que circula por el inversor.

En el estudio de la transmisión del calor, se suele utilizar la analogía entre el problema térmico y el problema eléctrico para facilitar la comprensión. Físicamente no hay ninguna relación entre la transmisión de calor y la electricidad, pero sí que se pueden observar grandes similitudes entre ambos fenómenos. Al igual que una diferencia de temperaturas provoca un flujo de calor; una diferencia de tensión provoca un flujo eléctrico. Ambas están separadas por una resistencia (térmica para las temperaturas, eléctrica para las tensiones). En nuestro caso, la analogía eléctrica nos permitirá evaluar el problema térmico en PSIM. Este software, entre otras cosas, presenta un módulo diseñado específicamente para realizar estudios como el que nos ocupa (*PSIM Thermal Module*). En él podemos seleccionar componentes ya existentes en la base de datos del programa, o seleccionar componentes que el usuario haya incluido previamente a la base de datos a través de la ventana *Device Database Editor*.

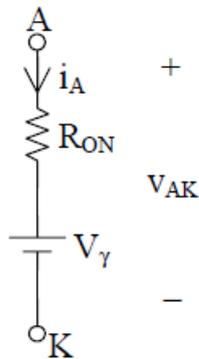
Como ya avanzábamos antes, en nuestro estudio perseguimos calcular la temperatura de la unión del IGBT y el diodo, así como las pérdidas totales de calor para poder determinar el rendimiento. Tenemos 4 tipos de pérdidas:

1. Pérdidas por conducción en el IGBT
2. Pérdidas por conmutación en el IGBT
3. Pérdidas por conducción en el diodo
4. Pérdidas por conmutación en el diodo.

8.1 CARACTERÍSTICAS DINÁMICAS DEL DIODO DE POTENCIA

Los diodos de potencia necesitan un tiempo para pasar del estado de bloqueo al de conducción y viceversa. Es importante conocer estos tiempos ya que de ellos dependen las propiedades intrínsecas del diodo y las características del circuito en el que trabajará. Las formas de onda de la tensión y la corriente en el diodo nos permiten estudiar dos fenómenos importantes: la recuperación inversa durante el corte y la sobretensión que se produce en directo durante la puesta en conducción.

El modelo lineal del diodo de potencia nos permite calcular fácilmente sus pérdidas en conducción:



Si la corriente que atraviesa el diodo es periódica, la potencia media disipada en él será:

$$P_{conducción} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_A(t) \cdot v_{AK}(t) \cdot dt$$

donde $v_{AK}(t) = V_Y + i_A(t) \cdot R_{ON}$

tenemos: $P_{conducción} = V_Y \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_A(t) \cdot dt + R_{ON} \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_A^2(t) \cdot dt$

$$P_{conducción} = V_Y \cdot I_{media} + R_{ON} \cdot I_{RMS}^2$$

Figura 63. Modelo del diodo. [15]

Las pérdidas por conmutación son: $P_{conmutación} = V_R \cdot Q_{RR} \cdot f_s$

Cuando el diodo conmuta a off se produce el fenómeno de la recuperación inversa, que provoca la aparición de la zona sombreada Q_{RR} . Cuando el diodo conduce, existe un exceso de portadores que debe ser evacuado para que la zona de transición pueda crecer en la región de deriva y el diodo pueda bloquear la tensión inversa que se produce. El exceso de portadores se elimina por recombinación durante el período t_3 y mediante la corriente inversa que fluye por el diodo en los intervalos t_4 y t_5 . Por esta razón, al aumentar la frecuencia de conmutación, aumentan las pérdidas.

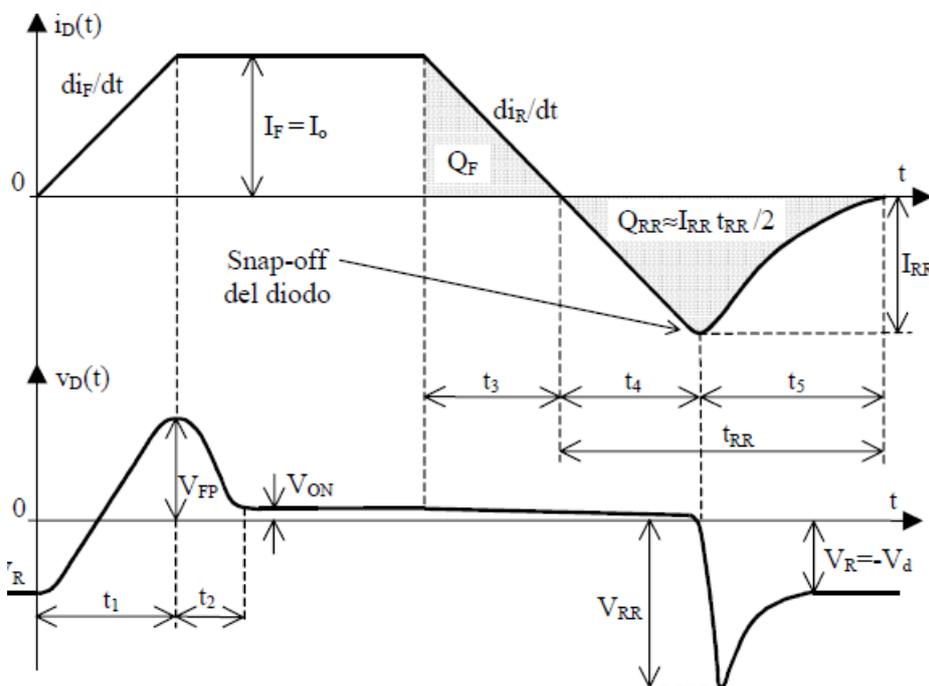


Figura 64. Ondas de corriente y tensión durante las conmutaciones. [15]

8.2 CARACTERÍSTICAS DEL IGBT

El IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) es un conmutador que ha desplazado al BJT en aplicaciones de potencia y ha sustituido al tiristor en aplicaciones de media y baja potencia. Este dispositivo combina las ventajas del MOSFET (alta velocidad de conmutación) y simplicidad de control con las ventajas del BJT (poca caída de tensión para altas corrientes).

De este modo, el IGBT se presenta como un dispositivo de portadores minoritarios que presenta características de conducción muy buenas, un circuito de disparo sencillo, una gran SOA (Safe Operation Area) y mayor robustez que el MOSFET. Actualmente, el IGBT es capaz de conmutar casi a la misma frecuencia que un MOSFET, siempre y cuando reduzcamos la corriente que circula por él.

La característica tensión-corriente de un IGBT se parece mucho a la de un BJT de pequeña señal, con la excepción de que el parámetro de control no es la corriente sino la tensión de puerta. A continuación, mostramos como ejemplo la característica del modelo SK50GH065F de Semikron:

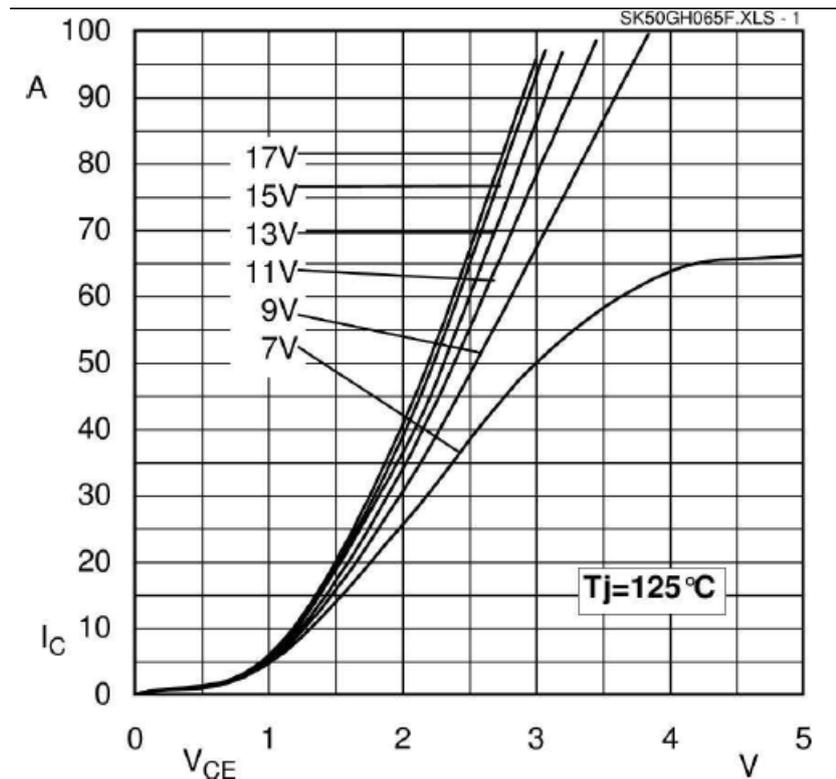


Figura 65. Característica tensión-corriente de un IGBT. Fuente: hoja de datos de Semikron SK50GH065F

En función de la tensión de puerta que apliquemos tendremos una curva diferente. Lo que ocurre es que, a mayor tensión de puerta, menores pérdidas, ya que para la misma tensión colector-emisor obtenemos mayor corriente. El estudio térmico se ha realizado para tensiones de puerta de 15 V.

8.3 CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE AL PROBLEMA TÉRMICO

Comenzaremos planteando el circuito equivalente para el estudio de las pérdidas sean de conducción o de conmutación:

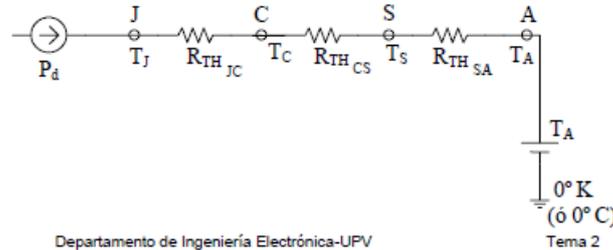


Figura 66. Circuito eléctrico equivalente para el cálculo de pérdidas.[6]

Las pérdidas se modelizan mediante una fuente de corriente (P_d). Seguiremos la ruta que sigue la potencia térmica desde la unión (J) hasta el ambiente (A). De la unión pasamos a la cápsula que envuelve el interruptor, a través de la resistencia térmica entre la unión y la cápsula ($R_{TH,JC}$). Seguidamente, el flujo térmico pasa al radiador (S) a través de $R_{TH,CS}$ antes de ser evacuado al ambiente (A) a través de $R_{TH,SA}$.

En cada interruptor tendremos los 4 tipos de pérdidas. Además, tendremos dos resistencias térmicas de la unión a la cápsula: una para el diodo y otra para el IGBT.

A continuación, mostramos cómo se muestra el IGBT en el Thermal Module.

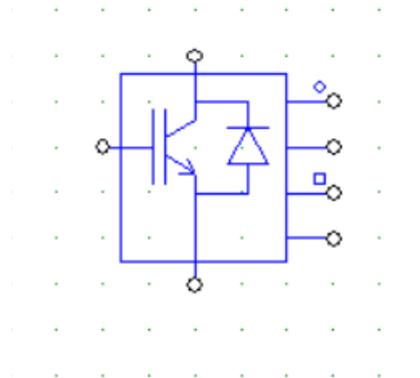


Figura 67. IGBT del Thermal Module de PSIM

A la derecha tenemos 4 pestañas cuyo significado describimos a continuación:

- 1ª: Pérdidas por conducción en el IGBT.
- 2ª: Pérdidas por conmutación en el IGBT.
- 3ª: Pérdidas por conducción en el diodo.
- 4ª: Pérdidas por conmutación en el diodo.

Seguidamente, mostramos un circuito que viene incluido al instalar PSIM y en el que se puede ver el montaje para el cálculo de pérdidas:

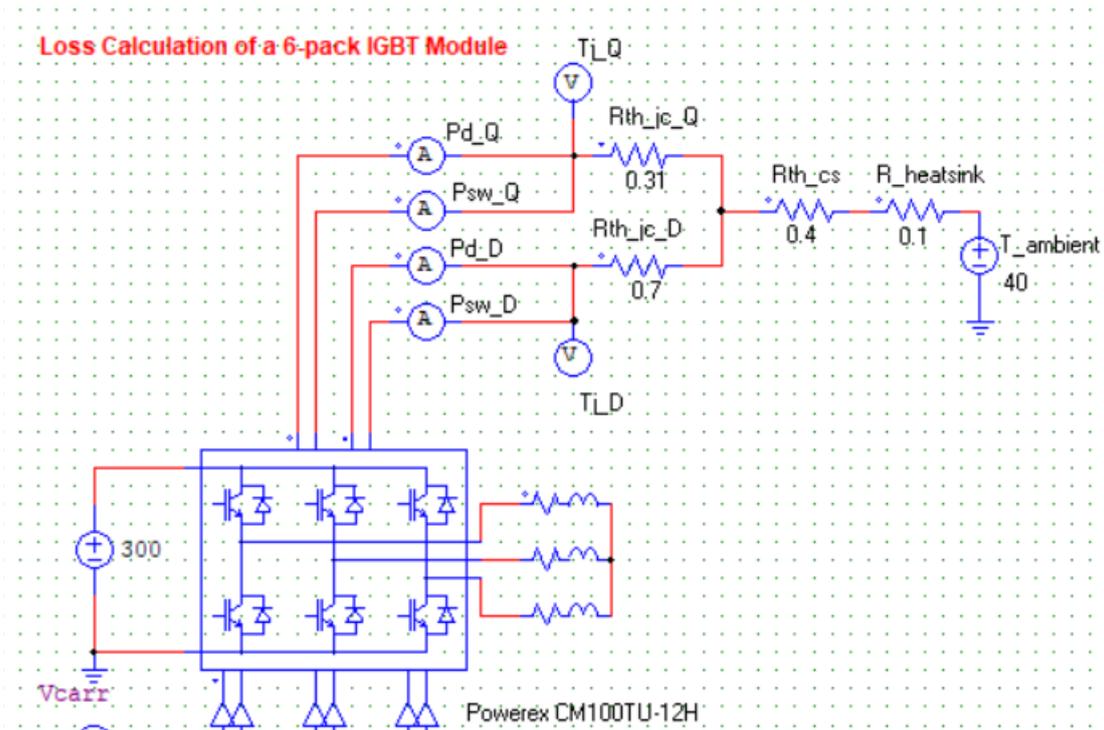


Figura 68. Ejemplo de PSIM para el cálculo de pérdidas.

De la Figura 68 nos interesa fijarnos en el montaje para el cálculo de pérdidas (parte superior). En él se puede observar cómo interactúan los 4 tipos de pérdidas que tenemos. La idea es la misma que la expuesta en la Figura 66 para un solo tipo de pérdidas. Lo que aporta la Figura 68 es ver cómo se conectan las 4 pestañas del pack de 6 IGBTs para describir el problema térmico. Las pérdidas por conducción y por conmutación se unen en el punto que tienen en común (la unión). Las pérdidas por la parte del IGBT y por la parte del diodo van de forma paralela hacia su punto común (la cápsula). A partir de la cápsula, el circuito se describe exactamente igual que lo hicimos previamente. En la base de datos de PSIM, se puede incluir en cada componente el valor de las resistencias térmica unión-cápsula ($R_{th,jc}$) del diodo y del transistor, pudiendo así eliminarlas del esquema. En la siguiente figura se muestra cómo hemos modificado el esquema inicial en PSIM de la Figura 12 para el estudio de pérdidas:

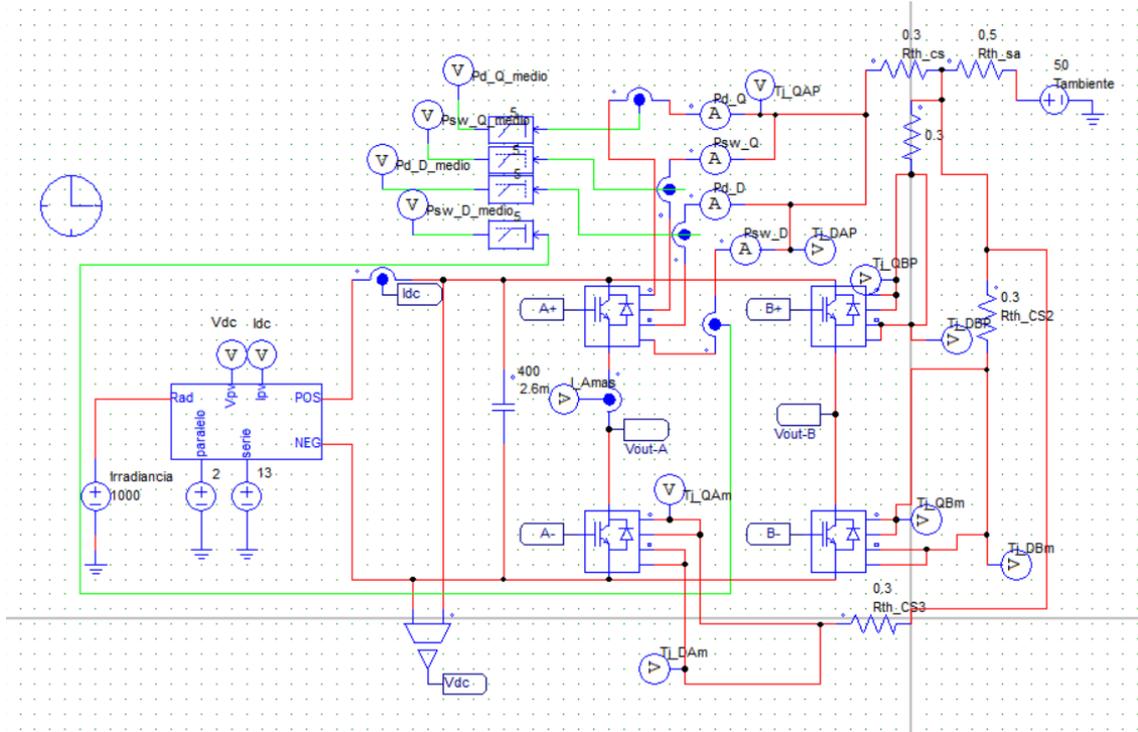


Figura 69. Esquema del circuito equivalente al problema térmico

Pese a lo aparatoso que pueda parecer a simple vista, se trata de replicar la idea de la Figura 68 para cada uno de los cuatro interruptores, sabiendo que la carcasa de cada uno es independiente y que tienen como punto en común su unión al radiador. Además, si incluimos la resistencia térmica unión-cápsula en la hoja de datos del componente, podemos eliminarla del circuito. En cuanto a las pérdidas, es suficiente medirlas en uno de los interruptores y multiplicarlas por 4 para obtener el total.

8.4 SIMULACIONES

Con ayuda del software PSIM podemos obtener las pérdidas del componente que queremos evaluar. Una vez conocidas esas pérdidas (pérdidas en el transistor y pérdidas en el diodo), podemos resolver el circuito térmico para calcular la resistencia térmica del radiador al ambiente necesaria para que no se supere la temperatura de unión máxima admitida por el componente. Las pérdidas no dependen de la resistencia térmica radiador-ambiente, que es la que queremos calcular. Podemos poner en PSIM una $R_{th,sa}$ arbitraria para poder simular y ver las pérdidas y poder calcular la $R_{th,sa}$ necesaria. El circuito térmico que debemos resolver para calcular dicha $R_{th,sa}$ se muestra en la siguiente figura:

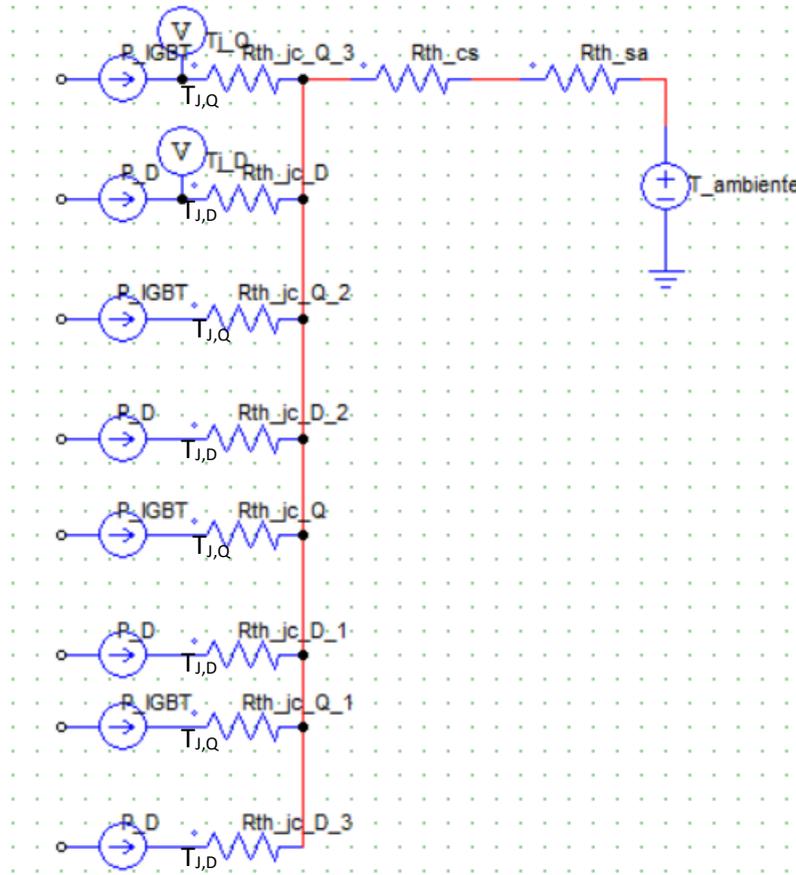


Figura 70. Circuito térmico. Modelo para obtener ecuaciones

Si observamos el circuito térmico, vemos que tenemos ocho temperaturas de unión que controlar. Tenemos 4 interruptores y en cada interruptor tenemos temperatura de unión del IGBT y temperatura de unión del diodo. En nuestro caso basta con comprobar esas dos temperaturas en un interruptor debido a la simetría de las corrientes circulantes. Viendo el circuito, la inecuación que necesitamos plantear para calcular la $R_{th,sa}$ una vez hemos simulado en PSIM y hemos obtenido las pérdidas es la siguiente:

$$\text{Por parte del IGBT: } T_{J,IGBT} = P_{IGBT} \cdot R_{th,jc,IGBT} + T_C \leq T_{j,m\acute{a}x} - MS$$

$$\text{Por parte del diodo: } T_{J,D} = P_D \cdot R_{th,jc,D} + T_C \leq T_{j,m\acute{a}x} - MS$$

$$T_C = T_a + (R_{th,cs} + R_{th,sa}) \cdot 4(P_{IGBT} + P_D)$$

$$R_{th,sa,IGBT} \leq \frac{T_{j,m\acute{a}x} - MS - T_a - P_{IGBT} \cdot R_{th,jc,IGBT}}{4 \cdot (P_{IGBT} + P_D)} - R_{th,cs}$$

$$R_{th,sa,D} \leq \frac{T_{j,m\acute{a}x} - MS - T_a - P_D \cdot R_{th,jc,D}}{4 \cdot (P_{IGBT} + P_D)} - R_{th,cs}$$

$$R_{th,sa} \leq \min(R_{th,sa,IGBT}, R_{th,sa,D})$$

Donde MS es un margen de seguridad que fijamos en 20°C. Habrá que calcular $R_{th,sa}$ por parte del transistor y por parte del diodo y escoger la restricción más limitante para el diseño.

En la fase de diseño es importante contemplar cuál es el peor escenario que se puede dar. El nivel de riesgo del escenario empeora cuanto mayor es la temperatura del ambiente, pues al recortarse la diferencia de temperaturas entre la unión y el ambiente, la evacuación del calor es más lenta y en consecuencia la temperatura de la unión aumenta. En España, en pleno verano, no resulta muy alejado de la realidad pensar que en el armario o habitáculo donde está el inversor se puedan alcanzar los 50 grados de temperatura. Por ello, en las simulaciones hemos fijado una temperatura ambiente de 50 grados.

Una vez comprobado el circuito térmico, realizaremos un estudio comparativo entre componentes de diferentes fabricantes. Pretendemos evaluar el rendimiento del inversor con diferentes componentes para realizar la selección adecuada de los mismos. Para calcular el rendimiento hay que tener en cuenta las pérdidas por conducción y por conmutación de los cuatro interruptores, las pérdidas en la rama RC, las pérdidas en el condensador de la DC-link, las pérdidas en la bobina del filtro y la potencia que consume el ventilador en caso de llevarlo.

El rendimiento se calculará de la siguiente forma:

$$\eta = \frac{P_{\text{paneles}} - P_{\text{DC-link}} - P_{\text{conducción}} - P_{\text{conmutación}} - P_{\text{RC}} - P_{\text{ventilador}} - P_{\text{bobina}}}{P_{\text{paneles}}}$$

Las pérdidas en la rama RC se calcularon en 5.5 obteniéndose 4'1 W para 10 kHz y 4'5 W para 16 kHz.

Las pérdidas en la DC-link dependen de la ESR equivalente del banco de condensadores en paralelo. Como concluimos en la sección 7.37.1, toma un valor de 71'7 mΩ. Por simulación en PSIM se obtuvo que el valor eficaz de la corriente en la DC-link es de 13'4 A, luego:

$$P_{\text{DC-link}} = ESR_{eq} \cdot I_{\text{DC-link,RMS}}^2 = 0'0717 \cdot 13'4^2 = 12'87 \text{ W}$$

Las pérdidas en la bobina del filtro se estiman en 10 W, tal y como se explicó en la sección 5.3.1

8.4.1 Estudio comparativo

Para este estudio se ha buscado IGBTs de diferentes fabricantes y se ha evaluado su comportamiento térmico con una temperatura ambiente de 50 grados. El radiador tiene la posibilidad de incorporar o no un ventilador. Este elemento se alimenta a 230 V, con lo que podemos utilizar la red para accionarlo. Lógicamente, encarece el precio del radiador y reduce el rendimiento global, por lo que lo ideal es que no lo tenga que llevar.

Para realizar los cálculos de $R_{th,sa}$ de forma eficiente hemos utilizado una tabla Excel donde hemos introducido los datos de cada componente y obtenido el valor máximo de $R_{th,sa}$ para el que teóricamente no se supera la temperatura máxima de unión. En todos los casos hemos visto que limita más la $R_{th,sa}$ calculada por la parte del transistor que la calculada por la parte del diodo. Habrá que comprobar finalmente en PSIM que el radiador consigue los resultados de temperatura de unión esperados. El estudio se ha realizado para dos frecuencias de conmutación (10 y 16 kHz). Estas son dos frecuencias estandarizadas. Si aumentamos la frecuencia de conmutación, los requerimientos de filtrado se reducen, por lo que podemos reducir el tamaño, el peso y el coste de sus elementos. Por el contrario, se producen mayores pérdidas y por tanto se requiere que la evacuación de calor sea mayor, lo cual se traduce en la necesidad de incorporar un ventilador en nuestro radiador.

8.4.1.1 $F_s=10$ kHz

Fs=10 kHz							
COMPONENTE	PÉRDIDAS IGBT (W)	PÉRDIDAS DIODO (W)	Rth,jc,Q	Rth,jc,D	Tj,máx	Rth,sa (Q)	Rth,sa (D)
Semikron SK30GBB066T	29	1,26	1,3	1,75	175	0,26	0,55
IXYS IXGR48N60C3D1	19,3	1,45	1	1,5	150	0,43	0,65
Renesas RjH65D27BDPQ-A0	44	1,08	0,4	0,5	175	0,18	0,28
Rohm RGCL80TS60D	20	1,5	1,01	2,28	175	0,69	0,90

A la vista de estos resultados, observamos que IXYS y Rohm tienen las pérdidas más bajas. El IGBT de Rohm tiene una temperatura máxima de unión mayor que el de IXYS, por eso el requerimiento de evacuación de calor es menor. Además, el IGBT de IXYS cuesta el doble que el de Rohm. Los IGBTs de Renesas y de Semikron son más caros y con más pérdidas, por lo que quedan descartados. Por estos motivos, analizaremos más en detalle el IGBT de Rohm, comenzando por la frecuencia de conmutación de 10 kHz.

En primer lugar, comprobaremos que el rendimiento es superior al requerido en el enunciado del TFG (97%):

$$\eta = \frac{5200 - 12'87 - 4'1 - 4 \cdot (20 + 1'5) - 10}{5200} = 97'8\%$$

Hemos encontrado un radiador con una resistencia térmica de 0'64 °C/W que es el PS176 de GD Rectifiers, con una longitud de 250 mm y un precio de 14'50 £ que incluye el corte y el desbarbado, pero no el porte. Este radiador no necesita ventilador. Al simularlo en PSIM, obtuvimos los siguientes resultados en temperaturas de unión del diodo y del transistor:

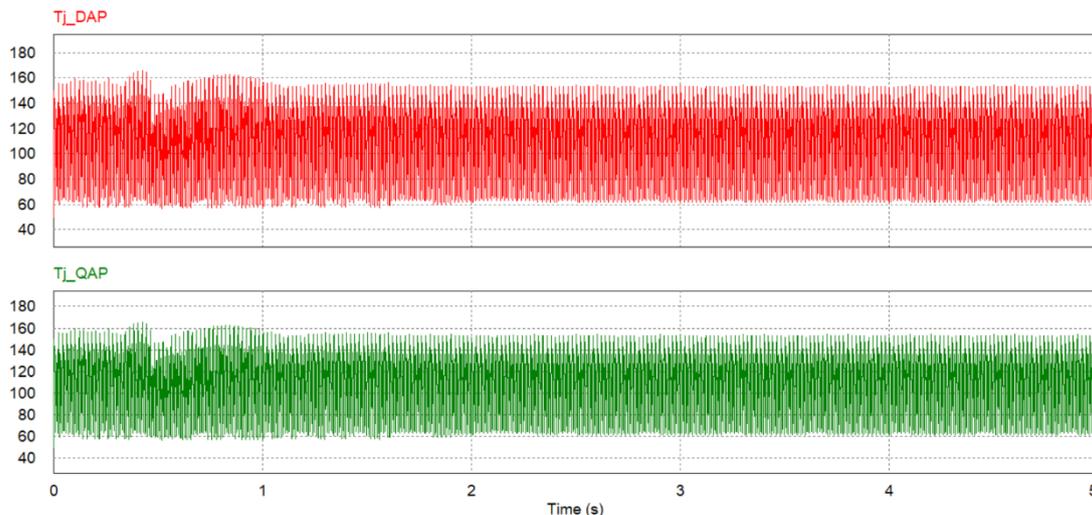


Figura 71. Temperatura en la unión del transistor y el diodo. Rohm RGCL80TS60D

Este resultado es válido al no superarse la temperatura máxima de unión de 175°C. Esta simulación satisfactoria termina de completar el conjunto de argumentos descritos previamente (precio y rendimiento) para elegir los IGBTs de Rohm RGCL80TS60D con el radiador PS176 de GD Rectifiers. Cada IGBT cuesta 3'91€ incluyendo impuestos. Los costes de envío ascienden a 18 €. El coste total de los cuatro IGBTs sería de 31'16€.

8.4.1.2 $F_s=16$ kHz

Fs=16 kHz							
COMPONENTE	PÉRDIDAS IGBT (W)	PÉRDIDAS DIODO (W)	Rth,jc,Q	Rth,jc,D	Tj,máx	Rth,sa (Q)	Rth,sa (D)
Semikron SK30GBB066T	38,3	2,03	1,3	1,75	175	0,04	0,33
IXYS IXGR48N60C3D1	22,9	2,08	1	1,5	150	0,27	0,48
Renesas RjH65D27BDPQ-A0	64,1	1,7	0,4	0,5	175	0,00	0,10
Rohm RGCL80TS60D	26,4	2,2	1,01	2,28	175	0,38	0,60

En este caso el requerimiento de evacuación de calor es mayor y por eso necesitaremos incorporar un ventilador en el radiador para que este no tenga que adquirir un tamaño inadecuado, lo cual encarece y complica la instalación reduciendo ligeramente su rendimiento. La elección se vuelve a dar entre Rohm e IXYS. El primero cuesta la mitad que el segundo. Comprobaremos si en el de Rohm se cumple con la especificación de rendimiento y que no se supera la temperatura máxima de la unión. En caso de que no se cumpla alguna, pasaremos al de IXYS y si tampoco se cumple, habrá que buscar nuevos interruptores.

El radiador P3/120 de Semikron con el ventilador de SKF 3-230-01 ofrece una resistencia térmica de 0'167 K/W. Las características de ambos se ofrecen en las siguientes figuras extraída del catálogo de Semikron:

P 3						
Standard lengths	n	b / d Ø mm	R _{thha} natural cooling K/W	R _{thha} with Fan SKF 3-230-01 K/W	w kg	
			P 3/120	1		20
P 3/180	3	20	0,43 (150W)	0,147	3,1	
	2		0,39 (150W)	0,132		
	3		0,36 (180W)	0,12		
P 3/300	6	34	0,33 (200W)	0,108	5,3	
	1		0,144			
	3		0,118			
	3	34		0,0847		

Figura 72. Características del radiador para $f_s=16$ kHz

Types	Ident No.		f Hz	V ₁ V	Max volume m ³ /h	P W	T _{amb} max °C	Weight kg	Noise dB
SKF 3-230-01	30031061		50 / 60	230	159 / 190	15 / 14	70	0,55	37 / 41
SKF 3-115-01	30031110	50 / 60	115	160 / 190	15,5 / 14,5	70	0,55	37 / 41	
SKF 3-24c-01	VE001030	DC	24	185	7,5	70	0,26	43	
SKF 8-230-01	30145431	50	230	325	45	50	1,1	48	
SKF 9-230-01	30142395	50	230	375	24	70	1	54	

Figura 73. Ventiladores de Semikron

Veamos si con los IGBTs de Rohm cumplimos requerimientos de rendimiento:

$$\eta = \frac{5200 - 12'87 - 4'5 - 4 \cdot (26'4 + 2'2) - 15 - 10}{5200} = 97'0\%$$

Verificamos que no se supera la temperatura máxima de unión, recordando que, al tener simetría en corrientes, el IGBT y el diodo se calientan igual, por lo que basta con comprobar las temperaturas en uno de los dos.

En la Figura 74 se puede observar que la temperatura en la unión del IGBT no supera en ningún momento los 175°C, llegando a un pico máximo de 161°C.

Habiendo verificado rendimiento y temperatura de la unión, podemos dar por válida esta configuración para 16 kHz. En la siguiente sección discutiremos la decisión de la frecuencia de conmutación que finalmente adoptaremos en nuestro inversor.

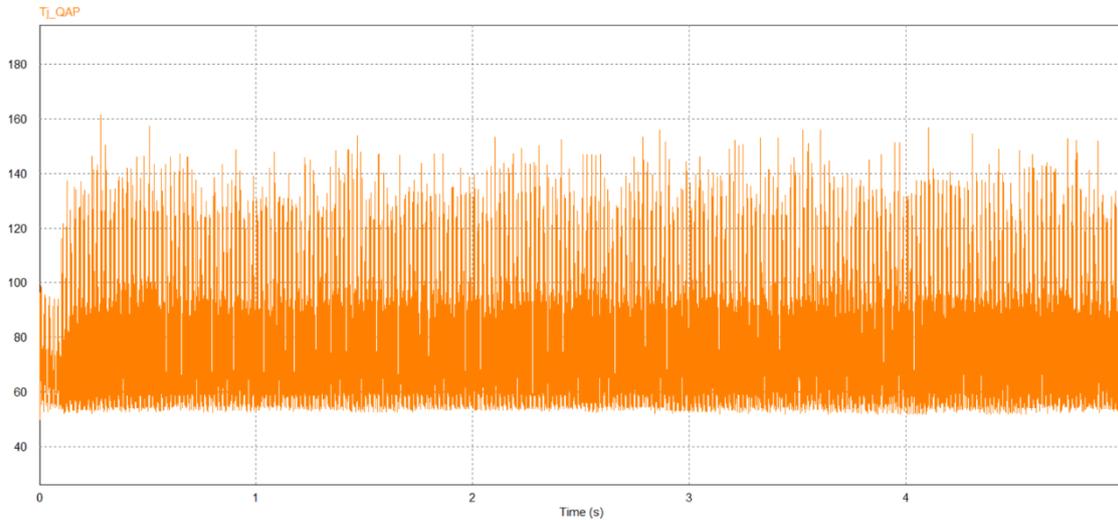


Figura 74. Temperatura en la unión del IGBT para $f_s=16$ kHz

8.4.1.3 Elección de la frecuencia de conmutación

Hemos visto que si elegimos una frecuencia de conmutación de 10 kHz no necesitamos incorporar ventilador en nuestro radiador, mientras que si elegimos 16 kHz sí. Por otra parte, los armónicos se filtran mejor cuanto mayor sea la frecuencia de conmutación, con lo cual podemos reducir el tamaño de la bobina del filtro sin dejar de cumplir normativa IEEE 1547. Además, 16 kHz es un valor de frecuencia que no es audible para el ser humano, lo cual mejora el confort.

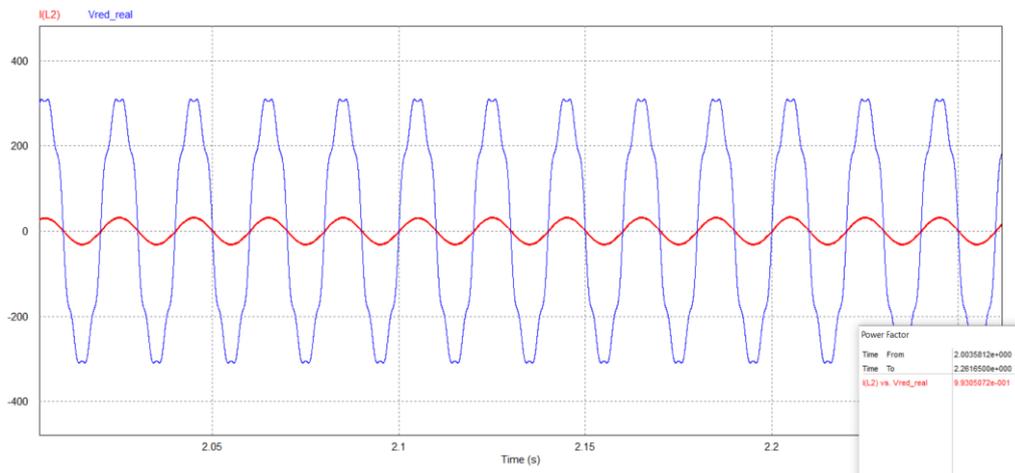


Figura 75. Tensión de red distorsionada vs. Corriente inyectada por el inversor

Un ventilador de las características del señalado en la Figura 73 cuesta en torno a 15-20 € y no ocupa un volumen desmesurado que vaya a suponer una gran diferencia respecto a si no lo llevase.

Como parte negativa de seleccionar la frecuencia de 16 kHz, el añadir el ventilador al sistema es añadir un elemento más que puede dar averías. La seguridad de la instalación depende de que este ventilador funcione, pues si falla se producirá un calentamiento excesivo de los interruptores y el inversor comenzará a limitar su potencia. Por ello, el ventilador es un elemento crítico en la instalación que es necesario proteger mediante salvaguardias. Para evitar accidentes, se añaden sistemas de control que monitorizan la temperatura del radiador en cada momento desconectando el sistema en caso de que se supere cierta temperatura.

Tras exponer los resultados de los estudios a 10 y a 16 kHz y analizar los pros y contras de cada uno en esta sección, se elige la frecuencia de 16 kHz.

9 CONCLUSIONES

En este TFG se ha llevado a cabo el diseño de un inversor monofásico controlado por tensión de 5'2 kW de conexión a red para paneles fotovoltaicos. Se trata de un inversor de una etapa con el que hemos conseguido transformar la corriente continua generada por los paneles fotovoltaicos en una corriente alterna con una distorsión armónica del 2'5%, admisible por la normativa IEEE 1547. El rendimiento del equipo con los componentes elegidos es del 97%.

El filtro se ha diseñado basándonos principalmente en criterios de eficiencia energética. Se han estudiado dos frecuencias de conmutación (10 y 16 kHz) viendo que podíamos reducir el tamaño de los componentes de filtrado si escogemos la segunda de ellas. La bobina se diseñó inicialmente para limitar las pérdidas. Posteriormente, con los análisis en PSIM, hemos visto que podíamos reducir su tamaño sin dejar de cumplir con los requisitos de filtrado. El condensador se ha diseñado para que el consumo de potencia reactiva sea mínimo, sin dejar de lado la efectividad del filtrado. Partiendo de los valores calculados inicialmente para los componentes, se ha realizado simulaciones en PSIM para cuantificar distorsión armónica total y factor de potencia. El transformador de aislamiento galvánico para la conexión a red se ha tenido en cuenta realizando un estudio del funcionamiento del filtro para un barrido de valores de inductancia de dispersión. Tanto la bobina como el transformador se realizan por encargo. Hemos contactado con algún fabricante para tener una idea del precio de ambos, pero no hemos obtenido respuesta, con lo que la capacidad de dar un presupuesto del coste del inversor queda muy reducida.

Gracias al buen funcionamiento del lazo de control de corriente, conseguimos además que la corriente inyectada esté en fase con la tensión de red. Incluso en el caso de una red con una DAT superior al 10% obtenemos un factor de potencia del 99%. Con lo cual, la corriente que sale de nuestro inversor es apta para ser vertida a la red. Para el lazo de corriente la estrategia se basa en el uso de reguladores P+Resonantes con estructura SOGI-FLL que nos permiten complementar la tarea principal del filtro al eliminar los armónicos 3º, 5º y 7º. Los resonantes se han ajustado comprobando estabilidad, ancho de banda y tiempo de establecimiento. Para inyectar la corriente en fase con la tensión de red, se ha sustituido el habitual PLL por una justificada simplificación para obtener el coseno de la fase de red.

También hemos diseñado el lazo de control de tensión para poder controlar el nivel de tensión de entrada al inversor ante cambios en la corriente demandada a su salida. Con el fin de que la entrada al inversor se mantenga lo más estable posible, se ha colocado un banco de condensadores en paralelo y se ha hecho un estudio comparativo entre condensadores electrolíticos y condensadores de película concluyendo que convenía más elegir los electrolíticos. Para ello nos hemos basado en criterios energéticos, económicos y de durabilidad.

Además, para obtener la máxima potencia posible de los paneles en cada momento, se ha implementado un Seguidor del Punto de Máxima Potencia (MPPT) basado en el popular algoritmo Perturbar y Observar. De este modo se aprovecha al máximo el recurso solar disponible en cada momento. Este algoritmo se ha implementado en lenguaje C y se ha estudiado la elección del valor del salto de tensión para la perturbación con la ayuda de PSIM.

Finalmente, se ha realizado un estudio térmico del equipo para poder seleccionar un sistema de evacuación de calor adecuado y poder cuantificar el rendimiento del equipo. Este estudio se ha



realizado con componentes reales de diferentes fabricantes introduciendo las curvas características en la base de datos de PSIM.

10 BIBLIOGRAFÍA

- [1] *ABB. (n.d.). Cuaderno de aplicaciones técnicas nº10. Plantas fotovoltaicas.*
- [2] *Albertos, P., & Mareels, I. (2010). Feedback and Control for Everyone. Valencia: Springer.*
- [3] *Baekhoej Kjaer, S., Pedersen, J., & Blaabjerg, F. (n.d.). A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules.*
- [4] *Ciobotaru, M., Teodorescu, R., & Blaabjerg, F. (n.d.). Control of single-stage single-phase PV inverter.*
- [5] *Departamento de Ingeniería Electrónica, UPV. (n.d.). Energía Fotovoltaica y Electrónica de Potencia.*
- [6] *Departamento Ingeniería Electrónica, UPV. (n.d.). Transparencias de Electrónica de Potencia.*
- [7] *Departamento Ingeniería Electrónica, UPV. (n.d.). Transparencias de Tecnología Electrónica.*
- [8] *González Medina, R., Marian Liberos, S., Figueres, E., & Garcerá, G. (2019). A Control Scheme without Sensors at the PV Source for Cost and Size Reduction in Two-Stage Grid Connected Inverters.*
- [9] *Hambley, A. R. (2003). Electrónica. Pearson Prentice Hall.*
- [10] *Hart, D. W. (2001). Electrónica de Potencia. Prentice Hall.*
- [11] *Hohm, D., & Ropp, M. (n.d.). Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithms Using an Experimental, Programmable Maximum Power Point Tracking Test Bed.*
- [12] *Hussein, K., Muta, I., Oshino, T., & Osakada, M. (n.d.). Maximum photovoltaic power tracking : an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions.*
- [13] *Liserre, M., Blaabjerg, F., & Dell'Aquila, A. (n.d.). Step-by-step design procedure for a grid connected three-phase PWM voltage source converter.*
- [14] *Liserre, M., Blaabjerg, F., & Hansen, S. (n.d.). Design and Control of an LCL-filter based Three-phase Active Rectifier.*
- [15] *Pascual Moltó, M., Cervet Lloret, D., Garcerá Sanfeliu, G., Figueres Amorós, E., & Benavent García, J. (2002). Componentes Electrónicos de Potencia. Valencia: Universidad Politécnica de Valencia.*
- [16] *Teodorescu, R., Liserre, M., & Rodríguez, P. (2011). Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. Wiley.*
- [17] https://www.mouser.es/Passive-Components/Capacitors/_/N-5g7r?P=1z0wrjb
- [18]<https://www.woespana.es/weather/maps/city?WMO=08360&CONT=eses&LAND=SP&ART=SOS&LEVEL=162&MOD=tab>

