



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

Diseño y simulación de una estación de generación y almacenamiento de energía solar fotovoltaica portátil basada en convertidores electrónicos de potencia conmutados.

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

AUTOR/A: Aoud Belbasser, Sofiane el

Tutor/a: Patrao Herrero, Iván

CURSO ACADÉMICO: 2022/2023



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño



Agradecimientos

A mi tutor, Iván Patrao Herrero, por ayudarme y motivarme en todo momento.

A mi familia por apoyarme durante estos años.

A mis amigos y amigas por hacerme sonreír en los momentos difíciles.



Resumen

Estas últimas décadas los niveles de contaminación han ido en aumento y la quema de hidrocarburos para generar energía está provocando fenómenos climatológicos adversos, una solución para contribuir a frenar el cambio climático es fomentar el autoconsumo energético por parte de los ciudadanos. El presente proyecto trata de desarrollar un método de autoconsumo energético eficiente y basado en energías renovables, para así cumplir con la agenda 2030. El objetivo es el diseño y simulación de una estación de generación y almacenamiento de energía solar fotovoltaica basada en convertidores electrónicos de potencia, además, de maximizar la extracción de potencia del sistema fotovoltaico mediante la implementación de un algoritmo MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). El procedimiento se basa en desarrollar las etapas de potencia y control, verificar su funcionamiento mediante diagramas de bode generados en Matlab R2022a e implementar en Psim 9.1.1 cada etapa por separado, validar su correcto funcionamiento y posteriormente verificar que el sistema completo tiene el comportamiento esperado. Finalmente, se pretende extraer conclusiones del proyecto y valorar si se han alcanzado los objetivos estipulados al comiendo del trabajo fin de grado.

Palabras clave: Buck, MPPT, P&O, Flyback, Inversor, SPWM



Abstract

In recent decades, pollution levels have been increasing and the burning of hydrocarbons to generate energy is causing adverse weather phenomena, a solution to help curb climate change is to promote energy self-consumption by citizens. This project aims to develop an efficient energy self-consumption method based on renewable energies, in order to comply with the 2030 sustainable goals. The objective is the design and simulation of a photovoltaic solar energy generation and storage station based on electronic power converters, as well as maximize the power extraction of the photovoltaic system by implementing an MPPT (Maximum Power Point Tracking) algorithm. The procedure is based on developing the power and control stages, verifying their operation by the representation of bode diagrams generated in Matlab R2022a and implementing each stage separately in Psim 9.1.1, validating their correct operation and subsequently verifying that the complete system has the expected response. Finally, the aim is to draw conclusions from the project and assess whether the objectives stipulated at the beginning of the final degree project have been achieved.

Key words: Buck, MPPT, P&O, Flyback, Inverter, SPWM



Resum

Aquestes últimes dècades els nivells de contaminació han anat en augment i la crema d'hidrocarburs per a generar energia està provocant fenòmens climatològics adversos, una solució per a contribuir a frenar el canvi climàtic és fomentar l'autoconsum energètic per part dels ciutadans. El present projecte tracta de desenvolupar un mètode d'autoconsum energètic eficient i basat en energies renovables, per a així complir amb l'agenda 2030. L'objectiu és el disseny i simulació d'una estació de generació i emmagatzematge d'energia solar fotovoltaica basada en convertidors electrònics de potència, a més, de maximitzar l'extracció de potència del sistema fotovoltaic mitjançant la implementació d'un algorisme MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). El procediment es basa en desenvolupar les etapes de potència i control, verificar el seu funcionament mitjançant diagrames de bode generats en Matlab R2022a i implementar en Psim 9.1.1 cada etapa per separat, validar el seu correcte funcionament i posteriorment verificar que el sistema complet té el comportament esperat. Finalment, es pretén extraure conclusions del projecte i valorar si s'han aconseguit els objectius estipulats per al treball fi de grau.

Paraules clau: Buck, MPPT, P&O, Flyback, Inversor, SPWM



ÍNDICE GENERAL

DOCUMENTO N.º 1: MEMORIA.....	1
DOCUMENTO N.º 2: PLANOS	95
DOCUMENTO N.º 3: PRESUPUESTO.....	100
DOCUMENTO N.º 4: ANEXOS.....	104
DOCUMENTO N.º 5: PLIEGO DE CONDICIONES.....	135



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

Diseño y simulación de una estación de generación y almacenamiento
de energía solar fotovoltaica portátil basada en convertidores
electrónicos de potencia conmutados

TRABAJO FIN DE GRADO

DOCUMENTO N.º 1: MEMORIA

GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA

AUTOR:

El Aoud Belbasser, Sofiane

TUTOR/A: Patrao Herrero, Iván

CURSO ACADÉMICO: 2022/2023



ÍNDICE DE LA MEMORIA

1. Introducción	1
1.1 Alcance y objetivos del proyecto	1
1.2 Motivación	1
1.3 Antecedentes	1
1.3.1 La actualidad de las energías renovables	3
1.4 Estructura del trabajo	5
2. Estado del arte	5
2.1 La energía solar fotovoltaica en España	5
2.2 Algoritmos MPPT	7
2.3 Convertidores electrónicos de potencia	11
2.4 Estudio sobre los generadores de energía portátiles	13
3. Estación de energía solar fotovoltaica portátil	14
3.1 Características técnicas	14
3.2 Estudio de necesidades	15
4. Elección de paneles solares portátiles	16
4.1 Tipos según su tecnología de fabricación	16
4.2 Módulo solar FSP-Max 440 W de Offgridtec	16
5. Elección de la batería	17
5.1 Criterios de selección	17
6. Planteamiento de soluciones alternativas para el diseño del control del convertidor. Elección y justificación de la solución adoptada.	19
6.1 El control de etapas de potencia	19
6.2 Control modo tensión	21
6.3 Control modo corriente	21
6.3.1 Control modo corriente de pico	21
6.3.2 Control modo corriente media	22
6.4 Tipos de compensadores	22
6.5 Elección y justificación de la solución adoptada	23
7. Descripción detallada de la solución adoptada	23
7.1 Diseño teórico del convertidor Buck	23
7.2 Elección de componentes del convertidor Buck	28
7.3 Modelo promediado del convertidor PWM.	29
7.3.1 Análisis en DC	32



7.3.2 Análisis en AC	32
7.4 Control modo corriente media Buck.	33
7.4.1 Diseño del lazo de corriente	33
7.4.1.1 Diseño del compensador de corriente mediante el método del factor K	36
7.4.2 Diseño del lazo de tensión	39
7.4.2.1 Diseño del compensador de tensión mediante el método del factor K	41
7.4.2.1 Función de transferencia G_{vpv_il}	43
7.5 Diseño teórico del convertidor Flyback	45
7.6 Elección de componentes del Flyback	47
7.7 control modo tensión del Flyback	49
7.7.1 Análisis en DC	50
7.7.2 Análisis en AC	50
7.8 Diseño del control modo tensión	51
7.8.1 Diseño del compensador de tensión mediante el método del factor K	52
7.9 Diseño del inversor monofásico	55
7.9.1 Técnicas de modulación. Bipolar y Unipolar.	57
7.9.2 Cálculo de la ganancia del filtro LC:	58
7.9.3 Diseño de componentes pasivos del filtro LC:	60
7.9.3.1 Cálculo del condensador	62
7.9.3.2 Cálculo de la bobina	62
7.10 Elección de componentes del inversor	64
8. Simulación	65
8.1 Esquema de conexión de la instalación fotovoltaica	65
8.1.1 Ajuste de los parámetros reales de los módulos fotovoltaicos	65
8.1.2 Obtención de las curvas características del panel: P-V e I-V	66
8.2 Esquema del convertidor Buck ideal y real	67
8.3 Implementación del control ACC	69
8.4 Implementación del algoritmo P&O	71
8.4.1 Utilidad del C-Block	71
8.4.2 P&O con seguimiento rápido	73
8.4.3 P&O con seguimiento lento	74
8.5 Esquema del convertidor Flyback real y control VMC	76
8.6 Inversor monofásico	79
8.7 Funcionamiento del sistema completo	83
8.7.1 Tensión de batería entre 12.75 V y 14.6 V	83
8.7.2 Disminución de la resistencia de carga	85
8.7.3 Tensión de batería inferior a 12.75 V	86
9. Propuesta de soporte	87
10. Conclusiones	90
11. Referencias bibliográficas	91
12. Bibliografía	93

Índice de Figuras

Figura 1. Emisiones de CO ₂ desde 1955 hasta 2021. [4].....	3
Figura 2. Fuentes de energía desde 2010. [5]	4
Figura 3. Mapa de irradiación solar mundial. [8]	4
Figura 4. Potencia solar fotovoltaica instalada en España de 2010 a 2022. [9]	5
Figura 5. Precio medio del megavatio hora en España desde 2010 hasta 2023. [10].....	6
Figura 6. Irradiación solar de España respecto al resto de países Europeos. [12].....	7
Figura 7. Control de corriente o voltaje basado en el método MPPT. [13].....	7
Figura 8. Control de corriente o voltaje basado en el método MPPT. [14].....	8
Figura 9. Flujograma del algoritmo P&O. [13].....	9
Figura 10. Movimiento del punto de operación en el seguimiento del MPP. (a) Perturbaciones grandes. (b) Perturbaciones pequeñas. [13]	10
Figura 11. Funcionamiento del IncCond sobre la curva P-V. [13].....	11
Figura 12. Microrred con bus en DC. [16].....	11
Figura 13. Ecoflow DELTA Max (2000). [17]	13
Figura 14. Diagrama de bloques de una estación de generación y almacenamiento de energía solar fotovoltaica.	15
Figura 15. Paneles solares del kit Offgridtec FSP-Max 440 . [18]	17
Figura 16. Batería PowerBrick+. [19].....	18
Figura 17. Características técnicas de la batería PowerBrick +. [19]	19
Figura 18. Criterios de estabilidad para sistemas de control lineales. [20]	20
Figura 19. Respuesta transitoria del sistema de control en función del margen de fase. [21] ..	20
Figura 20. Esquema del control modo tensión para etapas de potencia. [22]	21
Figura 21. Esquema del control CIC para etapas de potencia. [23]	22
Figura 22. Tipos de compensadores. [22].....	22
Figura 23. Esquema del convertidor reductor ("Buck"). [24]	23
Figura 24. Convertidor Buck con transistor en conducción y en corte. [25].....	24
Figura 25. Tensión en bornes de la bobina. [26]	24
Figura 26. Corriente a través de la bobina en CCM. [26]	25
Figura 27. Formas de onda en el convertidor reductor. (a) Corriente en el condensador. (b) Tensión de rizado en el condensador. [27]	26
Figura 28. Bobina del fabricante Premo modelo X-13749-011. [28]	28
Figura 29. Modelo promediado del conmutador PWM entrón a un punto de trabajo (DC) más pequeña señal (AC). [24].....	29
Figura 30. Localización de los terminales A-C-P en el convertidor Buck. [24].....	30
Figura 31. Circuito equivalente (terminales A-C-P) en gran señal del conmutador PWM en CCM. [24].....	31
Figura 32. Circuito equivalente (terminales A-C-P) en pequeña señal del conmutador PWM en CCM. [24].....	32
Figura 33. Modelo DC del convertidor Buck. [24].....	32
Figura 34. Modelo AC del convertidor Buck. [24].....	33
Figura 35. Esquema equivalente cuando se analiza G _{vd} o G _{id} en pequeña señal. [24].....	33
Figura 36. Diagrama de bloques del circuito de control ACC.	33
Figura 37. Diagrama de bode de ciclo de trabajo vs corriente de inductancia (G _{id} (S)).	36
Figura 38. Diagrama de bode del compensador de corriente Tipo 2.....	38
Figura 39. Diagramas de bode de las ganancias de lazo abierto (T _i) y cerrado (T _{iLC}) del lazo de corriente.	39
Figura 40. Diagrama de bloques del sistema reordenado para el diseño del lazo de tensión	39

Figura 41. Esquema para obtener Gvi .[24].....	39
Figura 42. Diagrama de bode de la corriente por la inductancia vs tensión de salida.	40
Figura 43. Diagrama de bode Gvc.....	41
Figura 44. Compensador de tensión tipo 1.....	42
Figura 45. Ganancias de lazo de tensión abierto Tv y cerrado TvLC.....	43
Figura 46. Esquema del Buck conectado a un sistema fotovoltaico para el análisis en pequeña señal AC.....	44
Figura 47. Diagrama de bode de la función de transferencia Gvpvil.....	44
Figura 48. Curvas de velocidad de descarga y ciclos de carga/descarga en función del porcentaje de descarga.[19].....	45
Figura 49. Circuito Flyback en conducción y corte.[26].....	45
Figura 50. Circuito equivalente del Flyback trasladando transformador al secundario. [30]..	49
Figura 51. Circuito equivalente en AC del Flyback en CCM. [30].....	49
Figura 52. Diagrama de Bode de la tensión de salida respecto al ciclo de trabajo en el Flyback.	52
Figura 53. Diagrama de bode del compensador tipo 3.	54
Figura 54. Diagrama de bode de la ganancia de tensión en lazo abierto Tv y lazo cerrado TvLC.	55
Figura 55. Inversor en puente completo. [26]	55
Figura 56. Forma de onda de inversor de onda cuadrada.[26]	56
Figura 57. Formas de onda resultantes de una modulación SPWM bipolar. [26]	57
Figura 58. Formas de onda resultantes de una modulación SPWM unipolar. [26]	57
Figura 59. Esquema del inversor monofásico con filtro paso bajo. [31]	60
Figura 60. Impedancias de salida del FPB.[31]	61
Figura 61. Respuesta del filtro según el factor de calidad. [26].....	63
Figura 62. Respuesta del FPB de segundo orden.	64
Figura 63. Esquema de conexión del sistema fotovoltaico.	65
Figura 64. Ajuste de las curvas P-V e I-V del panel real en el simulador.	66
Figura 65. Curvas características P-V e I-V.	66
Figura 66. Esquema de conexión del Buck ideal.	67
Figura 67. Tensión a la salida del Buck ideal.	67
Figura 68. Corriente a la salida del Buck ideal.....	68
Figura 69. Rizados de corriente y tensión a la salida del Buck ideal.....	68
Figura 70. Esquema de conexión del Buck real.....	69
Figura 71. Esquemático del control ACC.	69
Figura 72. Respuesta en tensión del sistema fotovoltaico ante cambios en la tensión referencia.....	70
Figura 73. Respuesta de la corriente de salida del Buck ante cambios en la referencia de corriente.....	70
Figura 74. Esquemático de conexión de la primera etapa (cargador de baterías).	71
Figura 75. Interfaz del C-Block.	72
Figura 76. Respuesta del sistema fotovoltaico para la tensión máxima de carga de la batería.	72
Figura 77. Corriente de carga de batería al alcanzar la carga completa (14.6 V).....	73
Figura 78. Respuesta de la primera etapa para T=25 ms en el algoritmo P&O.	73
Figura 79. Seguimiento de la referencia (azul) por parte del control ACC del Buck.	74
Figura 80. Rizado de corriente de carga de la batería.	74
Figura 81. Respuesta del sistema fotovoltaico para un T=75 ms del algoritmo P&O.	75
Figura 82. Seguimiento de la referencia (azul) por parte del control ACC del Buck.	75
Figura 83. Corriente de carga de la batería.	76
Figura 84. Esquema de conexión del Flyback real y el control VMC.....	77



Figura 85. Respuesta en tensión y corriente a la salida del Flyback ante cambios de V_{in}	77
Figura 86. Respuesta en tensión y corriente frente a disminución de resistencia de carga.	78
Figura 87. Esquemático de conexión del Flyback con la batería y con el inversor.....	78
Figura 88. Esquema de conexión del inversor monofásico sin FPB.....	79
Figura 89. Señal triangular y portadoras en modulación SPWM unipolar.	80
Figura 90. Tensión de salida del inversor sin filtro FPB.....	80
Figura 91. Espectro armónico de la tensión de salida sin FPB.	81
Figura 92. Esquemático del inversor monofásico con FPB.....	81
Figura 93. Tensión y corriente filtradas a la salida del inversor.	82
Figura 94. Espectro armónico después de implementar el FPB.	82
Figura 95. Esquemático de conexión del sistema completo.	83
Figura 96. Formas de onda del sistema completo.	84
Figura 97. Corriente modulada a la salida del Flyback.	84
Figura 98. Zoom en la corriente modulada.	85
Figura 99. Esquemático de conexión para simular un escalón de carga en el inversor monofásico.....	85
Figura 100. Respuesta del sistema frente a un escalón de carga.....	86
Figura 101. Formas de onda de tensión y corriente para $R=15 \Omega$	86
Figura 102. Formas de onda para una tensión de batería igual o menor a 12.75 V.....	87
Figura 103. Diagrama de bloques para el control de etapas de potencia con microcontrolador. [32].....	87
Figura 104. Placa de desarrollo LAUNCXL-F28069M.[33].....	88
Figura 105. Medidor de tensión HDH-20.[34]	88
Figura 106. Divisor de tensión.[35].....	89
Figura 107. Sensor de corriente el ACS758LCB-100B-PFF-T.[36].....	89
Figura 108. Esquema del driver LT8610.[37].....	90
Figura 109. Objetivos y metas del desarrollo sostenible. [38].....	123
Figura 110. ODS 7. Energía asequible y no contaminante. [39].....	123
Figura 111. ODS 12. Producción y consumo responsables.[40]	124
Figura 112. Marcado CE.[41].....	127
Figura 113. Fases del proceso para adquirir el marcado CE. [42].....	128



Índice de Tablas

Tabla 1. Clasificación de fuentes DC-DC.	13
Tabla 2. Estudio de consumos individuales.	16
Tabla 3. Comparativa de tecnologías de baterías.	18
Tabla 4. Ventajas de la colocación manual de polos y ceros y del método del factor K.	23
Tabla 5. Especificaciones de diseño para el Buck.	27
Tabla 6. Resumen de los parámetros y componentes diseñados para el Buck.	34
Tabla 7. Frecuencias del polo, cero y valor del coeficiente de amortiguamiento.	35
Tabla 8. Valores de diseño del compensador de corriente.	36
Tabla 9. Especificaciones de diseño del compensador de tensión.	41
Tabla 10. Especificaciones de diseño del Flyback en CCM.	46
Tabla 11. Condensadores electrolíticos Vishay 159 PUL-SI y sus características eléctricas. [29]	48
Tabla 12. Especificaciones de diseño del control VMC del Flyback.	51
Tabla 13. Especificaciones de diseño del compensador de tensión del Flyback.	52
Tabla 14. Especificaciones de diseño del filtro LC.	58
Tabla 15. Índices de modulación de amplitud SPWM unipolar. [26]	59
Tabla 16. Valor de los componentes del FPB.	64



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

1.Introducción

1.1 Alcance y objetivos del proyecto

El presente TFG tiene como objetivo principal diseñar y simular mediante el *software* Psim 9.1.1 una estación de generación y almacenamiento de energía portátil basada en convertidores electrónicos de potencia, que, a su vez, implementa un algoritmo MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) del tipo P&O (*Perturb and Observe*). En el diseño de los convertidores, se pretende incidir tanto en el diseño teórico de los componentes de la etapa de potencia como en la etapa de control, la cual, tiene funciones de transferencia características en el dominio de Laplace que se pretenden implementar vía *software*.

Con el objetivo de que la simulación sea fiel a la realidad, se van a buscar los componentes físicos de acuerdo con los cálculos teóricos y se van a implementar, en la medida de lo posible, los diferentes parámetros eléctricos presentes en los *datasheet*.

Otros objetivos específicos, se corresponden con el estudio de la tecnología fotovoltaica, las topologías de convertidores más utilizadas en este ámbito, los tipos de baterías compatibles con aplicaciones de este tipo y un estudio de los consumos que se pueden obtener con una estación portátil de esta naturaleza.

1.2 Motivación

La energía solar es un campo en auge y su conexión con la electrónica permite desarrollar sistemas mucho más eficientes. Tal y como se ha visto en la asignatura de electrónica de potencia, existen convertidores que permiten transformar la naturaleza de una señal en otra totalmente distinta como pueden ser los convertidores DC/AC o modificar las características eléctricas de una señal como pueden ser los convertidores DC/DC O AC/AC (reguladores de alterna). Estas transformaciones de energía requieren de un control preciso tanto para que se realicen de forma correcta como para evitar fenómenos indeseados como las sobrecorrientes y las sobretensiones. El estudio del control de etapas de potencia se ha impartido en la asignatura de sistemas electrónicos industriales (SEI), una materia que ha despertado mi interés al mostrarme la estrecha relación existente entre las energías renovables y las fuentes conmutadas.

1.3 Antecedentes

Una estación de generación y almacenamiento de energía solar fotovoltaica portátil es un método de aprovechamiento de la energía irradiada por el sol, este sistema se caracteriza por su reducido tamaño, portabilidad y elevada eficiencia. Los antecedentes de esta tecnología se remontan al desarrollo de la tecnología fotovoltaica que se inició en los años 50 del pasado siglo. A partir de entonces, se ha ido desarrollando esta fuente de energía renovable por parte de investigadores de todo el mundo, alcanzando una alta eficiencia y durabilidad de los paneles. Esta tecnología ha ido ganando popularidad a lo largo de los años, especialmente esta última década, a causa de los retos energéticos a los que se enfrenta la humanidad y los objetivos estipulados para la agenda 2030.

La dependencia de los combustibles fósiles no es sostenible a lo largo del tiempo, los gases que emanan de su combustión (O_3 , NO_2 , SO_2 y PM) provocan fenómenos como el efecto invernadero o la lluvia ácida, además de incrementar el diagnóstico de numerosas patologías respiratorias como la broncoconstricción provocada por altas concentraciones de SO_2 [1].

Cada día, el sol irradia grandes cantidades de energía limpia sobre la tierra, que si se recolectara adecuadamente sería suficiente para cubrir la creciente demanda de energía en todo el mundo [2].

La energía producida por los paneles solares se obtiene a través de la conversión de la irradiación solar en electricidad, mediante el uso de células fotovoltaicas, estas células se comportan como un diodo debido a que una parte de la célula de silicio está dopada con fósforo y la otra con boro. Esta unión p-n, provoca una diferencia de potencial que a su vez genera una corriente eléctrica cuando los fotones impactan sobre la superficie de la célula. Al incidir la luz sobre la superficie del panel, se produce una excitación de los electrones que a través de los pares y huecos genera un flujo de corriente continua que pasa al circuito eléctrico.

La energía solar fotovoltaica solo se produce cuando hay presencia de radiación solar, por ello, es indispensable utilizar baterías para almacenar la energía producida, con la finalidad de poder utilizarla en cualquier momento.

Los primeros sistemas se han basado en el uso de baterías junto con paneles rígidos, este sistema resulta aparatoso de transportar y poco práctico en el uso cotidiano. Los avances tecnológicos de los últimos años han permitido fabricar paneles solares flexibles y altamente eficientes, además, al combinarse con baterías de iones de litio, se permite obtener una alta densidad energética.

Para un funcionamiento y rendimiento óptimo, se debe extraer y mantener la máxima cantidad de energía de los módulos fotovoltaicos bajo cualquier situación ambiental, lo cual se consigue mediante el uso de algoritmos MPPT. Con el transcurso del tiempo, se han publicado numerosos algoritmos MPPT que presentan diferencias respecto a la eficiencia, velocidad de seguimiento, oscilaciones en régimen permanente, complejidad, implementación de hardware y seguimiento global del PMP (Punto de Máxima Potencia).

De forma convencional, se conectaba la batería directamente al módulo fotovoltaico. Sin embargo, este método de carga opera fuera del punto de máxima potencia y, por lo tanto, el rendimiento energético de la carga solar resultaba en valores muy reducidos. Topologías de cargador más complejas como Buck, Boost o Buck-Boost pueden operar en entrada/salida con distintos valores de tensión/corriente, pudiendo fijar una tensión de entrada en el punto del máxima potencia del generador fotovoltaico y, por lo tanto, entregar a la carga de batería la máxima potencia disponible en cada instante. Para ello es necesario que el cargador disponga de un algoritmo de búsqueda del punto de máxima potencia (MPPT, *Máximum Power Point Tracking*) y que la batería sea capaz de cargar a ese valor de corriente. Debe también poderse reducir la potencia de carga si la batería está ya totalmente cargada. El uso de fuentes conmutadas permite un mejor control y optimización del proceso de conversión de energía, alcanzando rendimientos del 95 %, los cuales son muy superiores respecto al 55 % que se puede obtener con las fuentes lineales.

Para el uso de la mayoría de dispositivos electrónicos actuales, se requiere conectarlos a una fuente de señal alterna monofásica de 50 Hz y 230 V de valor eficaz (en España), para ello se hace uso de un inversor monofásico. Este dispositivo se popularizó a mediados del siglo XX y sus primeras versiones generaban una onda cuadrada, con el paso del tiempo, se desarrollaron diferentes técnicas de control que permitían obtener una onda senoidal en la que se tiene control sobre el espectro armónico, el valor eficaz de la tensión de salida ($V_{O(RMS)}$)

y la frecuencia de la componente fundamental (f_o). En la actualidad, la técnica SPWM (*Sine Pulse Width Modulator*) bipolar y unipolar es la predominante en los inversores comerciales.

1.3.1 La actualidad de las energías renovables

El sistema de abastecimiento energético mundial está experimentando retos e incertidumbres sin precedentes desde hace décadas. Los conflictos políticos actuales, el encarecimiento de las materias primas y la subida de precios ponen de manifiesto la importancia de garantizar el suministro de energía, principalmente proveniente de fuentes renovables como la eólica, solar, geotérmica e hidráulica. Además, es importante cumplir con los objetivos climáticos estipulados en la agenda 2030 y el acuerdo de París, que buscan reducir las emisiones de CO_2 y el calentamiento global.

A pesar de las pautas ambientales, desde el año 2015 se ha producido un aumento constante de las emisiones de CO_2 , con la excepción del año 2020 a causa del COVID-19 tal y como se visualiza en la Figura 1 [3]. En la actualidad, el aumento de la demanda energética ha provocado un repunte de estas emisiones debido a la reactivación de la economía global, hecho que demuestra la necesidad de incrementar, incluso de forma individual y cotidiana, el uso de energías renovables.

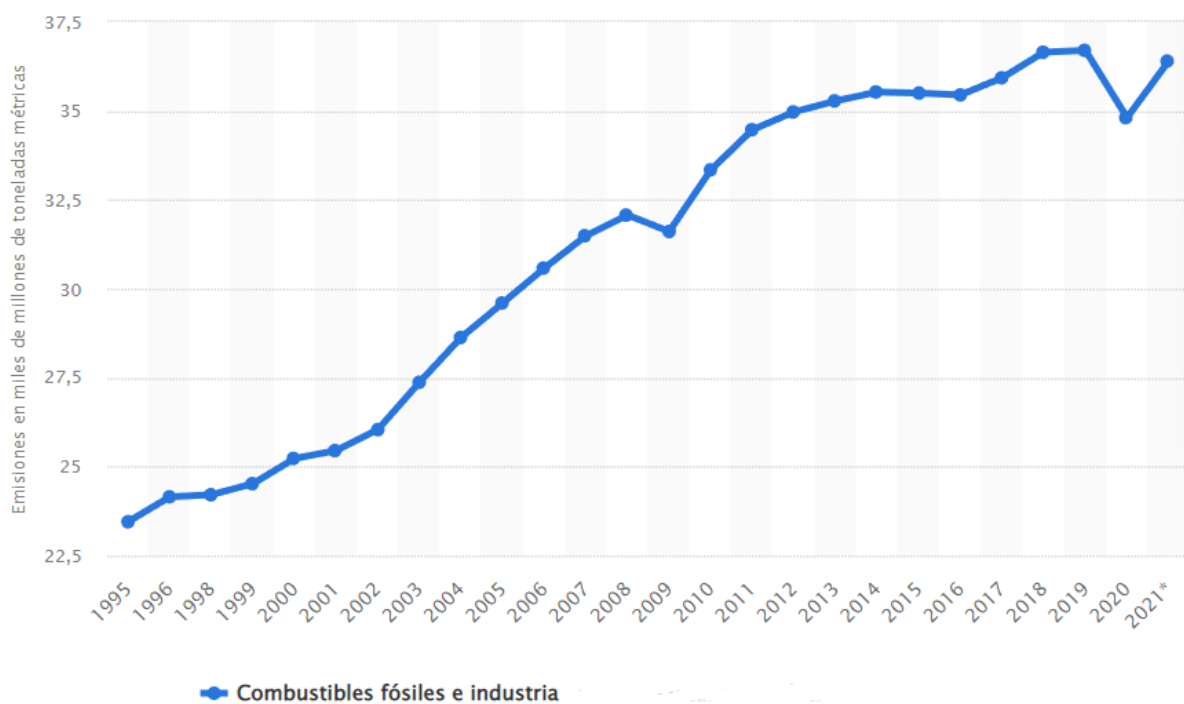


Figura 1. Emisiones de CO_2 desde 1955 hasta 2021. Fuente: [4]

Según el IEA (International Energy Agency), se está realizando un esfuerzo por incrementar la generación de energía limpia (Figura 2). De forma que la energía solar fotovoltaica asciende al 12.8% a nivel mundial durante el 2022.

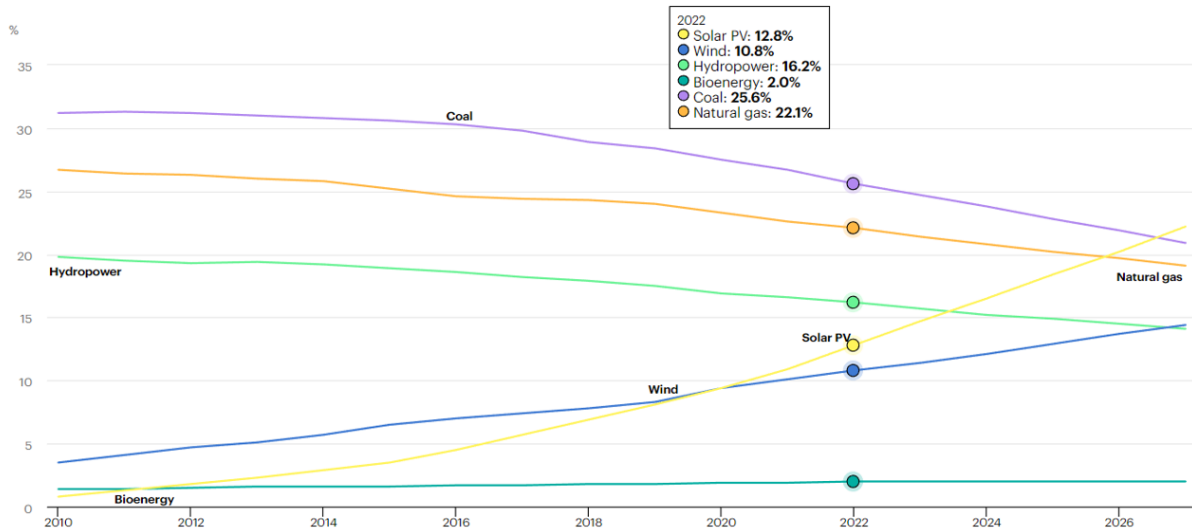


Figura 2. Fuentes de energía desde 2010. Fuente:[5]

Se cuantifica en un total de 1053115 MW producidos por fuentes de energía solar (fotovoltaica, termoeléctrica y pasiva) durante el año 2022, siendo 1046614 MW pertenecientes a paneles solares (PV) y 6501 MW generados por instalaciones termoeléctricas de acuerdo con la IRENA (International Renewable Energy Agency) [6].

El auge y popularidad de la energía fotovoltaica se entiende visualizando el mapa de irradiación solar (Figura 3). En promedio, la tasa de transporte de energía radiante total por unidad de área que el sol proporciona actualmente en la parte superior de la atmósfera terrestre es de 1361 Wh/m^2 [7].

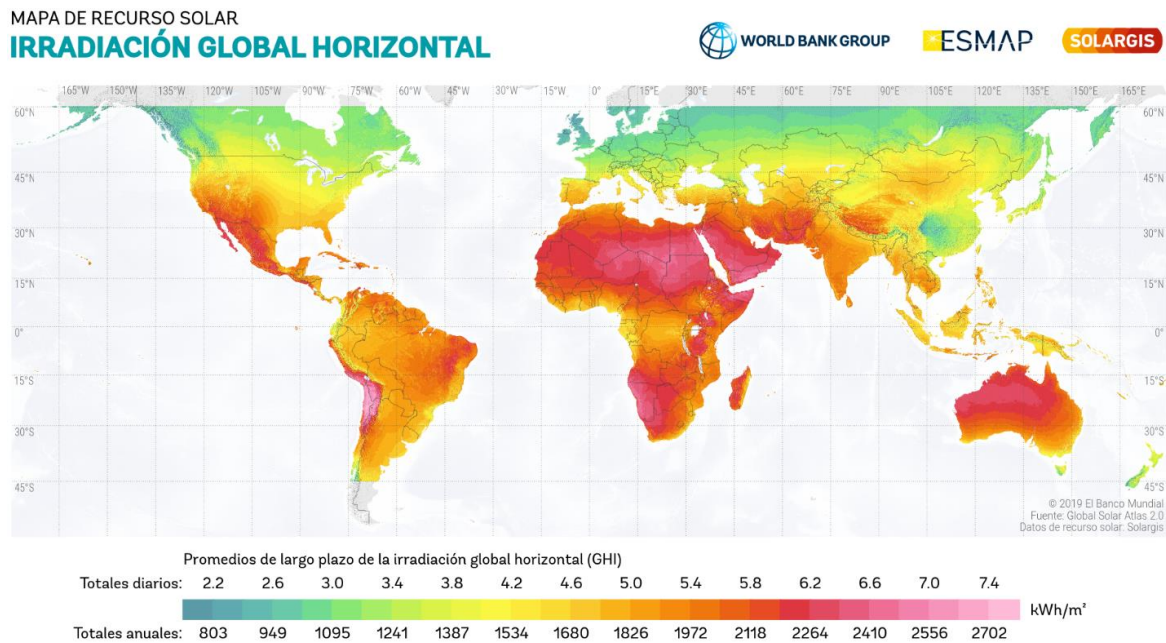


Figura 3. Mapa de irradiación solar mundial. Fuente:[8]

1.4 Estructura del trabajo

El trabajo se va a estructurar siguiendo los siguientes apartados:

1. Situar el trabajo en el contexto energético nacional, seguidamente realizar un mini-estudio tanto de las estaciones de energía portátiles presentes en el mercado como de los distintos tipos de paneles y baterías compatibles con esta aplicación, y en consecuencia, decidir la potencia y autonomía que debe tener el sistema.
2. Seleccionar la potencia de los paneles plegables y la autonomía de la batería.
3. Elegir la topología de los convertidores.
4. Seleccionar el tipo de control a implementar
5. Dimensionar los componentes (inductor, condensador, transistor y diodo) y etapa de control.
6. Implementar el algoritmo MPPT.
7. Implementar los tipos de control elegidos.
8. Diseñar la etapa de potencia del inversor monofásico.
9. Validar el funcionamiento del sistema mediante el *software* Psim 9.1.1, mostrando paso a paso el funcionamiento de cada etapa de forma individual, y posteriormente el comportamiento del sistema completo.

Finalmente, se van a exponer las conclusiones del proyecto.

2.Estado del arte

2.1 La energía solar fotovoltaica en España

En las últimas décadas, se ha producido una transición energética significativa impulsada por el avance de las tecnologías verdes. Esta transformación ha provocado un cambio en la forma en que se genera la energía eléctrica. España está siendo pionera en esta transformación, especialmente en la energía eólica, que representa el 23,3% del consumo de energía, seguida de la hidráulica con el 11,4% y la solar fotovoltaica con el 8,1% en 2021, con la espera de un fuerte crecimiento (Figura 4) en los próximos años.

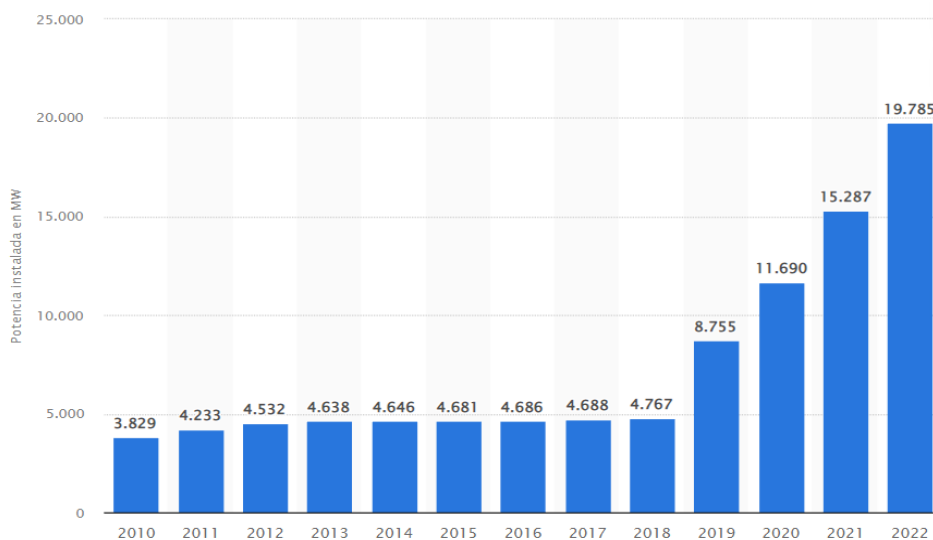


Figura 4. Potencia solar fotovoltaica instalada en España de 2010 a 2022. Fuente:[9]

El aumento constante del precio de la energía eléctrica, especialmente estos últimos años, ha despertado el interés de la población por producir energía de forma renovable y más económica. Esta subida del precio de la luz no solo influye en los hábitos de consumo energético de la población, sino que también afecta directamente a los costes productivos de la mayoría de las empresas e industrias. Como se observa en la Figura 5, a partir de 2021 el precio medio de la electricidad en el mercado mayorista ha sufrido un incremento que se ha mantenido a lo largo de 2022 y 2023.

Por lo tanto, la actual transición energética española tiene el potencial de reducir significativamente los costes de energía y mejorar la competitividad de las empresas tanto en el mercado nacional como en el internacional.

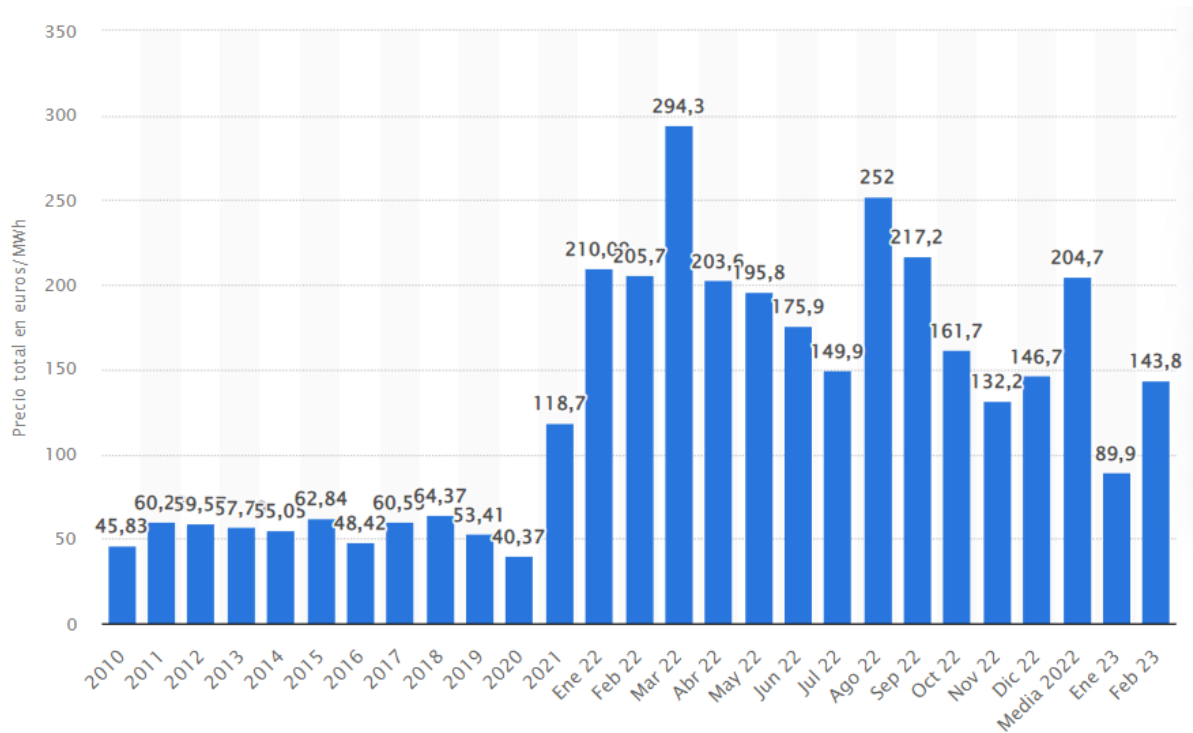


Figura 5. Precio medio del megavatio hora en España desde 2010 hasta 2023. Fuente:[10]

Además, España cuenta con un gran potencial para la energía solar, ya que es uno de los países con mayor irradiación solar de Europa (Figura 6). Este potencial, ha provocado grandes inversiones en la realización de proyectos solares, tanto a nivel industrial como residencial. También cabe destacar, que España presenta una media de 2638 horas de sol anuales, este dato varía de unas provincias a otras, desde las zonas del sur que presentan más de 3300 horas de sol anuales hasta determinadas zonas del norte peninsular que no alcanzan las 2000[11]. En el peor de estos casos, las soluciones fotovoltaicas siguen cobrando sentido por su fácil implementación, rápida amortización de la inversión monetaria inicial y su durabilidad superior a los 25 años.

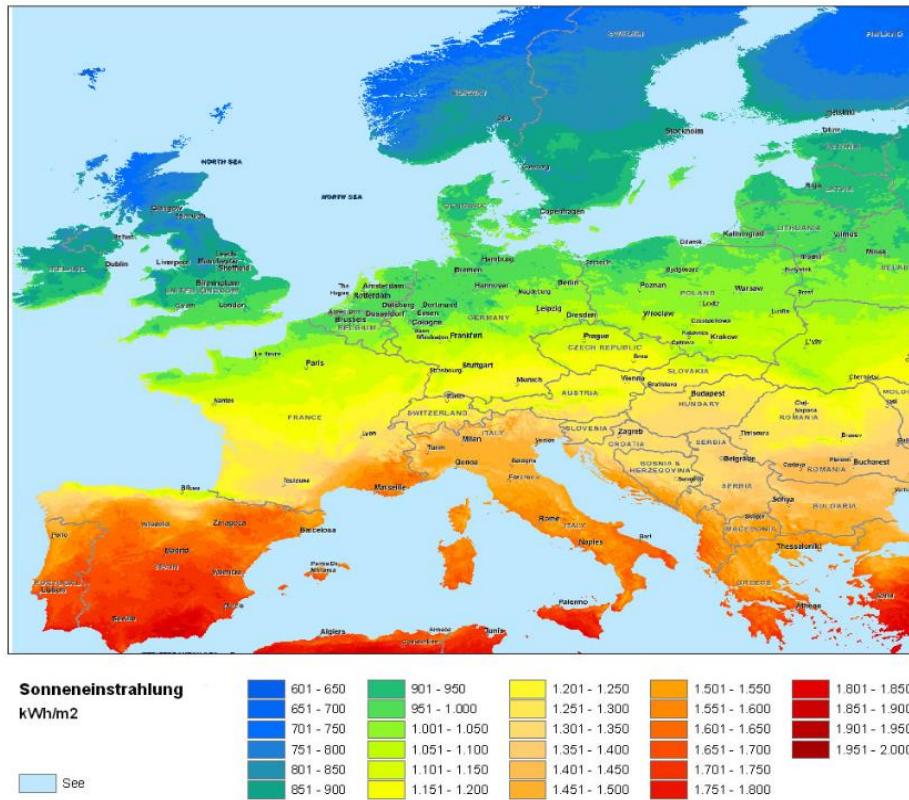


Figura 6. Irradiación solar de España respecto al resto de países Europeos. Fuente:[12]

2.2 Algoritmos MPPT

Un algoritmo MPPT es una secuencia lógica de operaciones matemáticas estructuradas que tienen por objetivo obtener el valor máximo de potencia de un sistema fotovoltaico para cualquier valor de irradiancia, para ello el algoritmo recorre la curva $P_{pv} - V_{pv}$ (potencia – tensión) del sistema y establece a su salida la tensión de referencia (V_{ref}) o la corriente de referencia (I_{ref}) que debe entregar la instalación fotovoltaica. Estos parámetros entran al sistema de control de un convertidor DC/DC, el cual actúa como puente entre los paneles solares y la carga, gestionando la tensión que extrae de los paneles y la corriente de carga de la batería, tal y como se observa en la Figura 7.

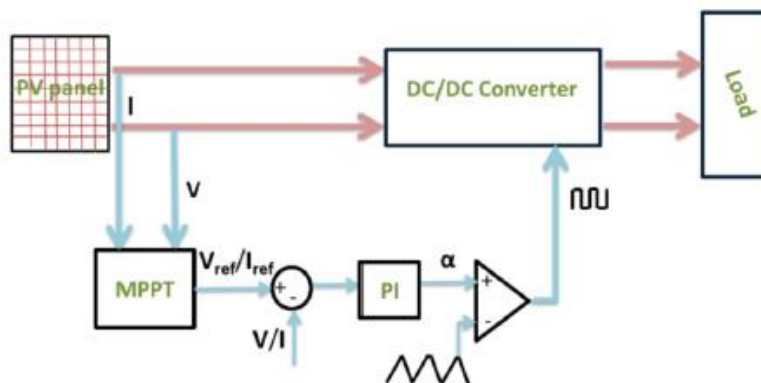


Figura 7. Control de corriente o voltaje basado en el método MPPT. Fuente:[13]

En la Figura 8 se representa como el algoritmo P&O recorre la curva potencia-tensión, con un determinado paso de perturbación. Se observa como el punto de máxima potencia se alcanza para una determinada tensión del panel (V_{MP}), pero este algoritmo en concreto continúa rastreando entorno al “tracking-range” de modo que a la salida ofrece escalones de tensión de referencia entorno al punto MPP, sin lograr ofrecer una V_{MP} estabilizada en un valor, cosa que otros algoritmos logran solventar.

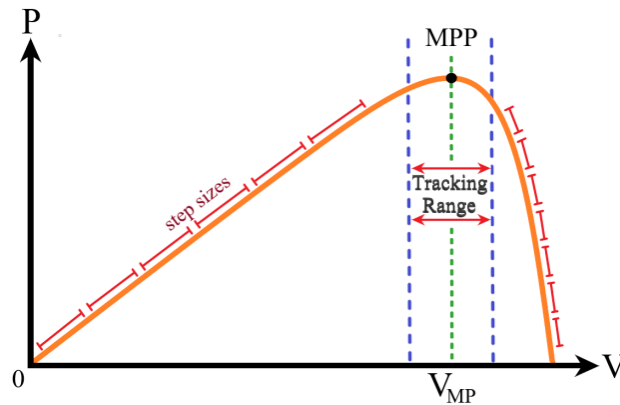


Figura 8. Control de corriente o voltaje basado en el método MPPT. Fuente:[14]

Dentro del ámbito de las técnicas MPPT, según el artículo de “*The most used MPPT algorithms: Review and the suitable low-cost embedded board for each algorithm*” [13], existen tres grupos principales de algoritmos:

- Grupo 1: Técnicas convencionales (directas):
 - *Perturb and Observe (P&O)*.
 - *High Climbing (HC)*.
 - *Incremental Conductance (IncCond)*.
 - *INC direct duty cycle*.

- Grupo 2: MPPT basado en las características del sistema fotovoltaico y el convertidor electrónico de potencia:
 - *Fractional short-circuit current*.
 - *Fractional open-circuit current*.
 - *Pilot cell*.

- Grupo 3: Basados en enfoques de computación suave:
 - *MPPT Kalman filter (KF)*.
 - *Fuzzy logic control (FLC)*.
 - *Artificial neural network (ANN) MPPT*.

Se entiende por eficiencia de estos algoritmos a la capacidad de alcanzar y mantener el MPP en el menor tiempo posible, bajo cualquier fluctuación de irradiancia o temperatura, y entregando una referencia estable y precisa. Los algoritmos más modernos alcanzan eficiencias de entre el 93 % y el 97 %, esta estimación permite extraer hasta un 45% más de potencia en invierno y un 15 % en verano[15]. Estas ganancias de energía dependen de muchos factores como la calidad de los componentes electrónicos, la meteorología, el tipo de algoritmo y otros factores.

Las técnicas MPPT más utilizadas en reguladores de carga solar comerciales son las siguientes:

1. **Perturbe and Observe:** Conocido en castellano como perturbar y observar, se trata de un algoritmo intuitivo y simple de implementar, consiste en variar la tensión de referencia del sistema fotovoltaico y calcular la potencia extraída; si mediante esa perturbación se ha incrementado la potencia, se sigue perturbando en la misma dirección hasta que la potencia extraída se vuelve menor que la anterior, en ese momento, cambia la dirección de perturbación y se sigue variando la V_{ref} del circuito de control del convertidor DC//DC hasta alcanzar el MPP (*Maximum Power Point*), tal y como se observa en la Figura 9.

Una de las principales desventajas, es que la V_{ref} oscila entorno al punto de máxima potencia, mientras que la velocidad de seguimiento frente a una variación brusca de irradiación o temperatura resulta lenta y durante ese transitorio el algoritmo se puede quedar a la “espera” de que se estabilice para comenzar a perturbar y comparar potencias. Cabe destacar, que el algoritmo actúa igual tanto si se varía V_{ref} cómo I_{ref} , en función de si se analiza la curva P-V o P-I del sistema fotovoltaico.

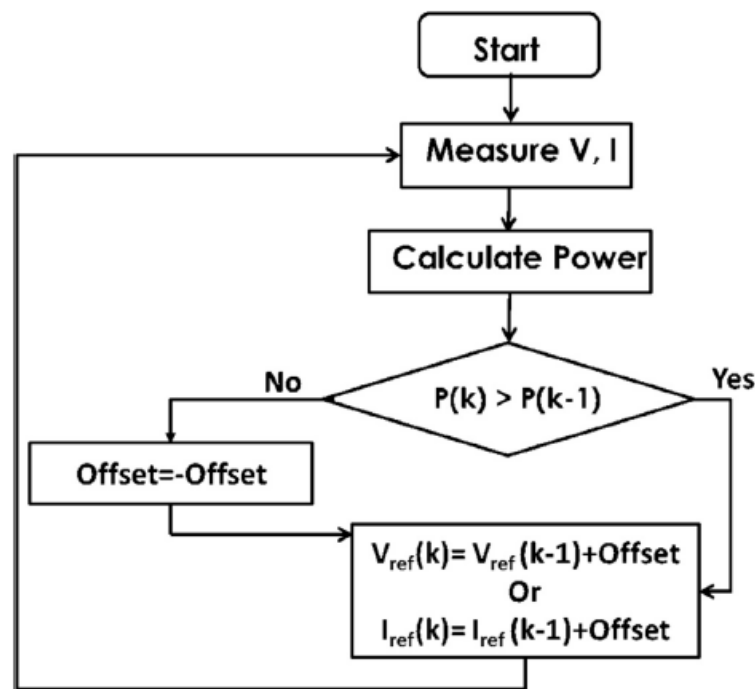


Figura 9. Flujoograma del algoritmo P&O. Fuente:[13]

Existe una variante del P&O en la que el paso de perturbación (ΔV_{ref} o ΔI_{ref}) no es constante, esta variante ajusta el tamaño de la perturbación teniendo en cuenta la dP/dV o la dP/dI . Su funcionamiento se basa en la premisa de que en el MPP sendas derivadas son iguales a cero, de forma que cuanto mayor sea la derivada más grande es el paso de perturbación y cuanto más cerca se esté del MPP menor será el valor de las derivadas y por consiguiente las variaciones de tensión o corriente de referencia (Figura 10). Este sistema presenta una mayor velocidad de seguimiento y mejor precisión en el MPP, cosa que reduce considerablemente las oscilaciones entorno a este punto.

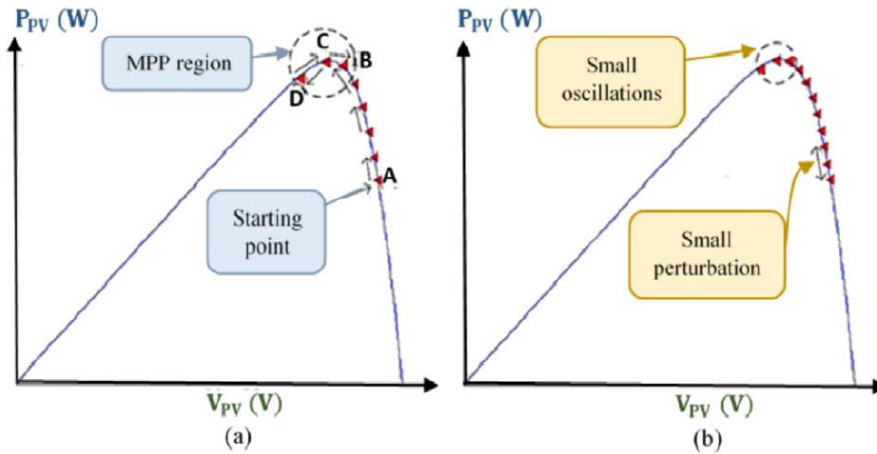


Figura 10. Movimiento del punto de operación en el seguimiento del MPP. (a) Perturbaciones grandes. (b) Perturbaciones pequeñas. Fuente:[13]

2. **High Climbing:** Este método es similar al de perturbar y observar puesto que se mide la potencia del panel solar y se compara con la potencia anterior para decidir en qué sentido perturbar, si positivo o negativo. Esta técnica presenta una diferencia principal respecto del P&O, la perturbación se realiza sobre el ciclo de trabajo (D) del convertidor DC/DC buscando alcanzar el MPP.
3. **Incremental Conductance:** Para solventar las carencias del P&O, principalmente en la respuesta transitoria frente a variaciones bruscas de iluminación, se ha desarrollado el algoritmo IncCond. Se basa en el principio de que la derivada de la potencia respecto de la tensión (dP/dV) es igual a cero en el MPP y que la dirección de perturbación se calcula empleando la relación existente entre dI/dV e $-I/V$. Esta relación se fundamenta en que a la derecha del MPP dI/dV es menor que $-I/V$, mientras que a la izquierda del MPP el dI/dV es mayor que $-I/V$. Cuando se alcanza el punto de máxima potencia, el algoritmo deja de perturbar, de forma que no existen oscilaciones de V_{ref} que provoquen pérdidas de potencia. Una desventaja es que requiere cálculos más complejos para su funcionamiento.

La expresión matemática que rige este algoritmo es:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = V \frac{dI}{dV} + I = 0 \quad (1)$$

Realizando la siguiente aproximación:

$$-\frac{I}{V} = \frac{dI}{dV} \cong \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (2)$$

En la Figura 11 se representan gráficamente las dos zonas de operación del algoritmo sobre la curva P-V. También se puede aplicar el algoritmo sobre la curva P-I.

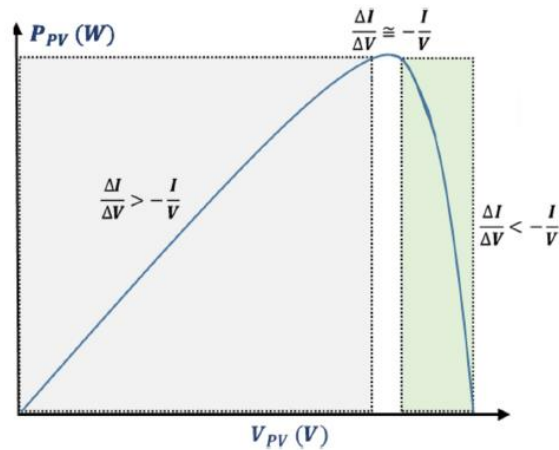


Figura 11. Funcionamiento del IncCond sobre la curva P-V. Fuente: [13]

Con el paso del tiempo se han ido refinando estas técnicas y enfocándose a seguimientos mucho más complejos como puede ser el “Artificial Neural Network” MPPT, el cual utiliza redes neuronales artificiales que, una vez entrenadas con datos históricos y simulaciones, permiten modelar y predecir la forma en la que actúa el sistema fotovoltaico dependiendo de la temperatura, irradiación solar, tensión y corriente. Su implementación en un microcontrolador permite determinar en tiempo real el MPPT, principalmente frente a una variación meteorológica abrupta.

Todos los algoritmos analizados, se pueden implementar en microcontroladores de bajo coste. Algunos en la tarjeta STM32F4DISCOVERY y otros en la placa de Arduino UNO como es el caso del P&O.

Por su simplicidad y eficiencia (similar a la de algoritmos más complejos), se va a utilizar en el marco del presente proyecto el algoritmo P&O para realizar las simulaciones.

2.3 Convertidores electrónicos de potencia

En la actualidad, la electrónica de potencia es un campo en auge, y se está convirtiendo en el pilar fundamental de la red eléctrica del futuro. Esta ámbito de la ingeniería electrónica se está empleando en el diseño y desarrollo de microrredes residenciales (Figura 12), movilidad eléctrica, redes de distribución de energía solar fotovoltaica y eólica, calentamiento por inducción, fuentes de alimentación y un sin fin de dispositivos electrónicos domésticos e industriales, todos ellos basados en convertidores electrónicos de potencia.

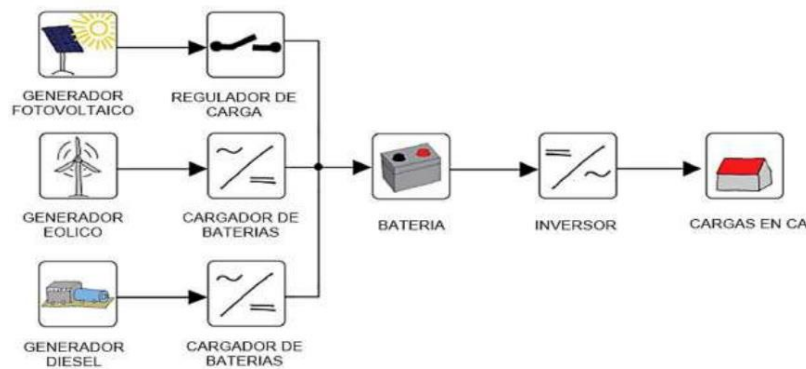


Figura 12. Microrred con bus en DC. Fuente: [16]

Fundamentalmente, todos los convertidores se basan en la conmutación de uno o más transistores, en los cuales se hace variar el ciclo de trabajo en función de los requerimientos de entrada/salida en tensión. Su alta eficiencia, capacidad de control y coste, son la clave de su popularidad.

Los convertidores electrónicos de potencia están formados por dos partes claramente diferenciadas, el circuito de potencia compuesto por los transistores, inductores, condensadores y diodos, y el circuito de control que incluye el sensado de tensión/corriente, el microcontrolador y el *driver*, de forma que esta realimentación iguale la tensión y/o corriente del circuito de potencia a la referencia establecida por el control.

Estos sistemas electrónicos se pueden clasificar en los siguientes grupos:

- **Convertidores AC-DC:** También conocidos como rectificadores, transforman la corriente alterna en corriente continua, de forma que se pueda utilizar en aplicaciones de baja potencia como televisores, *smartphones* y fuentes de alimentación, mientras que para aplicaciones de mayor potencia se emplean en el control de motores DC.
- **Convertidores DC-AC:** También denominados inversores, convierten una señal continua, proveniente de una fuente regulada o sin regular, en una señal alterna senoidal. Los inversores pueden clasificarse según el tipo de alimentación.
 - **Tensión:** También denominados VSI (*Voltage Source Inverter*), son los más utilizados en aplicaciones de energía solar fotovoltaica y fuentes de alimentación ininterrumpida, además, existe una amplia variedad de modelos comerciales según la potencia deseada. Presentan un control más sencillo y permiten generar una tensión senoidal perfecta, además, se trata del tipo de inversor más estudiado en titulaciones de ingeniería.
 - **Corriente:** Conocidos también como CSI (*Current Source Inverter*), son ampliamente utilizados en aplicaciones donde la corriente suministrada a la carga debe ser precisa y constante, como pueden ser, la soldadura por arco, sistemas de tracción en movilidad eléctrica o sistemas de generación de energía eólica. Su control es más complejo que en los inversores VSI, además, el coste del diseño y fabricación también es más elevado.

Dentro de estas dos grandes familias de inversores, existen los monofásicos (una onda senoidal) y trifásicos, basados en tres ondas senoidales desfasadas 120° entre sí.

En relación con el incremento en la demanda de energía renovable, se están desarrollando técnicas de control avanzadas basadas en inversores multinivel de alto rendimiento aplicados a media y alta tensión.

- **Convertidores AC-AC:** Su funcionamiento se basa en modular la frecuencia, amplitud y fase (solo en trifásica) de la tensión de entrada para así controlar el valor eficaz de la tensión que se aplica en la carga, y, por consiguiente, controlar su comportamiento. Sus aplicaciones más frecuentes son el control de iluminación (lámparas incandescentes), el control de transformadores y la compensación de energía reactiva.

- **Convertidores DC-DC:** Permiten elevar o disminuir la tensión en DC que les suministra una batería, panel solar o rectificador, de forma que a la salida del convertidor la tensión/corriente sea estable y con un bajo rizado. Se pueden clasificar según la Tabla 1.

Tabla 1. Clasificación de fuentes DC-DC. Fuente: Propia

Clasificación de convertidores DC-DC	
Sin aislamiento galvánico	Con aislamiento galvánico
Reductor → Buck	Forward
Elevador → Boost	Flyback
Reductor-Elevador → Buck-Boost	Push-Pull
	Puente

Para aplicaciones aisladas de la red, como la del presente proyecto, se requiere emplear una combinación de distintas topologías conectadas en serie, de forma que el flujo de potencia sea unidireccional desde los paneles solares hacia la carga, pasando por una batería.

2.4 Estudio sobre los generadores de energía portátiles

Cuando se aborda el tema de una estación de generación de energía portátil, viene a la mente el tradicional generador Diesel o gasolina que se ha usado durante tantos años. En sí, es una tecnología que emplea un motor de combustión interna para accionar un generador eléctrico., A causa de las numerosas fricciones y pérdidas mecánicas de energía, este sistema presenta una eficiencia entorno al 40 % en el mejor de los casos, grandes emisiones sonoras, emisiones de gases nocivos para el ser humano, además, debido a sus dimensiones y peso, su portabilidad puede resultar limitada. También, requieren de un mayor mantenimiento y no se debe estar muy alejado de una fuente de carburantes (con un coste por litro en continuo en ascenso).

Una tecnología que no presenta dichos inconvenientes es la de las estaciones de energía solar fotovoltaica portátiles (Figura 13), las cuales no emiten ruido, no requieren ningún mantenimiento, no tienen emisiones contaminantes, presentan eficiencias superiores al 90 % en la conversión de energía y permiten una rápida amortización de la inversión. Además, estos sistemas pueden ser modulares (permiten intercambiar batería y paneles), y si se acompañan de un diseño electrónico robusto y componentes de calidad, se obtiene un sistema longevo.



Figura 13. Ecoflow DELTA Max (2000). Fuente:[17]

Las cuatro marcas que dominan el sector de las estaciones de energía solar portátiles son:

- Bluetti
- Ecoflow
- Anker
- Allpowers

Estas marcas ofrecen una amplia diversidad de modelos, según las necesidades de cada usuario. Los precios se sitúan desde los 400 € para las opciones más básicas, hasta alcanzar los 5000 € para las versiones con mayor autonomía y potencia en los paneles.

Las especificaciones promedio que mayor cantidad de ventas registran son:

- 1500-2500 Wh de autonomía de la batería interna.
- Recarga a través de corriente alterna, cargador del vehículo y energía solar.
- Potencia de paneles disponible en un kit: 400-600 W.
- Posibilidad de carga rápida hasta 500 Wh en 2 horas mediante CA.
- Carga inalámbrica (hasta 15 Wh) .
- Dos salidas en CA (total de 2000 Wh), tres salidas en DC 12 V a 10-25 A.
- Cuatro conexiones USB de 5 V a 2.5 A y dos conexiones de 5 V a 2.5 A.
- Posibilidad de conectar una batería auxiliar para incrementar la capacidad (1000-2000 Wh extra).

A grandes rasgos, se ha identificado una escasa oferta de estaciones que implementen algoritmos MPPT que en el mercado. Los fabricantes no incluyen ningún método para proteger la batería de la descarga profunda, además, encontrar una opción con más de 2500 Wh de autonomía incrementa el precio por encima de los 4500 €, y si se contempla añadir una batería auxiliar vendida por el fabricante, el precio asciende hasta los 1400 € extra.

3. Estación de energía solar fotovoltaica portátil

3.1 Características técnicas

Para diseñar y simular una estación de esta naturaleza, es indispensable fijar sus características técnicas. El presente proyecto se va a validar mediante simulación, tomándose al mismo tiempo las características eléctricas de componentes físicos reales para elaborar cálculos y simulaciones, de forma que se logre un comportamiento realista.

En primer lugar, se ha fijado la autonomía del sistema en 3.2 kWh, para ello se ha buscado una batería comercial de 12.8 V que brinda una alta densidad energética (250 Ah) al mismo tiempo que ofrece una serie de ventajas que se detallan en el apartado 5.

Seguidamente, se ha determinado potencia de los paneles solares plegables, para ello se ha buscado un kit monocristalino que entrega una potencia 440 W en circunstancias óptimas de orientación y exposición solar. Las características del producto se detallan más en profundidad en el apartado 4.

Suponiendo 4 horas de sol pico, el sistema tendría una velocidad de carga de 1.6 kWh/día, lo que se traduce en una carga completa cada dos días.

Para incrementar la velocidad de carga a 3.2 kWh/día, se ha optado por duplicar la potencia del sistema fotovoltaico hasta alcanzar los 880 W, esto se consigue conectando en paralelo los kits solares. Se ha optado por esta configuración debido a que la topología de convertidor que gestiona la carga de la batería es un Buck, y con el objetivo de que trabaje con un ciclo de trabajo (D) cercano al 50 % (minimizando las pérdidas), interesa mantener la tensión en 40 V y duplicar la corriente máxima que entrega el sistema fotovoltaico.

El diagrama de bloques del sistema se observa en la Figura 14, se destaca el uso de tres convertidores de potencia conectados en serie:

1. **Buck:** Su función es regular la tensión de los paneles en función de la tensión de referencia que establece el MPPT y gestionar la corriente/tensión de carga de la batería. Además, incorpora un control modo corriente media.
2. **Flyback:** Eleva la tensión de la batería para que esta pueda ser modulada por el inversor, al mismo tiempo que ofrece un aislamiento entre etapas. Este convertidor implementa un control modo tensión.
3. **Inversor:** Se encarga de modular la tensión en DC, mediante una técnica SPWM unipolar. También, incorpora un filtro paso bajo de segundo orden que elimina los armónicos de alta frecuencia, de forma que se obtiene una onda senoidal pura.

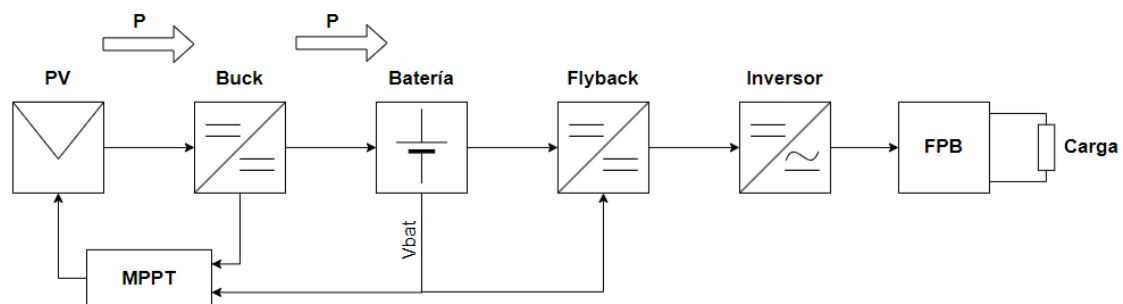


Figura 14. Diagrama de bloques de una estación de generación y almacenamiento de energía solar fotovoltaica.
Fuente: Propia

Cabe destacar, que el MPPT debe disminuir la extracción de potencia de los paneles cuando la batería alcanza el 100 % de carga. Además, haciendo el ciclo de trabajo del Flyback cero, se logra detener el consumo de energía cuando se desciende del 25 % de carga. Este sistema prolonga la vida útil de la batería, debido a que se evitan las descargas profundas y las sobrecargas, lo que permite realizar más ciclos de carga y descarga sin perder capacidad.

3.2 Estudio de necesidades

Una vez definidas las características técnicas y topologías del sistema, se va a elaborar un estudio sobre los consumos que se pueden obtener empleando dispositivos cotidianos, tal y como se refleja en la Tabla 2. Esta estimación se basa en una capacidad de la batería de 2400 Wh, lo que representa un 75 % de energía disponible para el usuario respecto del 100 % de la capacidad de la batería.

Tabla 2. Estudio de consumos individuales. Fuente: Propia

Dispositivos	Consumo nominal (Wh)	Estimación de autonomía (h)
TV	110	22
Smartphone	19	126
Microondas	1200	2
Iluminación LED	10-15	240 - 160
Nevera portátil	85	28
Secador de pelo	1200	2
Cafetera	700	3.5
Ordenador Portátil	200	12
Tablet	30	80
Ventilador	90	26
Patinete eléctrico	400	6
Horno eléctrico	800	3

4. Elección de paneles solares portátiles

4.1 Tipos según su tecnología de fabricación

En el mercado existen principalmente dos tecnologías de paneles solares:

- **Policristalinos:** Se componen de múltiples cristales de silicio y son más sencillos y económicos de fabricar. Están pensados para proyectos a gran escala, donde el coste es un parámetro a tener en cuenta. Presentan una eficiencia de entorno al 13 - 18 %, y su color característico es azul claro.
- **Monocristalinos:** Consisten en una estructura individual de cristal de silicio, es una tecnología más cara de fabricar, pero presenta la mejor eficiencia, entorno al 16 - 24 %. Su apariencia es de color azul oscuro o negro.

Estos últimos años, se han desarrollado paneles plegables de ambas tecnologías. Por tener mejor eficiencia y una relación potencia-precio aceptable, tratándose de un kit portátil, se ha escogido la tecnología monocristalina.

4.2 Módulo solar FSP-Max 440 W de Offgridtec

El kit escogido (Figura 15) para el presente proyecto presenta una potencia máxima de 440 W. Además, presenta las siguientes características técnicas:

- Potencia nominal (P_{max}): 440W (4×110W)
- Tensión del módulo (V_{mp}): 40V
- Máxima corriente del módulo (I_{mp}): 11A
- Tensión en circuito abierto (V_{oc}): 48V
- Corriente de cortocircuito (I_{sc}): 12A
- Max. Tensión del sistema: 200 V/DC
- Temperatura ambiente: -20 °C hasta 70 °C
- Número de células: 144 (3× 4 × 12)
- Tolerancia: ±5 %
- Eficiencia y tipo de célula: 22,62% (monocristalina)
- Coeficiente de temperatura de potencia: -0.42 %/°C

- Coeficiente de voltaje-temperatura: $-0.32 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$
- Coeficiente de corriente-temperatura: $0.04 \text{ } \%$
- Peso: $13,3 \text{ kg}$
- Dimensiones abiertas: $1072 \times 2188 \times 22,5 \text{ mm}$
- Dimensiones cerradas: $1072 \times 547 \times 90 \text{ mm}$

Estas características se implementarán en la simulación, de forma que se obtenga un comportamiento del sistema fotovoltaico muy semejante al del kit. Cabe destacar, que el fabricante ofrece en el *datasheet* unos valores de I_{sc} o V_{oc} muy redondeados, puede deberse a una estrategia de marketing o que se hayan aproximado los valores, esto provoca que en la simulación se debe ajustar ligeramente estos parámetros para obtener la potencia deseada en el panel.

Cabe destacar, que, para maximizar la generación de energía, el fabricante dota al kit de un soporte que permite una inclinación de 45° en los paneles, cosa de la que carecen muchas estaciones de energía solar comerciales analizadas en el apartado 2.5. Esta característica, permite que los rayos solares incidan de forma perpendicular, y que con una orientación adecuada (hacia el sur), se logre una mayor eficiencia.



Figura 15. Paneles solares del kit Offgridtec FSP-Max 440 W. Fuente:[18]

5. Elección de la batería

5.1 Criterios de selección

Una batería, es un dispositivo que almacena energía empleando reacciones electroquímicas de oxidación (cesión de e^{-}) y reducción (captación de e^{-}), estas se producen en el electrodo positivo (ánodo) y negativo (cátodo). Por un lado, en la descarga, los electrones del ánodo se oxidan y los capta el cátodo donde se produce una reacción de reducción, por otro, durante la carga, se aplica una corriente inversa a la generada durante la descarga, lo que fuerza una reacción química inversa que devuelve los iones positivos al ánodo y los electrones al cátodo.

Dentro del amplio abanico de baterías recargables existen numerosas tecnologías, tensiones nominales, tamaños, precios y densidades energéticas, pero para una aplicación portátil, se debe tener en cuenta la seguridad del sistema y del usuario. En la Tabla 3, se realiza una ponderación de las características que debe tener una batería montada en una estación de generación y almacenamiento de energía solar fotovoltaica portátil.

Tabla 3. Comparativa de tecnologías de baterías. Fuente: Propia

Tecnología	Seguridad (Toxicología)	Densidad energética	Vida Útil	Resistencia a vibraciones	Dimensiones y peso	TOTAL
Ponderación	35 %	25 %	20 %	10 %	10 %	100 %
LiFePO4	9	6	5	6	4	6,65
Li-Ion	8	8	2	3	2	5,7
Pb-Ácido	5	3	6	2	4	4,3
Li-Poly	8	7	2	2	3	5,45
Ni-Cd	7	4	4	5	5	5,25
Ni-MH	7	4	4	5	4	5,15
Gel	6	5	4	4	3	4,85

Una vez puntuado cada aspecto del cero al diez y multiplicado por la ponderación correspondiente, se suman los resultados de cada fila y se obtiene la puntuación total para cada tecnología. La de mayor puntuación ha sido la tecnología de fosfato de hierro litio (LiFePO4) seguida de las baterías de iones de litio.

Se destaca que la tecnología de LiFePO4 combina la alta densidad energética de las baterías de iones de litio con:

- Una toxicidad reducida (no contiene metales pesados como el plomo).
- Gran estabilidad química.
- Alta seguridad frente a incendios y explosiones.
- Mínima pérdida de capacidad con el paso del tiempo (baja autodescarga).
- Mayor tolerancia a vibraciones y temperaturas.
- Dimensiones contenidas.
- Larga vida útil (superior a 10 años).

Para el proyecto se ha elegido una batería con una tensión nominal de 12.8 V y 250 Ah de autonomía de la marca PowerBrick+ (Figura 16), lo que ofrece 3200 Wh de capacidad.



Figura 16. Batería PowerBrick+. Fuente:[19]

Sus características eléctricas se observan en la Figura 17, y se toman de referencia para diseñar la etapa del Buck y del Flyback.

Electric	Nominal voltage	12.8 V
	Nominal capacity	250 Ah
	Stored energy	3.2 kWh
	Internal resistance	$\leq 50\text{m}\Omega$
	Cycles	>3000 cycles (see chart)
	Self discharge	< 3% per month
	Energy efficiency	> 98%
Standard Charge	Charge voltage	14.4 V \pm 0.2V
	Charge mode	CC/CV : Constant Current / Constant Voltage
	Continuous charge current / Maximum charge current	125 A / 150 A
	BMS charge cut-off voltage	14.8 V \pm 0.1V
Standard Discharge	Instant peak discharge current	700 A \pm 50 A (max 100ms)
	Continuous discharge current	180 A (2.31 kW)
	Maximum discharge current (< 30s)	250 A (3.2 kW)
	BMS discharge cut-off voltage	10 V

Figura 17. Características técnicas de la batería PowerBrick +. Fuente:[19]

6. Planteamiento de soluciones alternativas para el diseño del control del convertidor. Elección y justificación de la solución adoptada.

6.1 El control de etapas de potencia

Para garantizar una tensión/corriente estables y precisas a la salida de cualquier convertidor electrónico de potencia, es indispensable diseñar la etapa de control.

Sus objetivos son:

- Obtener precisión en el régimen permanente.
- Atenuar el efecto de perturbaciones externas (ruido eléctrico y EMI)
- Suplir las tolerancias de los componentes.
- Obtener un error mínimo cuando se estabiliza la señal (Se consigue con una ganancia de lazo T_V elevada).
- Conseguir un sistema estable (lo definen el margen de fase y de ganancia).
- Un transitorio veloz (lo determina el ancho de banda).
- Un adecuado amortiguamiento (lo determina el margen de fase)

Para tener un sistema estable (Figura 18), es necesario un margen de fase y de ganancia positivo, la recomendación es tener un margen de fase (MF) superior a 45° y un margen de ganancia (MG) superior a 15 dB. Además, la ganancia de lazo abierto $T_V(S)$ debe ser cero a la frecuencia de cruce escogida.

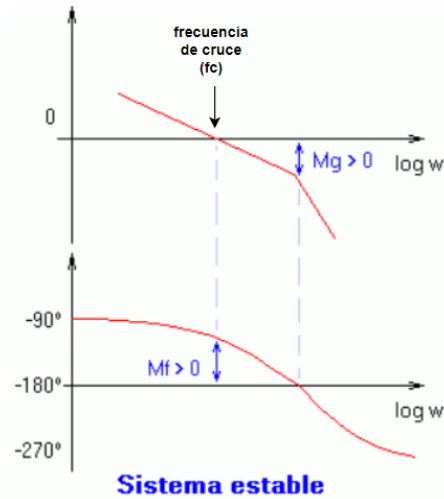


Figura 18. Criterios de estabilidad para sistemas de control lineales. Fuente:[20]

El concepto de margen de fase y de ganancia son fundamentales en el diseño de sistemas de control, puesto a que de ellos depende la estabilidad del sistema. El margen de fase se define como la cantidad de desfase que puede presentar una señal antes de que el sistema se vuelva inestable, mientras que el margen de ganancia indica la cantidad de decibelios que se puede aumentar la ganancia del conjunto hasta que la curva de magnitud cruce al eje de frecuencias.

Por un lado, si el MF es grande la respuesta del sistema será lenta y amortiguada, y por otro si el MF es pequeño la respuesta presentará un sobreimpulso y una oscilación que se amortigua tal y como se muestra en la Figura 19.

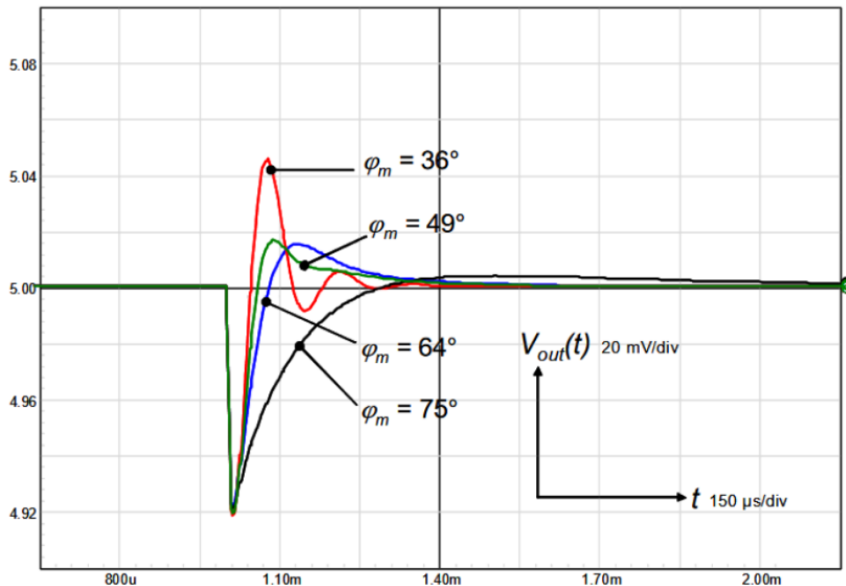


Figura 19. Respuesta transitoria del sistema de control en función del margen de fase. Fuente:[21]

6.2 Control modo tensión

También llamado VMC (*Voltage Mode Controlled*), se encarga de ajustar la relación existente entre la tensión de entrada y la tensión de salida del sistema. Asimismo, este control compara la tensión sensada a la salida del convertidor y la compara con la tensión de referencia, de esta comparación surge la señal de error que se integra y amplifica en el compensador para finalmente compararse con una rampa triangular que variará el ciclo de trabajo de la señal PWM del transistor, tal y como se muestra en la Figura 20.

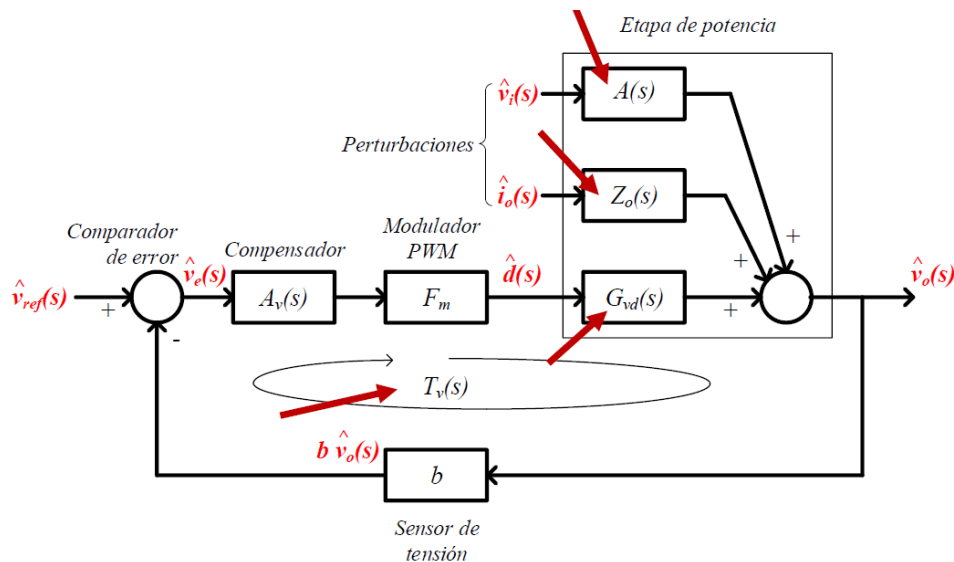


Figura 20. Esquema del control modo tensión para etapas de potencia. Fuente: [22]

6.3 Control modo corriente

Esta técnica de control regula la corriente que circula por el sistema, de forma que la carga reciba un suministro constante de corriente, además, presenta dos lazos de realimentación, el interno de corriente (rápido) y el externo de tensión (lento). En un sistema encargado de cargar una batería, como el del presente proyecto, es indispensable un control preciso y rápido de esta señal.

En electrónica de potencia, este control presenta dos enfoques, el control modo corriente de pico y el control modo corriente media.

6.3.1 Control modo corriente de pico

También denominado en inglés CIC (*Current Injected Control*), se basa en la técnica de realimentación de estado, de forma que el error de tensión ajuste el pico de corriente en la bobina (Figura 21), haciendo que el conmutador deje de conducir cuando en la bobina se alcanza un valor pico de corriente.

El uso del control CIC, permite conectar convertidores de potencia en paralelo para que la corriente por la carga se reparta de forma equitativa. Al mismo tiempo, se puede implementar este control con rampa externa en el modulador PWM, de modo que se elimine la inestabilidad propia del control para ciclos de trabajo superiores al 50%

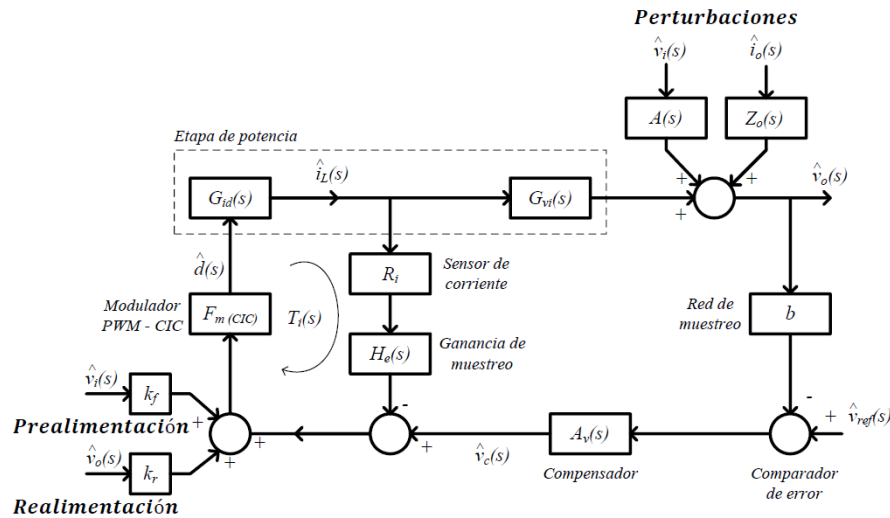


Figura 21. Esquema del control CIC para etapas de potencia. Fuente:[23]

6.3.2 Control modo corriente media

En cuanto al control ACC (*Average Current Control*), el lazo interno de corriente presenta la misma estructura que el control modo tensión, pero en este caso la corriente de referencia se compara directamente con la corriente en la bobina, entra al compensador y finalmente al modulador PWM.

6.4 Tipos de compensadores

En el diseño de todo circuito de control, el compensador tiene un papel fundamental. Este se encarga de otorgar ganancia y fase al sistema a la frecuencia del lazo, lo que permite obtener un sistema estable, incluso frente a variaciones repentinas de la señal de error. Existen tres tipos de compensadores (Figura 22):

- **Tipo 1:** Cuando el sistema no requiere una elevación de fase, AUFA nulo.
- **Tipo 2:** En situaciones donde el sistema requiere un aumento de fase (AUFA) de entre 0° y 90° .
- **Tipo 3:** Cuando el sistema requiere un aumento de fase (AUFA) de entre 0° y 180° .

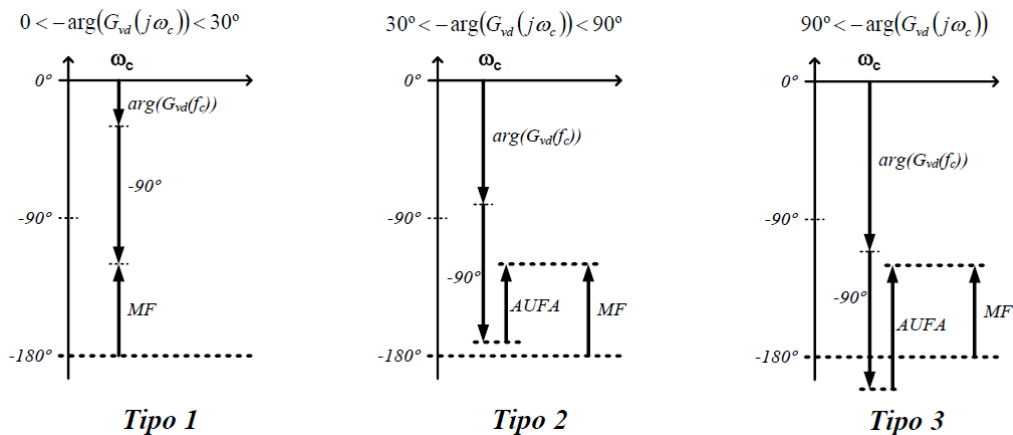


Figura 22. Tipos de compensadores. Fuente:[22]

Además, existen dos formas de diseñar estos compensadores, la primera es mediante la colocación manual de polos y ceros, y la segunda es mediante el factor k . El primer método, requiere un conocimiento profundo y especializado sobre el control de etapas de potencia, mientras que el segundo es más simple y fácil de implementar. En la Tabla 4 se recogen las principales ventajas de ambos sistemas.

Tabla 4. Ventajas de la colocación manual de polos y ceros y del método del factor K . Fuente: Propia

Colocación manual	Método del factor k
Permite implementar técnicas avanzadas	Fácil implementación para uso docente
Tiene en cuenta las ubicación de los polos y ceros de cada convertidor	Se centra en la ganancia del sistema y en la fase a una determinada frecuencia
Se parte de un regulador genérico que se adapta al diseño en cuestión	Existen tres reguladores con una expresión claramente definida

6.5 Elección y justificación de la solución adoptada

Por su sencillez, inmunidad al ruido, rápida respuesta transitoria, bajas pérdidas y alta resolución se ha escogido implementar en el Buck el control modo corriente media frente al control modo tensión.

En el Flyback, se va a implementar el control modo tensión, para que, ante variaciones de la tensión de entrada (carga y descarga de la batería), la tensión de salida se fije en el valor establecido por la referencia (390 V).

En lo referente a la etapa del inversor, este carece de control debido a que el Flyback corrige cualquier variación de tensión generada por un cambio en la resistencia de carga o tensión de batería.

7. Descripción detallada de la solución adoptada

7.1 Diseño teórico del convertidor Buck

La primera etapa de potencia se corresponde con el convertidor reductor, su función es disminuir la tensión de los paneles desde la máxima potencia (40 V) a 14.6 V que es la tensión máxima de carga admitida por la batería. La topología del Buck ideal se observa en la siguiente Figura:

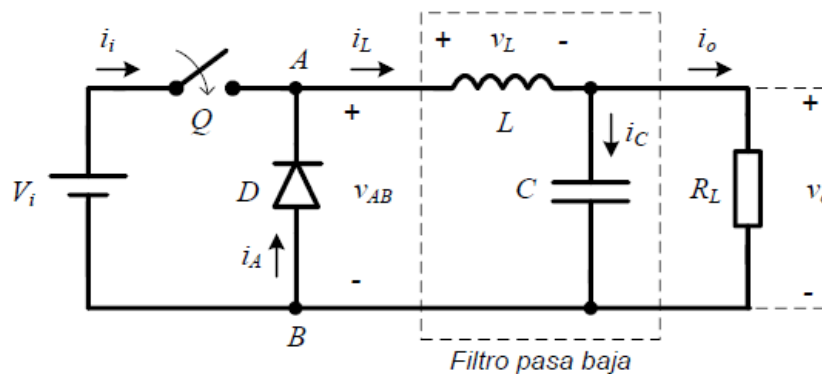


Figura 23. Esquema del convertidor reductor ("Buck"). Fuente:[24]

El convertidor puede trabajar en DCM (*Discontinuous Conduction Mode*) o en CCM (*Continuous Conduction Mode*):

DCM: Cuando la corriente que circula por la bobina se hace cero en algún instante del periodo de conmutación.

CCM: Cuando la corriente que circula por la bobina no se hace cero en ningún instante del periodo de conmutación.

El análisis del circuito en régimen estacionario se basa en:

- Un condensador con capacidad infinita ($\Delta V_{OUT} = 0$).
- CCM
- Semiconductores ideales
- El valor medio de la tensión en la bobina ($V_{L(AV)}$) es igual a cero.

Cuando el transistor conduce (Q=ON), entre $0 \leq t \leq DT$, la corriente circula desde la entrada hacia la bobina. Durante este periodo, la energía se almacena en el inductor mediante el aumento de corriente

Cuando el transistor está en corte (Q=OFF), entre $DT \leq t \leq T$, la corriente circula a través del diodo de libre circulación. Durante este periodo, la energía almacena en el inductor se libera mediante la disminución de corriente.

En la Figura 24 se muestran estos dos estados:

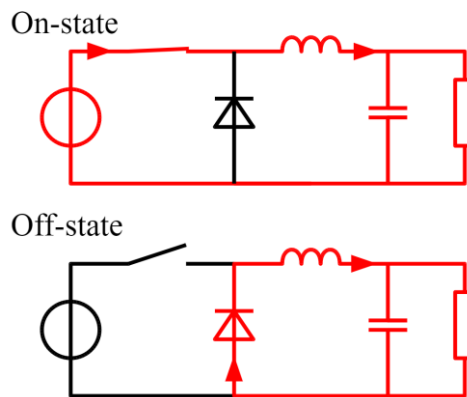


Figura 24. Convertidor Buck con transistor en conducción y en corte. Fuente: [25]

Analizando la tensión en la bobina (Figura 25):

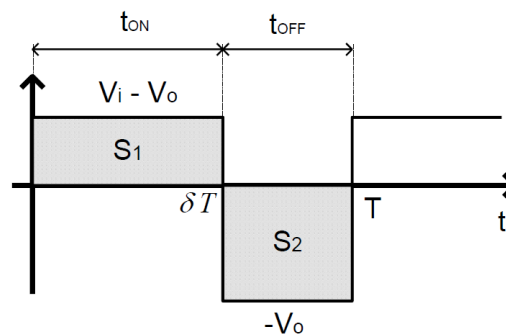


Figura 25. Tensión en bornes de la bobina. Fuente:[26]

De modo que:

$$V_{L(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} (V_i - V_o) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T (-V_o) dt = 0 \quad (3)$$

Se sustituyen las integrales por las áreas y se obtiene:

$$S_1 - S_2 = 0 \quad (4)$$

$$\frac{DT}{T}(V_i - V_o) - \frac{T-DT}{T}(V_o) = 0 \quad (5)$$

$$DV_i - DV_o - V_o + DV_o = 0 \quad (6)$$

De forma que la ecuación que relaciona la entrada con la salida en un Buck es:

$$V_o = DV_i \quad (7)$$

En la Figura 26, se muestra la corriente por la bobina en el convertidor reductor en CCM, de forma que se pueda extraer una expresión que permita calcular el tamaño de la bobina:

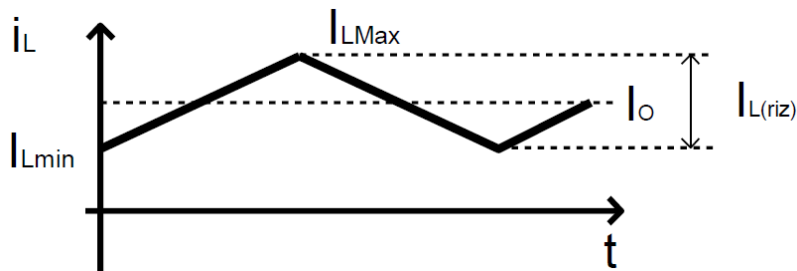


Figura 26. Corriente a través de la bobina en CCM. Fuente:[26]

Se define que la corriente en la bobina está compuesta por una componente continua más un rizado. Esta componente (I_o) será la corriente aplicada a la carga, mientras que $I_{L(riz)}$ circulará por el condensador.

De esta manera la expresión de la corriente máxima y mínima por la bobina es:

$$I_{L_max} = I_{L_min} + \frac{V_i - V_o}{L} DT \quad (8)$$

$$I_{L_min} = I_{L_max} - \frac{V_o}{L} (T - DT) \quad (9)$$

De la primera expresión (8), la corriente máxima es en el instante $t = DT$. Se sustituye y se extrae la expresión de la corriente de rizado (10).

$$\Delta I_L = \frac{V_i - V_o}{L} DT \quad (10)$$

Se despeja la inductancia y se pone el periodo en función de la frecuencia de conmutación, tal y como se muestra en (11).

$$L = \frac{V_i - V_o}{\Delta I_L f_{sw}} D \quad (11)$$

De esta expresión, se entiende que incrementando la frecuencia de conmutación se obtiene una bobina más pequeña y se disminuye el rizado de corriente, por contrapartida las pérdidas por conmutación se incrementan.

En la Figura 27, se muestra la tensión de salida V_o , de forma que se pueda extraer una expresión que permita calcular el tamaño del condensador en CCM.

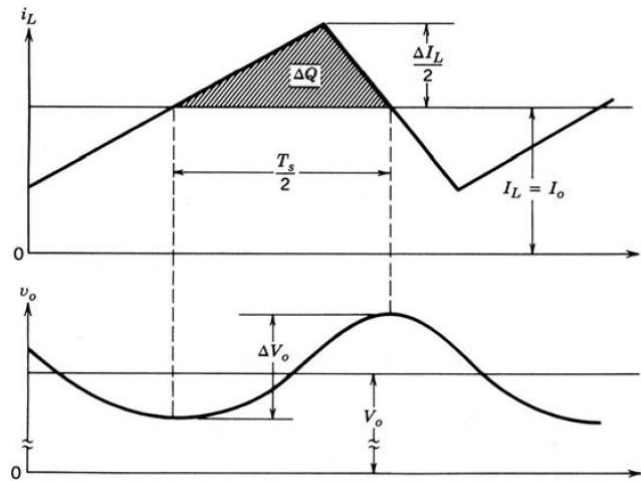


Figura 27. Formas de onda en el convertidor reductor. (a) Corriente en el condensador. (b) Tensión de rizado en el condensador. Fuente:[27]

En un condensador el incremento de carga es proporcional al producto de su capacidad por la tensión de salida, es decir:

$$\Delta Q = CV_o \quad (12)$$

De forma que, el rizado de tensión se obtiene calculando el área sombreada del triángulo de la Figura 27 partido de la capacitancia como se muestra en (13).

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{\Delta I_L T}{2} \quad (13)$$

Se sustituye en la expresión resultante el rizado de corriente en la bobina cuando el transistor está en corte (14).

$$\Delta I_L = \frac{V_O}{L}(1 - D)T \quad (14)$$

La expresión resultante de sustituir la ecuación (14) en la (13) es:

$$\Delta V_O = \frac{TV_O}{8CL}(1 - D)T \quad (15)$$

Se reordena sustituyendo el periodo por la inversa de la frecuencia y se extrae la capacitancia:

$$C = \frac{V_O(1 - D)}{8\Delta V_O L f_{sw}^2} \quad (16)$$

Una vez obtenidas las ecuaciones necesarias para el cálculo del convertidor, se fijan los parámetros necesarios en la Tabla 5 y se procede a calcular los componentes del circuito.

Tabla 5. Especificaciones de diseño para el Buck. Fuente: Propia

Parámetro	Valor
V_i	40 V
V_O	14.6 V
P_O	880 W
ΔI_O	10 %
ΔV_O	2 %
f_{sw}	50 kHz

Se calcula la corriente de salida en máxima potencia y el ciclo de trabajo:

$$I_O = \frac{P_O}{V_O} = 60.274 \text{ A} \quad (17)$$

$$D = \frac{V_O}{V_i} = 0.365 \quad (18)$$

Se determina la resistencia de carga para la máxima corriente de salida, parámetro que será necesario para diseñar el control y las simulaciones:

$$R = \frac{V_O}{I_O} = 0.242 \ \Omega \quad (19)$$

Se determina el rizado máximo admisible para la corriente y la tensión de salida (20) y (21).

$$\Delta I_L = \Delta I_O I_O = 6.027 \text{ A} \quad (20)$$

$$\Delta V_O = \Delta V_O V_O = 0.292 \text{ V} \quad (21)$$

Se determina el tamaño de la bobina y la capacidad del condensador:

$$L = \frac{V_i - V_O}{\Delta I_L f_{sw}} D = 33.763 \mu\text{H} \quad (22)$$

$$C = \frac{V_O(1 - D)}{8\Delta V_O L f_{sw}^2} = 48.106 \mu\text{F} \quad (23)$$

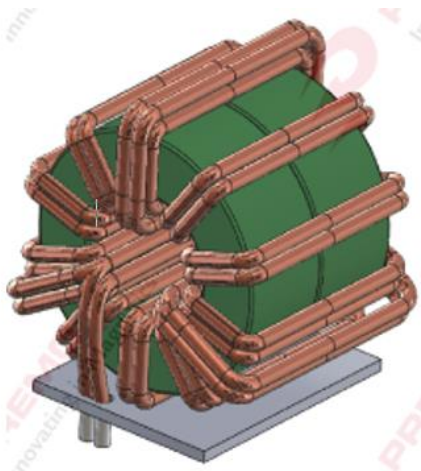
Se normaliza el condensador a 56 μF ; la bobina tiene que conducir una corriente pico deducida de la expresión (24).

$$I_{L_max} = I_O + \frac{V_i - V_O}{2L f_{sw}} D = 63.083 \text{ A} \quad (24)$$

Del anexo de cálculos se extrae que el condensador debe soportar una corriente eficaz de 1.74 A y una corriente pico de 3.014 A. Además, sabiendo que la bobina debe soportar una tensión máxima de 25.4 V y el condensador 14.6 V, se puede buscar un modelo comercial de condensador.

7.2 Elección de componentes del convertidor Buck

En el caso de la bobina, tiene unas características que no se encuentran en modelos comerciales, debido a esto se ha contactado con el fabricante de PREMO, el cual fabrica todo tipo de bobinas y transformadores para el grupo de investigación de sistemas electrónicos industriales (GSEI). El fabricante, ha mandado el *datasheet* de una bobina toroidal (Figura 28) que cumple los parámetros necesarios, de este documento se ha extraído la ESR_L y la inductancia bajo carga utilizada para el modelado en AC del control.



4. Technical Specifications

Topology	PFC Choke
Rated current	70A
Storage temperature	-25C to +85C
Working temperature	-40C to +105C
Est. Losses	13.5W

5. Electrical Parameters

Inductance (1-2, 100kHz, 1VAC)	36uH +/-8%
Inductance at load (@70A, 100kHz, 1VAC)	31uH
DC Resistance (1-2 @25C)	3 mOhms MAX.
Dielectric Strength (winding-core, 500Vac 50Hz 2sec)	3mA MAX

Figura 28. Bobina del fabricante Premo modelo X-13749-011. Fuente:[28]

En lo referente al transistor, se ha optado por utilizar un MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) que debe soportar una tensión máxima de 40 V y conducir 60 A. El modelo elegido es el IPP072N10N3GXSA1 del fabricante Infineon, este modelo soporta una

tensión de 100 V y puede conducir hasta 80 A. Además, presenta una resistencia en conducción ($R_{DS_{ON}}$) de 7.2 m Ω , una capacidad de disipación de 150 W, una tensión drenador-surtidor (V_{DS}) máxima de 3.5 V y permite conmutar a más de 1 MHz.

Con relación al diodo de libre circulación, este debe soportar una corriente máxima de 63.083 A y una tensión en sus bornes de 40 V, para ello se ha seleccionado el modelo DSEI60-02A, del fabricante YXYS. Este modelo, permite conducir hasta 69 A, tiene una caída de tensión de 1.08 V, soporta hasta 200 V y tiene un t_{rr} (Reverse Recovery Time) de 35 ns.

Este último dato es importante para aplicaciones en fuentes conmutadas, puesto que se trabaja con frecuencias de conmutación elevadas.

En cuanto al condensador, encontrar uno electrolítico de aluminio con dichas especificaciones resulta complicado, también se han buscado opciones de película, pero esta tecnología deja de comportarse bien en cuanto se sale de la tensión nominal. Se ha encontrado un modelo de condensador electrolítico del fabricante Rubycon (250HBX56MSPA12.5X30), que cumple las especificaciones de tensión (14.6 V), capacitancia (56 μ F), corriente ondulada (1.74 A) y corriente de pico (2.9 A). En cuanto a la ESR_C del condensador tiene un valor de 15 m Ω .

7.3 Modelo promediado del convertidor PWM.

Se puede comprobar que para pequeñas variaciones en los parámetros del circuito (tensión, ciclo de trabajo, corriente...) entorno al punto de funcionamiento (Figura 29) y para una frecuencia inferior a la mitad de la frecuencia de conmutación, existe un modelo lineal del convertidor de potencia (el circuito equivalente en pequeña señal).

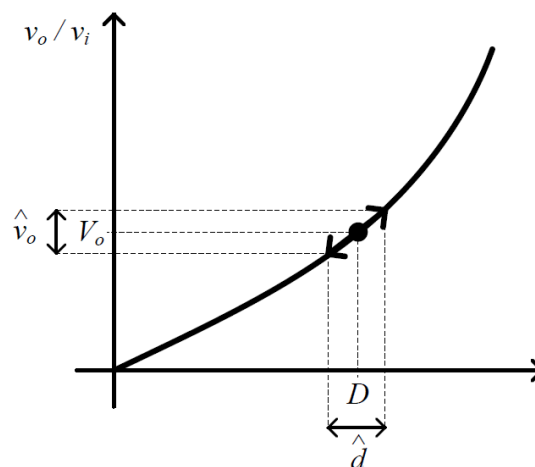


Figura 29. Modelo promediado del conmutador PWM entorno a un punto de trabajo (DC) más pequeña señal (AC). Fuente:[24]

El modelo promediado del conmutador PWM, sustituye los elementos no lineales del convertidor por sus equivalentes lineales, para así, realizar el análisis en DC (estático) y en AC (dinámico).

En primer lugar, se deben identificar los terminales activo (A), común (C) y pasivo (P) del convertidor Buck. De forma que el terminal activo se corresponde con el transistor, el pasivo con el diodo y el común es el punto donde se conectan ambos.

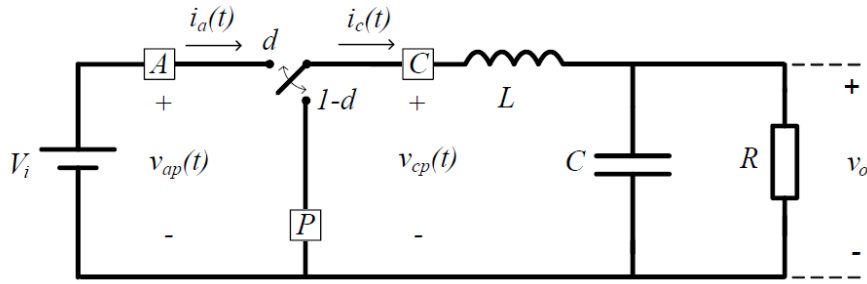


Figura 30. Localizaci3n de los terminales A-C-P en el convertidor Buck. Fuente:[24]

En segundo lugar, se deducen las expresiones de las tensiones y corrientes instantaneas:

$$i_a(t) = \begin{cases} i_c(t) & 0 \leq t \leq DT \\ 0 & DT \leq t \leq T \end{cases} \quad (25)$$

$$v_{cp}(t) = \begin{cases} v_{ap}(t) & 0 \leq t \leq DT \\ 0 & DT \leq t \leq T \end{cases} \quad (26)$$

De donde, para un ciclo completo de conmutaci3n, se obtienen los valores promediados:

$$v_{cp} = d v_{ap} \quad (27)$$

$$i_a = d i_c \quad (28)$$

El enfoque propuesto previamente es no lineal y en gran seoal. Para obtener un modelo en el punto de operaci3n, hay que perturbar esta seoal y linealizarla, es decir, se establece un punto de operaci3n y se introducen pequeoas variaciones (perturbaciones) entorno a dicho punto.

Antes de seguir, se deben establecer unas normas para referirse a los siguientes valores:

- Promediados durante un ciclo de conmutaci3n: minúsculas (v_o).
- En un instante especifíco: minúscula ($v_o(t)$).
- En pequeoa seoal (corriente alterna): en minúscula con acento circunflejo (\hat{v}_o).
- Polarizados (corriente continua): mayúsculas (V_o).

Los valores promediados se descomponen en sus componentes DC y AC:

$$v_{cp} = V_{cp} + \hat{v}_{cp} \quad (29)$$

$$v_{ap} = V_{ap} + \hat{v}_{ap} \quad (30)$$

$$i_a = I_a + \hat{i}_a \quad (31)$$

$$i_c = I_c + \hat{i}_c \quad (32)$$

$$d = D + \hat{d} \quad (33)$$

Sustituyendo los valores promediados en las expresiones y completando el desarrollo, resultan las expresiones (34) y (35).

$$v_{cp} + \hat{v}_{cp} = Dv_{ap} + D\hat{v}_{ap} + \hat{d}v_{ap} + (\hat{d}\hat{v}_{ap}) \quad (34)$$

$$I_a + \hat{i}_a = DI_c + D\hat{i}_c + \hat{d}I_c + (\hat{d}\hat{i}_c) \quad (35)$$

Puesto que las variaciones en alterna resultan despreciables, se suprimen los productos de componentes en pequeña señal (marcados entre paréntesis). De este modo, se obtienen los términos en DC y en AC que relacionan la entrada con la salida del Buck (Figuras 31 y 32):

- **Componentes en DC:**

$$v_{cp} = Dv_{ap} \quad (36)$$

$$I_a = DI_c \quad (37)$$

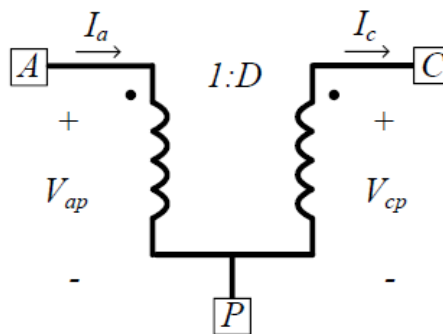


Figura 31. Circuito equivalente (terminales A-C-P) en gran señal del conmutador PWM en CCM. Fuente:[24]

- **Componentes en AC:**

$$\hat{v}_{cp} = D\hat{v}_{ap} + \hat{d}v_{ap} \quad (38)$$

$$\hat{i}_a = D\hat{i}_c + \hat{d}I_c \quad (39)$$

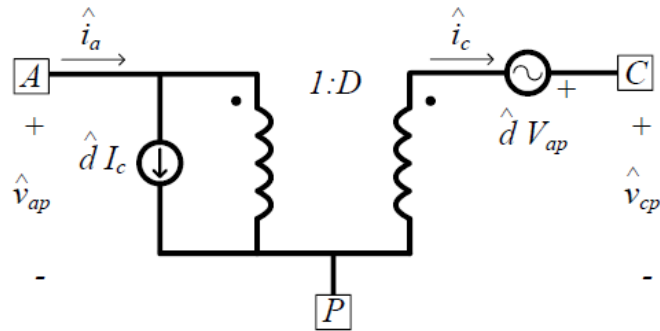


Figura 32. Circuito equivalente (terminales A-C-P) en pequeña señal del conmutador PWM en CCM. Fuente:[24]

7.3.1 Análisis en DC

En este análisis, la bobina actúa como un cortocircuito y el condensador como un circuito abierto. Además, la corriente I_a se representa mediante una fuente de corriente ideal y la tensión v_{cp} como una fuente de tensión ideal, tal y como se observa en la Figura 33.

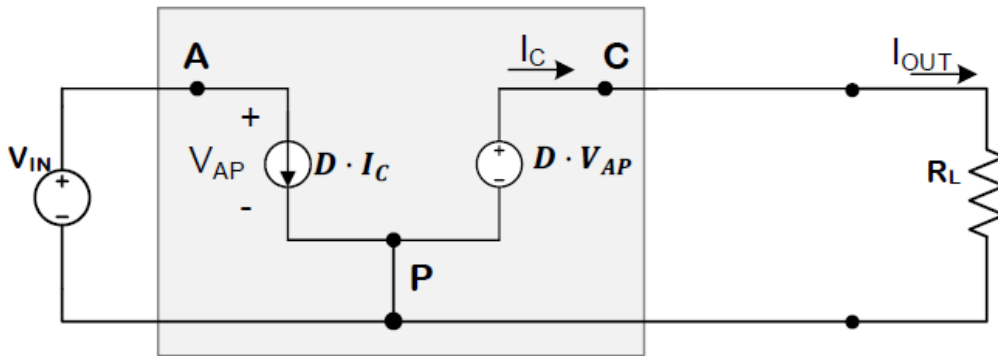


Figura 33. Modelo DC del convertidor Buck. Fuente:[24]

Seguidamente, se comprueba que la tensión v_{ap} es la misma que la tensión de entrada (v_{in}), que v_{cp} es igual que la tensión en bornes de la carga (v_{out}) y que I_c es la misma que la corriente de salida I_{out} .

De este modo, la tensión de salida del convertidor depende de la tensión de entrada y el ciclo de trabajo:

$$V_{out} = DV_{in} \quad (40)$$

7.3.2 Análisis en AC

En primer lugar, la componente \hat{v}_{cp} se comporta como dos fuentes de tensión ideales en serie, mientras que la componente \hat{i}_a como dos fuentes de corriente ideales en paralelo; en pequeña señal la fuente de tensión de entrada es un cortocircuito ($\hat{v}_{ap} = 0$) de forma que la componente $D\hat{v}_{ap}$ se anula, tal y como se esquematiza en la Figura 34.

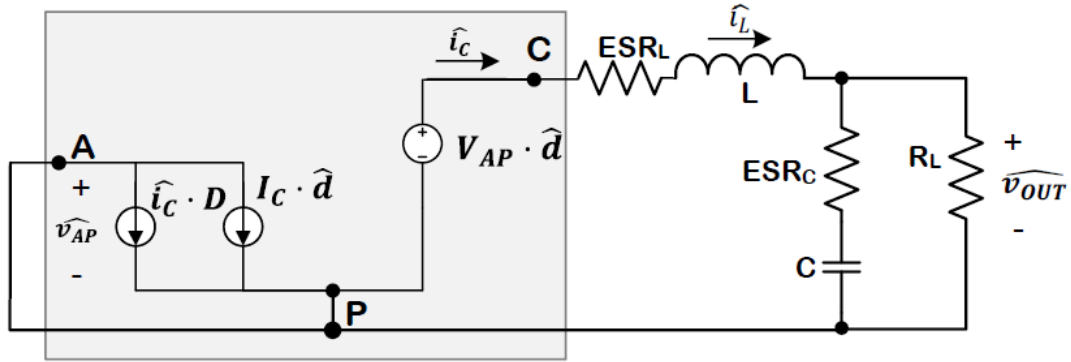


Figura 34. Modelo AC del convertidor Buck. Fuente:[24]

En segundo lugar, la fuente de tensión de entrada actúa como un cortocircuito, mientras que la fuente de corriente actúa como un circuito abierto. Esto provoca, que las funciones de transferencia relevantes para el control ACC dependan de los componentes del circuito (ESR_C , ESR_L , R_{Load} , L Y C) y la tensión de entrada (V_{in}), tal y como se observa en la Figura 35.

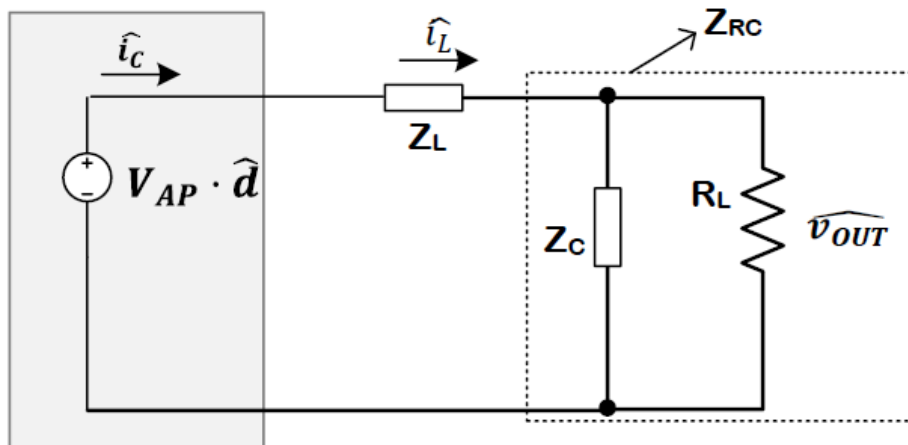


Figura 35. Esquema equivalente cuando se analiza G_{vd} o G_{id} en pequeña señal. Fuente:[24]

7.4 Control modo corriente media Buck.

7.4.1 Diseño del lazo de corriente

El sistema de control para un Buck conectado a un sistema fotovoltaico está representado en la Figura 36. En primer lugar, se debe obtener la función de ciclo de trabajo a corriente por la bobina del Buck y posteriormente obtener la frecuencia de cruce del lazo de corriente.

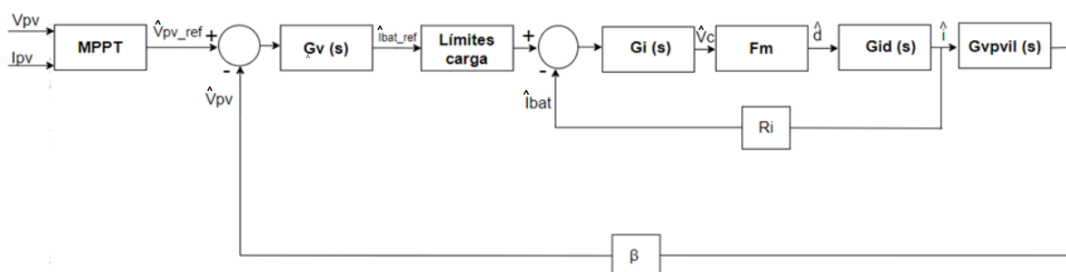


Figura 36. Diagrama de bloques del circuito de control ACC. Fuente: Propia

Para obtener la función de transferencia de corriente por la inductancia respecto del ciclo de trabajo $G_{id}(s)$, primero se debe sacar la expresión de $Z_{RC}(s)$ mostrada en la Figura 35:

$$V_{ap} = V_{in} \quad (41)$$

$$Z_L(s) = Ls + ESR_L \quad (42)$$

$$Z_C(s) = \frac{1 + ESR_C s C}{s C} \quad (43)$$

$$Z_{RC}(s) = \frac{R_{Load}(1 + ESR_C s C)}{1 + (R_{Load} + ESR_C) s C} \quad (44)$$

Siendo $ESR_C \ll R_{Load}$:

$$Z_{RC}(s) = \frac{R_{Load}(1 + ESR_C s C)}{1 + (R_{Load}) s C} \quad (45)$$

La corriente que circula por el circuito atraviesa la impedancia de la bobina y la impedancia $Z_{RC}(s)$, de modo que:

$$\hat{i}_L = \frac{V_{in} \hat{d}}{Z_L(s) + Z_{RC}(s)} \quad (46)$$

Dividiendo dicha corriente entre el ciclo de trabajo en pequeña señal, se obtiene la función de transferencia deseada:

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_o=0, \hat{i}_o=0} = \frac{V_{in}}{C s R_{Load}} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{W_{z1}}\right)}{s^2 + 2W_n \tau s + (W_n)^2} \quad (47)$$

Cabe destacar, que los parámetros diseñados para el Buck en el apartado 7.1 se reflejan en la Tabla 6:

Tabla 6. Resumen de los parámetros y componentes diseñados para el Buck. Fuente: Propia

Parámetro	Valor
V_i	40 V
C	56 μ F
L	31 μ H
ESR_C	15 m Ω
ESR_L	3 m Ω
R_{Load}	0.242 Ω

La situación del polo y del cero se obtienen de las siguientes expresiones:

$$W_n = \sqrt{\frac{1 + \frac{ESR_L}{R_{Load}}}{LC}} = 24146.3 \frac{Rad}{s} \quad (48)$$

$$W_{Z1} = \frac{1}{R_{Load}C} = 73789.7 \frac{Rad}{s} \quad (49)$$

Se obtienen sus valores en frecuencia:

$$f_n = \frac{W_n}{2\pi} = 3.843 \text{ kHz} \quad (50)$$

$$f_{Z1} = \frac{W_{Z1}}{2\pi} = 11.744 \text{ kHz} \quad (51)$$

Además, se calcula el coeficiente de amortiguamiento (52), debido a que el Buck en CCM sigue una dinámica de segundo orden.

$$\gamma = \left[\frac{1}{2\sqrt{1 + \frac{ESR_L}{R_{Load}}}} \right] \cdot \left[(ESR_L + ESR_C) \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{1}{R_{Load}} \sqrt{\frac{L}{C}} \right] = 1.5398 \quad (52)$$

En la Tabla 7 se agrupan los valores calculados:

Tabla 7. Frecuencias del polo, cero y valor del coeficiente de amortiguamiento. Fuente: Propia

Parámetro	Valor
f_n	3.843kHz
f_{Z1}	11.744kHz
γ	1.5398

La frecuencia de cruce del lazo de corriente se debe elegir siguiendo el siguiente criterio (para convertidores sin ceros en el semiplano derecho):

$$3f_n < f_{ci} < \frac{f_{SW}}{5} \quad (53)$$

Como se solapan, se va a diseñar por debajo de $3f_n$, esto no va a afectar a la robustez del lazo de control:

$$2f_n < f_{ci} < \frac{f_{SW}}{5} \quad (54)$$

$$7.686 \text{ kHz} < f_{ci} < 10 \text{ kHz} \quad (55)$$

$$f_{ci} = 8 \text{ kHz} \quad (56)$$

Seguidamente, se escoge la frecuencia de cruce del lazo de tensión (f_{cv}):

$$f_{cv} < \frac{f_{ci}}{3} \quad (57)$$

$$f_{cv} = 2.250 \text{ kHz} \quad (58)$$

Una vez obtenidas las frecuencias de los lazos de control, se implementa $G_{id}(s)$ en Matlab para obtener su diagrama de bode (Figura 37).

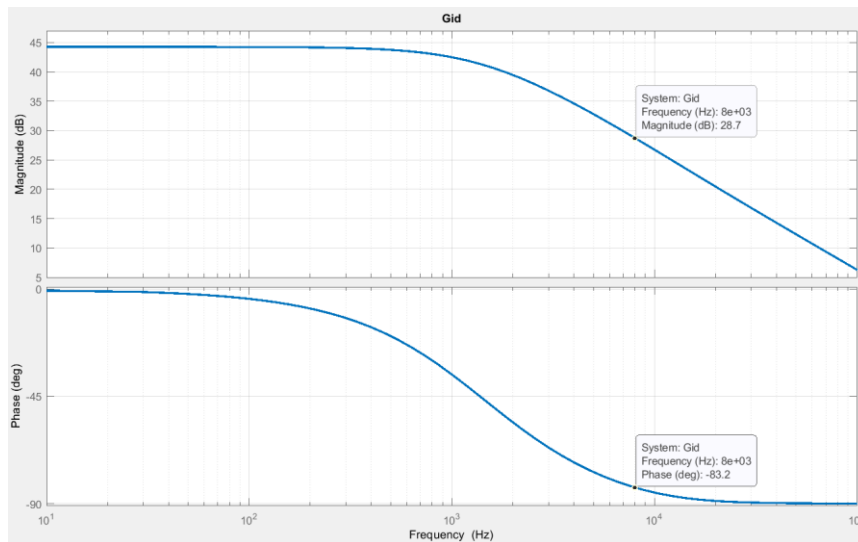


Figura 37. Diagrama de bode de ciclo de trabajo vs corriente de inductancia ($G_{id}(S)$). Fuente: Propia

Del diagrama de bode se extrae el módulo y argumento a la frecuencia de cruce del lazo de corriente.

$$G_{id}(f_{ci}) = 28.7 \text{ dB} \quad (59)$$

$$\arg(G_{id}(f_{ci})) = -83.2^\circ \quad (60)$$

7.4.1.1 Diseño del compensador de corriente mediante el método del factor K

Con estos datos, se establece que el margen de fase (Tabla 8) deseado a la frecuencia de cruce del lazo de corriente.

Tabla 8. Valores de diseño del compensador de corriente. Fuente: Propia

Objetivo	
f_{ci}	8 kHz
MF	75°
R_i	1
V_{tri}	2 V
F_m	0.5

$$\text{Fase deseada en lazo abierto} = MF - 180^\circ = -105^\circ \quad (61)$$

Seguidamente, se calcula el aumento de fase (AUFA) que debe aplicar el compensador, considerando el integrador propio del lazo:

$$\text{AUFA} = -90 - \arg(G_{id}(f_{ci})) + MF = 68.2^\circ \quad (62)$$

Se debe diseñar un compensador tipo 2 debido a dos criterios:

- $30^\circ < -\arg(G_{id}(f_{ci})) < 90^\circ$.
- $0^\circ < \text{AUFA} < 90^\circ$.

Para dicho propósito se va a emplear el método del factor K, en el que se calcula la posición del cero, del polo y la constante de ganancia:

$$K = \tan\left(\frac{\text{AUFA}}{2} + 45^\circ\right) = 5.1929 \quad (63)$$

$$W_{ZC} = \frac{W_{ci}}{K} = 9679.66 \text{ Rad/s} \quad (64)$$

$$W_{PC} = W_{ci}K = 261023.62 \text{ Rad/s} \quad (65)$$

$$F_m = \frac{1}{V_{tri}} = 0.5 \quad (66)$$

Se realiza la conversión de decibelios a lineal del valor de ganancia a la frecuencia de cruce del lazo de corriente:

$$20 \log_{10}(|G_{id}(f_{ci})|) = 28.7 \text{ dB} \quad (67)$$

$$|G_{id}(f_{ci})| = 27.23 \quad (68)$$

Se procede a calcular la ganancia del compensador:

$$W_{POC} = \frac{W_{ci}}{R_i F_m |G_{id}(f_{ci})| K} = 711.03 \quad (69)$$

De este modo, que se obtiene la expresión del compensador:

$$G_i(s) = \frac{W_{POC} \left(1 + \frac{s}{W_{ZC}}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{W_{PC}}\right)} = \frac{1.856 \cdot 10^8 s + 1.797 \cdot 10^{12}}{9680 s^2 + 2.527 \cdot 10^9 s} \quad (70)$$

Seguidamente, se introduce en Matlab para verificar que se obtiene el AUFA deseado, como se muestra en la Figura 38.

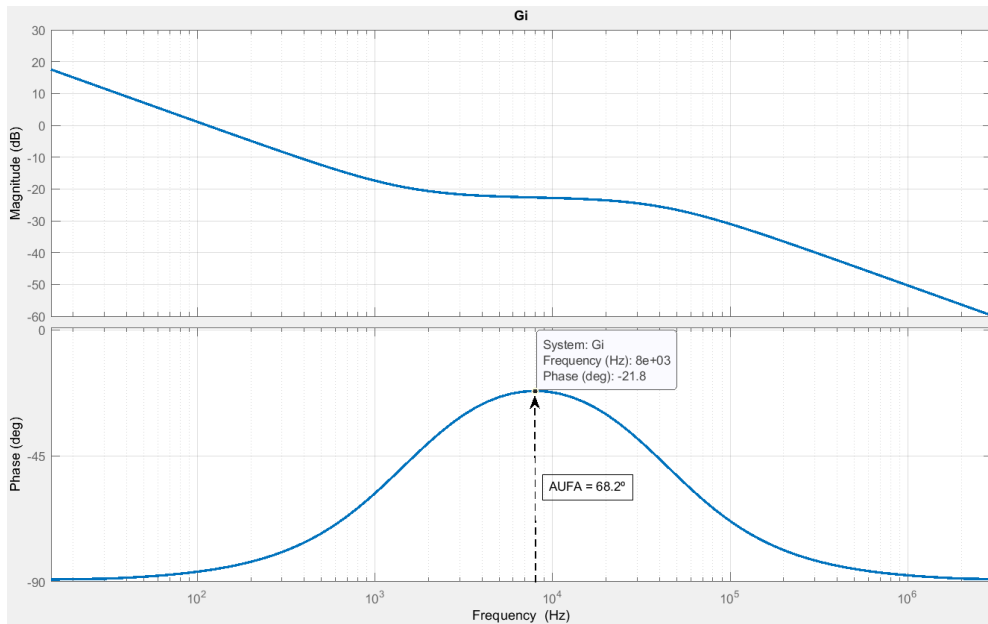


Figura 38. Diagrama de bode del compensador de corriente Tipo 2. Fuente: Propia

Del lazo de corriente, se obtiene la ganancia de lazo abierto $T_i(s)$ y de lazo cerrado $T_{i_{LC}}(s)$ mediante las siguientes expresiones:

$$T_i(s) = G_i(s) F_m G_{id}(s) R_i \quad (71)$$

$$T_{i_{LC}}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{i}_{bat_ref}(s)} = \frac{1}{R_i} \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)} \quad (72)$$

Por último, se representa en Matlab la respuesta en frecuencia de estos lazos (Figura 39), y se verifica que a la frecuencia de cruce de corriente la ganancia de lazo abierto es cero y la fase es la deseada, en este caso de -105° .

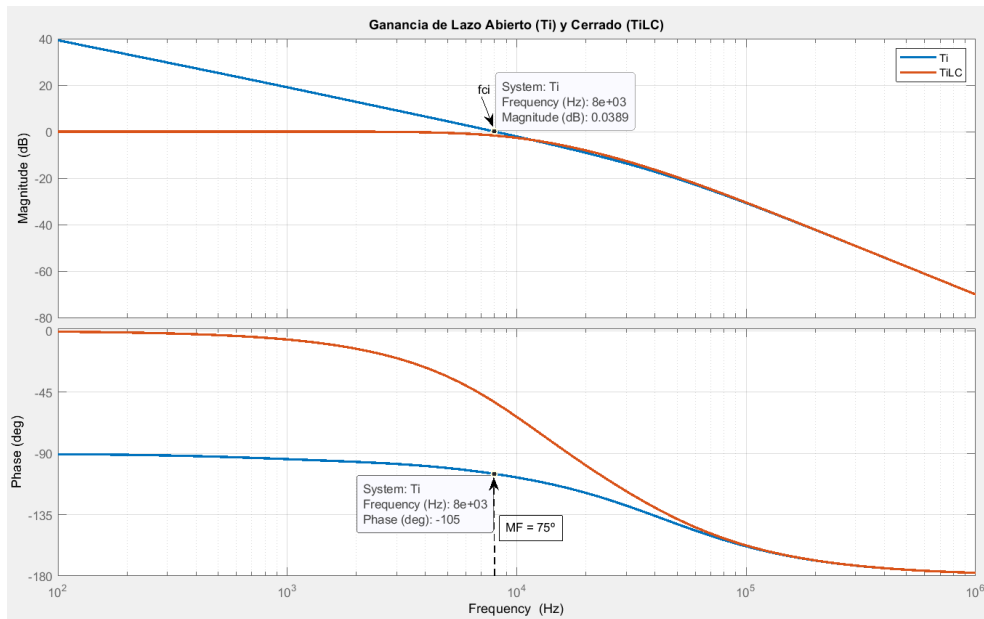


Figura 39. Diagramas de bode de las ganancias de lazo abierto (Ti) y cerrado (TiLC) del lazo de corriente. Fuente: Propia

7.4.2 Diseño del lazo de tensión

Para diseñar el lazo externo, se obtiene la función de transferencia $G_{vc}(s)$, que es el producto de $G_{vi}(s)$ y $T_{iLC}(s)$. Entendiéndose $G_{vc}(s)$ como el comportamiento del proceso a controlar y $G_{vi}(s)$ como el propio Buck.

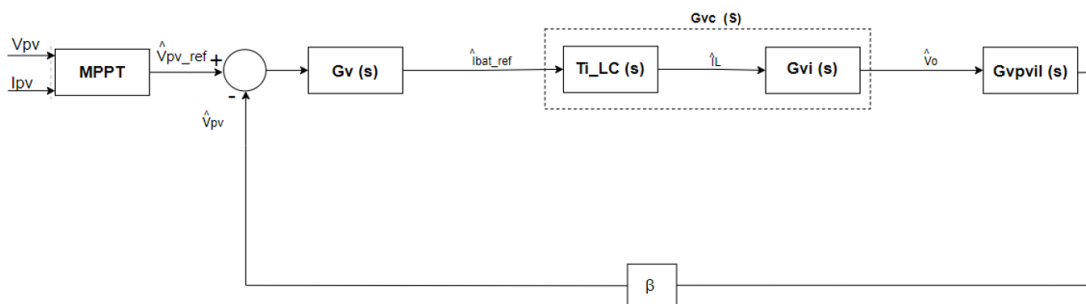


Figura 40. Diagrama de bloques del sistema reordenado para el diseño del lazo de tensión. Fuente: Propia

Para obtener la función de transferencia $G_{vi}(s)$, corriente por la inductancia respecto a la tensión de salida, se obtiene la resistencia equivalente $Z_{RC}(s)$, debido a que es la impedancia que atravesará dicha corriente (Figura 41) cuando se anula la tensión de entrada.

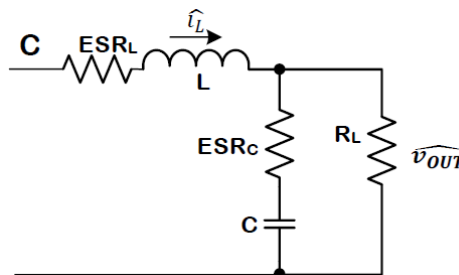


Figura 41. Esquema para obtener G_{vi} . Fuente: [24]

La impedancia $Z_{RC}(s)$ toma la misma expresión que en el aparta anterior:

$$Z_{RC}(s) = \frac{R_{Load}(1+ESR_C s C)}{1+(R_{Load}+ESR_C)CS} \quad (73)$$

Al aplicar la ley de ohm, se obtiene $G_{vi}(s)$ y considerando que Siendo $ESR_C \ll R_{Load}$:

$$\hat{v}_{out} = Z_{RC}(s) \hat{i}_L(s) \quad (74)$$

$$G_{vi}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{out}}{\hat{i}_L(s)} \right|_{\hat{v}_i=0, \hat{i}_o=0} = Z_{RC}(s) = \frac{R_{Load}(1+ESR_C s C)}{1+R_{Load}CS} \quad (75)$$

Su diagrama de bode se representa en la siguiente figura:

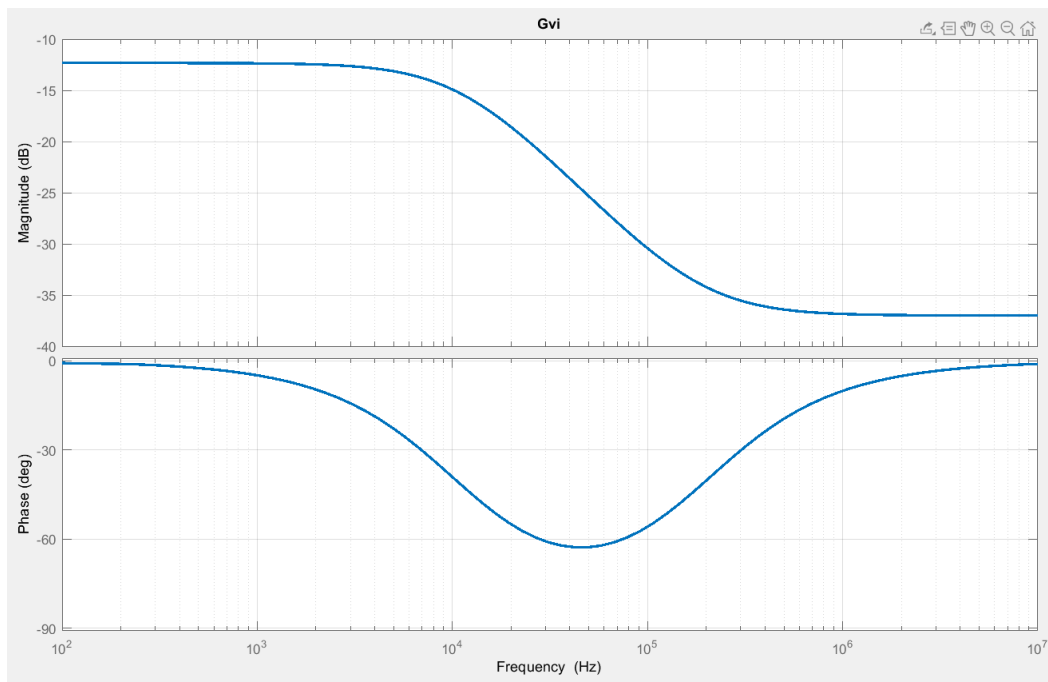


Figura 42. Diagrama de bode de la corriente por la inductancia vs tensión de salida. Fuente: Propia

También, se representa el diagrama de bode de $G_{vc}(s)$ (tensión de salida a corriente de referencia de batería) en la Figura 43:

$$G_{vc}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{out}}{\hat{i}_{bat_ref}(s)} \right|_{\hat{v}_i=0, \hat{i}_o=0} = T_{iLC}(s) G_{vi}(s) = \frac{1}{R_i} \frac{T_i(s)}{1+T_i(s)} \frac{R_{Load}(1+ESR_C s C)}{1+R_{Load}CS} \quad (76)$$

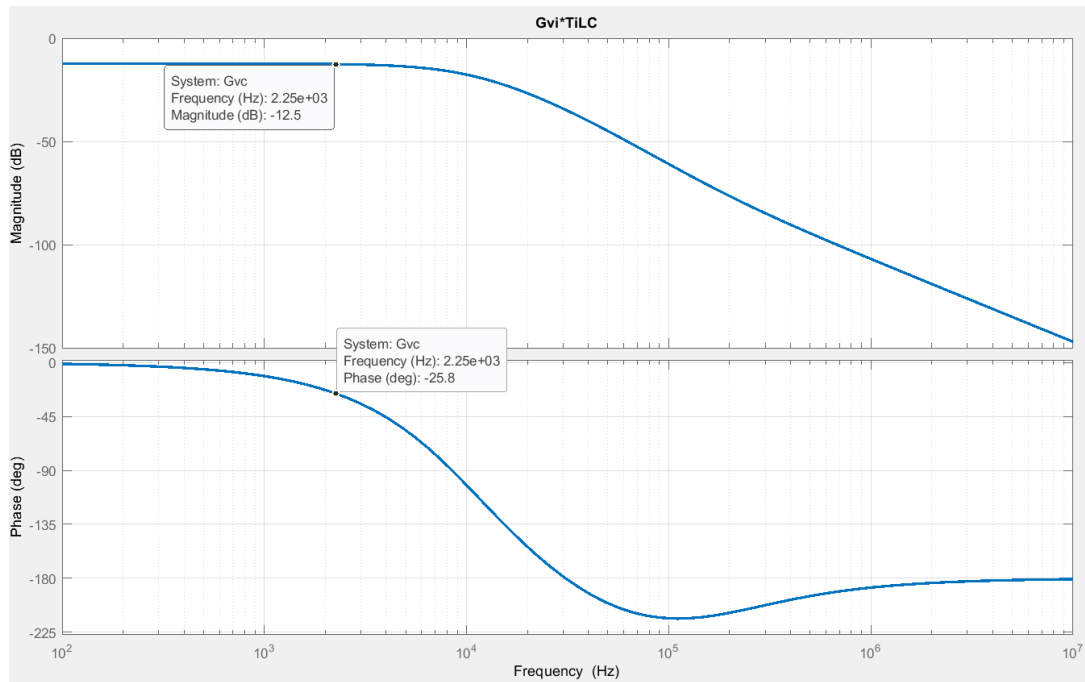


Figura 43. Diagrama de bode Gvc. Fuente: Propia

7.4.2.1 Diseño del compensador de tensión mediante el método del factor K

Del diagrama de bode se extrae el módulo y argumento a la frecuencia de cruce del lazo de tensión (2.25 kHz).

$$G_{vc}(f_{cv}) = -12.5 \text{ dB} \quad (77)$$

$$\arg(G_{vc}(f_{cv})) = -25.8^\circ \quad (78)$$

Con estos datos, se establece que el margen de fase deseado a la frecuencia de cruce del lazo de corriente (Tabla 9) debe ser superior a 60° .

Tabla 9. Especificaciones de diseño del compensador de tensión. Fuente: Propia

Objetivo	
f_{cv}	2.25 kHz
MF	Superior a 60°
β	1

Se debe diseñar un compensador tipo 1 debido a dos criterios:

- $0^\circ < -\arg(G_{vc}(f_{cv})) < 30^\circ$.
- No se requiere AUFA.

Considerando el integrador del lazo de tensión y el argumento de $G_{vc}(f_{cv})$, el sistema presenta un margen de fase de 64.2° , por lo tanto, no se necesita AUFA.

Para diseñar el compensador, se convierte la ganancia de $G_{vc}(f_{cv})$ de decibelios a lineal:

$$20\log_{10}(|G_{vc}(f_{cv})|) = -12.5 \text{ dB} \quad (79)$$

$$|G_{vc}(f_{cv})| = 0.2371 \quad (80)$$

Se procede a calcular la ganancia del compensador:

$$W_{P0C} = \frac{W_{cv}}{\beta|G_{vc}(f_{cv})|} = 59615.94 \quad (81)$$

La expresión resultante del compensador ($G_v(s)$) es la siguiente:

$$G_v(s) = \frac{W_{P0C}}{s} = \frac{59615.94}{s} \quad (82)$$

El compensador se introducirá con signo negativo en la simulación debido a que, si la tensión de referencia proporcionada por el MPPT se incrementa, la corriente de referencia debe disminuir, es decir, menos corriente se suministrará a la batería; para ello el compensador debe invertir el signo del incremento de la corriente de referencia, para que este sea negativo.

En resumen, entre la tensión de referencia y la corriente de referencia, entendidos como incrementos, debe haber un elemento negativo que permita este cambio:

$$\Delta V_{ref} > 0 \rightarrow \Delta E_{error} > 0 \rightarrow -G_v(s) \rightarrow \Delta I_{Ref} < 0 \quad (83)$$

Se representa en Matlab (Figura 44) y se verifica que aporta la ganancia necesaria para que la ganancia de lazo abierto del sistema se anule en la frecuencia de cruce del lazo de tensión.

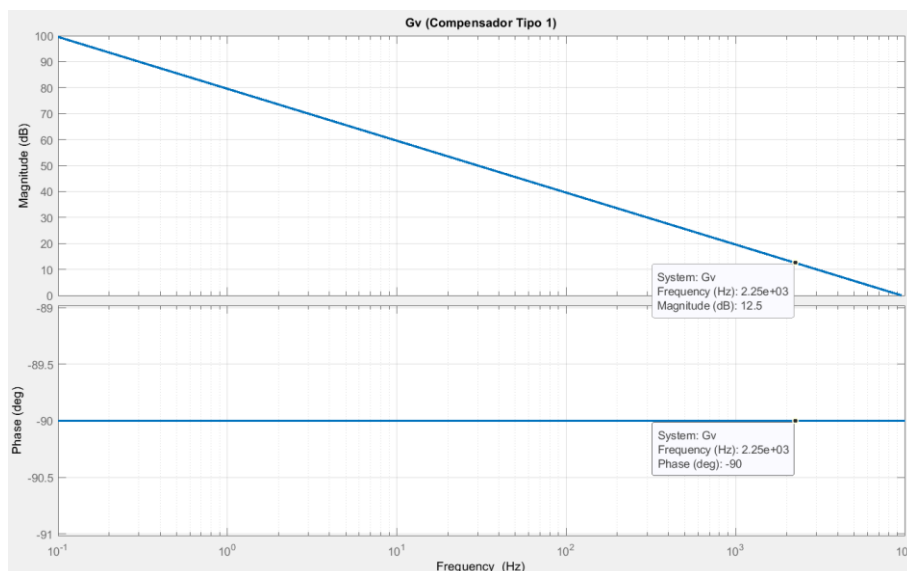


Figura 44. Compensador de tensión tipo 1. Fuente: Propia

Del lazo de tensión, se obtiene la ganancia de lazo abierto $T_V(s)$ y de lazo cerrado $T_{V_{LC}}(s)$ mediante las siguientes expresiones:

$$T_V(s) = G_V(s) G_{vc}(s)\beta \quad (84)$$

$$T_{V_{LC}}(s) = \frac{\hat{V}_{out}(s)}{\hat{v}_{ref}(s)} = \frac{1}{\beta} \frac{T_V(s)}{1 + T_V(s)} \quad (85)$$

Por último, se representa en Matlab la respuesta en frecuencia de estos lazos (Figura 45), y se verifica que a la frecuencia de cruce de tensión a la ganancia de lazo abierto es cero y la fase obtenida coincide con lo calculado teóricamente (-116°).

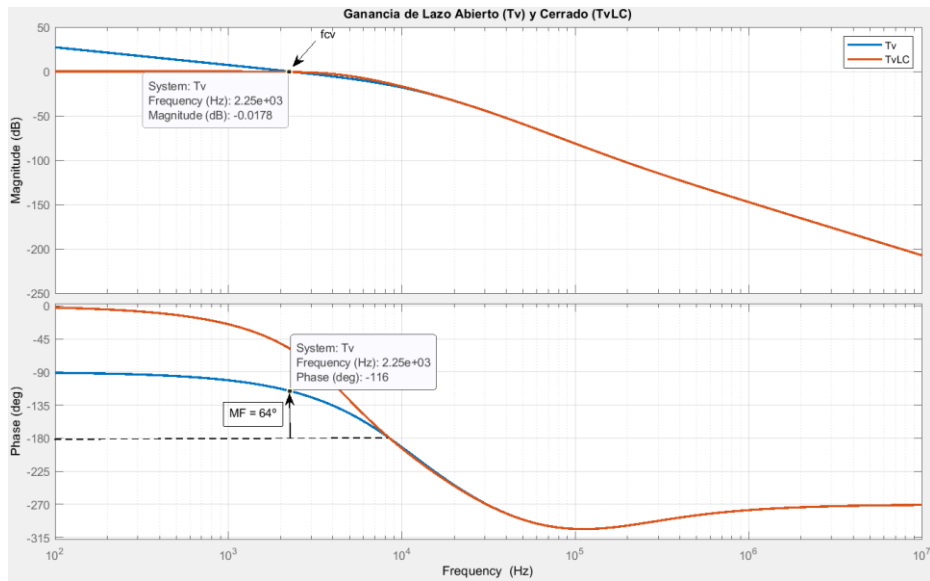


Figura 45. Ganancias de lazo de tensión abierto T_V y cerrado $T_{V_{LC}}$. Fuente: Propia

7.4.2.1 Función de transferencia $G_{v_{pv_il}}$

Cuando se conecta un sistema fotovoltaico al convertidor Buck, este se comporta como si tuviera una resistencia de entrada variable, lo que permite realizar el análisis en pequeña señal (AC) como si se tratase de la Figura 46, donde a la entrada se sitúan dos fuentes de corriente ideales en paralelo y a la salida dos fuentes de tensión ideales en serie. Además, la función de transferencia $G_{\hat{v}_{pv_lc}}$ muestra detalladamente el funcionamiento del sistema y como se relacionan matemáticamente las variables de un sistema físico real.

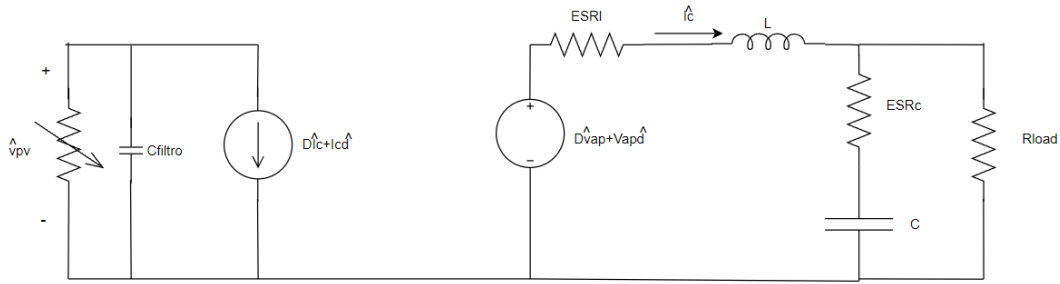


Figura 46. Esquema del Buck conectado a un sistema fotovoltaico para el análisis en pequeña señal AC. Fuente: Propia

El desarrollo de la función de transferencia parte de la siguiente relación entre tensión de entrada y la corriente de salida:

$$\hat{v}_{pv} = -r_{pv}(D\hat{i}_c + I_c\hat{d}) \quad (86)$$

Seguidamente, se relaciona la corriente de salida con la tensión de salida:

$$D\hat{v}_{pv} + V_{ap}\hat{d} = (Z_L + Z_{RloadC})\hat{i}_c \quad (87)$$

Al despejar el ciclo de trabajo en pequeña señal (\hat{d}) de la expresión (86) y sustituirse en la (87), se obtiene la función de transferencia desarrollada:

$$G_{\hat{v}_{pv}\hat{i}_c} = \frac{\hat{v}_{pv}}{\hat{i}_c} = \frac{-r_{pv}}{1 + r_{pv}C_{filtro}S} \left(D + \frac{LI_cS}{V_{ap}} \right) \quad (88)$$

$$1 - \frac{r_{pv}}{1 + r_{pv}C_{filtro}S} \left(\frac{I_cD}{V_{ap}} \right)$$

En la Figura 46, esta función de transferencia establece la relación entre la corriente de inductancia y la tensión de salida del sistema fotovoltaico, de forma que, la realimentación del Buck sea la tensión V_{pv} . Su respuesta en frecuencia se observa en la Figura 47.

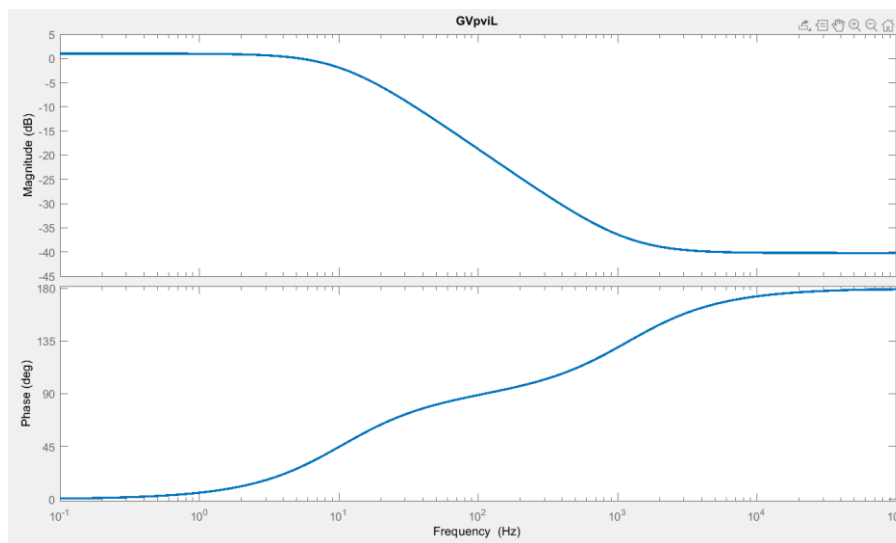


Figura 47. Diagrama de bode de la función de transferencia GvpvIL. Fuente: Propia

7.5 Diseño teórico del convertidor Flyback

El segundo convertidor que se va a diseñar es el Flyback, debido a la necesidad de incrementar la tensión de la batería antes de conectar el inversor. El sistema se ha diseñado para que tenga un DOD (*Depth Of Discharge*) máximo del 25 %, lo que permite preservar la vida útil de la batería hasta alcanzar los 8000 ciclos de carga y descarga, suponiendo una velocidad de descarga promedio (Figura 48). Además, para una temperatura ambiente de 20 °C, la tensión cuando la batería se ha descargado un 75 % es de unos 12.75 V, tal y como muestra la Figura 48, de forma que el Flyback interrumpirá la entrega de potencia a la carga cuando se llegue a dicha tensión.

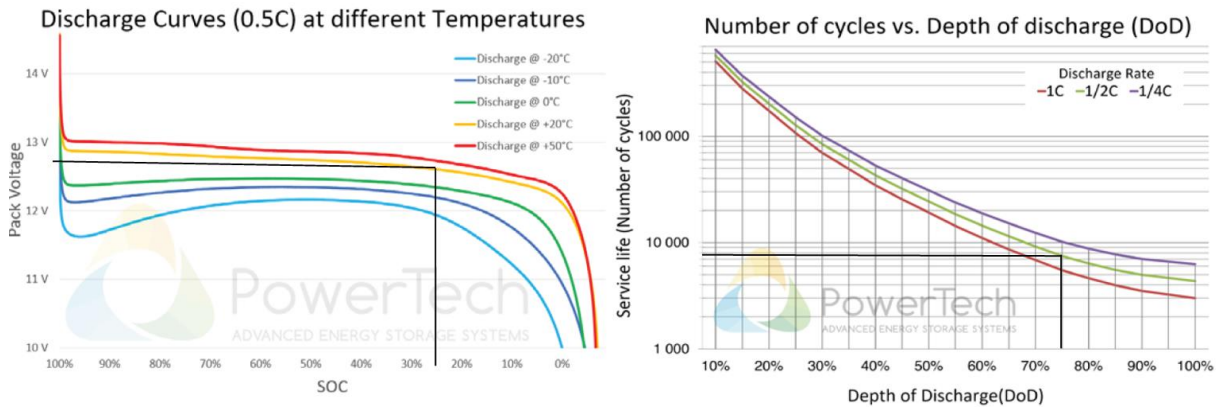


Figura 48. Curvas de velocidad de descarga y ciclos de carga/descarga en función del porcentaje de descarga. Fuente: [19]

En primer lugar, se va a analizar el funcionamiento del Flyback con el transistor abierto y cerrado (Figura 49). Esta topología, se deriva del Buck-Boost al que se le ha añadido un aislamiento galvánico. En el Buck-Boost, la energía se almacenaba en la bobina, cosa que en el Flyback corre a cargo de la inductancia magnetizante del transformador.

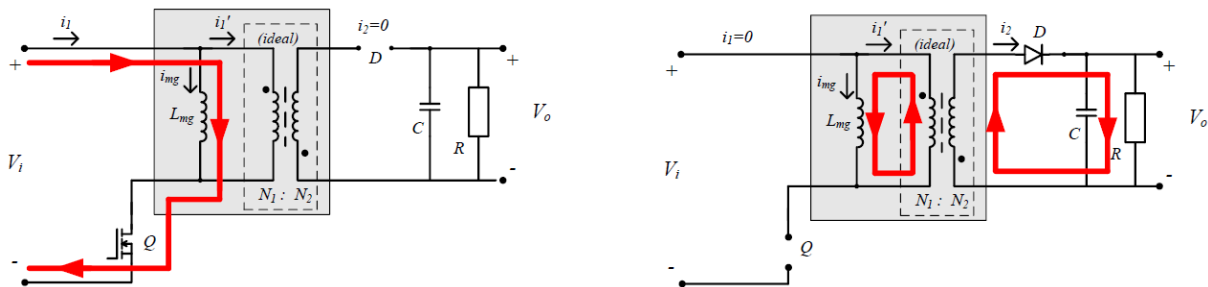


Figura 49. Circuito Flyback en conducción y corte. Fuente:[26]

Cuando el transistor conduce (Q=ON), entre $0 \leq t \leq DT$, la corriente circula desde la entrada hacia la inductancia magnetizante. Durante este estado, la tensión en el devanado primario es V_i , por lo tanto, de acuerdo con el sentido de acoplamiento (indicado por los puntos negros), la tensión en el devanado secundario es negativa comparada con la tensión de salida (V_o). Debido a esto, el diodo no conduce porque se encuentra polarizado en inversa.

Cuando el transistor está en corte (Q=OFF), entre $DT \leq t \leq T$, la energía almacenada en el núcleo del transformador se libera a través del devanado primario (cambiando la polaridad del secundario), lo que induce la corriente (i_2) que circula a través del diodo (polarizado en

directa). Además, gracias a la relación de transformación N_{12} , se logra elevar la tensión por encima de lo que podría un Boost.

En este convertidor, presenta dos modos de funcionamiento, DCM (*Discontinuous Conduction Mode*) y CCM (*Continuous Conduction Mode*). En el marco del presente proyecto, se va a diseñar el Flyback para que trabaje en conducción continua, de forma que la corriente por la inductancia magnetizante nunca se anule.

La ecuación que relaciona la tensión de entrada con la tensión de salida del convertidor es:

$$V_{out} = \frac{1}{N_1/N_2} \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (89)$$

En la Tabla 10, se recogen los parámetros relevantes para el cálculo de los componentes del circuito:

Tabla 10. Especificaciones de diseño del Flyback en CCM. Fuente: Propia

Parámetro	Valor
$V_{in \text{ mín}}$	12.75 V
$V_{in \text{ max}}$	14.6 V
V_{out}	390.3 V
P_{out}	3000 W
ΔI_{out}	5 %
ΔV_{out}	1 %
f_{sw}	120 kHz
D	0.5

Puesto que el rango de tensiones de entrada no es demasiado amplio, no es necesario optimizar el ciclo de trabajo máximo, relación de transformación y corrientes pico, cosa que es relevante cuando el rango de tensiones de entrada es amplio.

Para el diseño del sistema en la situación más adversa, se calcula la relación de transformación N_{12} fijando el ciclo de trabajo máximo al 50 % y la tensión mínima ($V_{in \text{ mín}}$) de la tabla.

$$N_{12} = \left(\frac{V_{in \text{ mín}}}{V_{out}} \right) \left(\frac{D}{1-D} \right) = 0.033 \quad (90)$$

$$N_{21} = \frac{1}{N_{12}} = 30.61 \quad (91)$$

El transformador (ideal) de la simulación debe tener 31 espiras en el devanado secundario por cada espira del devanado primario.

Se calcula la corriente de salida a partir de la potencia del convertidor y la resistencia de carga:

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = 7.686 \text{ A} \quad (92)$$

$$R = \frac{V_{out}}{I_{out}} = 50.7 \ \Omega \quad (93)$$

Con la relación N_{12} calculada, se obtienen los valores de rizado máximos admisibles a la salida del Flyback:

$$\Delta I_{out} = 0.05 I_{out} = 0.384 \text{ A} \quad (94)$$

$$\Delta V_{out} = 0.01 V_{out} = 3.903 \text{ V} \quad (95)$$

Seguidamente, se calcula la inductancia del secundario y del primario (sobredimensionando un 10% para un menor rizado de corriente a la salida):

$$L_2 = 1.1 \left[\frac{(1-D)V_{out}}{\Delta I_{out} f_{sw}} \right] = 4.655 \text{ mH} \quad (96)$$

$$L_1 = L_2 (N_{12}^2) = 4.967 \ \mu\text{H} \quad (97)$$

Se calcula la corriente máxima que se puede obtener a la salida, este cálculo es necesario para obtener la resistencia en serie del condensador:

$$I_{2máx} = \frac{I_{out}}{(1-D)} + \frac{(1-D)V_{out}N_{12}^2}{2L_1 f_{sw}} = 15.547 \text{ A} \quad (98)$$

Ahora, se procede a calcular el condensador de filtro mínimo (incluyendo un 20% de margen de seguridad) y la ESR_C :

$$C_{min} = \frac{I_{out}D}{\Delta V_{out} f_{sw}} = 9.846 \ \mu\text{F} \quad (99)$$

$$ESR_{C_{min}} = \frac{\Delta V_{out}}{I_{2máx}} = 0.251 \ \Omega \quad (100)$$

7.6 Elección de componentes del Flyback

Resulta complicado encontrar un transformador con las características obtenidas teóricamente (véase anexo de cálculos), por ello, se debe contactar con un fabricante especializado como Premo para una fabricación a medida.

Se ha buscado un modelo comercial de condensador que soporte la tensión máxima de salida y que tenga una ESR_C entorno al valor calculado, aunque la capacitancia sea mucho mayor que la mínima calculada (disminuirá el rizado de tensión).

Se ha encontrado el modelo 159 PUL-SI de la marca Vishay, este condensador electrolítico presenta las siguientes características (Tabla 11):

Tabla 11. Condensadores electrolíticos Vishay 159 PUL-SI y sus características eléctricas. Fuente:[29]

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	56	22 x 30	0.56	0.28	1730	2310	1280	1700	19569E3	89569E3
	68	22 x 35	0.63	0.34	1430	1900	1050	1400	19689E3	89689E3
	68	25 x 30	0.64	0.34	1430	1910	1060	1410	29689E3	69689E3
	82	22 x 35	0.69	0.41	1190	1580	880	1170	19829E3	89829E3
	82	25 x 30	0.69	0.41	1190	1590	890	1180	29829E3	69829E3
	100	22 x 40	0.80	0.50	980	1300	720	960	19101E3	89101E3
	100	25 x 35	0.80	0.50	980	1310	720	960	29101E3	69101E3
	120	25 x 40	0.92	0.60	820	1090	610	810	29121E3	69121E3
	120	30 x 30	0.91	0.60	830	1110	620	830	19121E3	69121E3
	150	25 x 45	1.07	0.75	650	870	490	650	19151E3	89151E3
	150	30 x 35	1.05	0.75	670	890	500	660	29151E3	69151E3
	180	25 x 50	1.23	0.90	550	730	410	540	29181E3	69181E3
	180	30 x 40	1.19	0.90	560	740	410	550	19181E3	69181E3
	180	35 x 30	1.20	0.90	580	770	440	590	39181E3	49181E3
	220	30 x 45	1.37	1.10	460	610	340	450	29221E3	69221E3
	220	35 x 35	1.37	1.10	470	630	360	480	19221E3	69221E3
	270	30 x 50	1.57	1.35	380	500	280	370	19271E3	69271E3
	270	35 x 40	1.55	1.35	390	520	290	390	29271E3	69271E3
	330	35 x 45	1.74	1.65	320	430	240	320	19331E3	69331E3
	390	35 x 55	2.02	1.95	270	360	200	270	19391E3	69391E3
470	35 x 60	2.24	2.35	230	300	170	230	19471E3	69471E3	

Por contrapartida, el valor eficaz de corriente que tolera es de 2.02 A, lejos queda de los 7.686 A calculados teóricamente (véase anexo de cálculos). Es decir, hará falta una asociación de 4 condensadores en paralelo para suplir esta carencia.

$$C_{\text{normalizado}} = 390 \mu\text{F} \quad (101)$$

$$ESR_{C_{\text{normalizada}}} = 0.270 \Omega \quad (102)$$

Al colocarse cuatro de estos condensadores en paralelo, las capacitancias se suman y la $ESR_{C_{\text{normalizada}}}$ queda dividida entre cuatro. Por último, se obtienen los valores que se implementaran en las simulaciones y en el diseño del control.

$$C_{\text{normalizado}} = 1.56 \text{ mF} \quad (103)$$

$$ESR_{C_{\text{normalizada}}} = 0.068 \Omega \quad (104)$$

Cabe matizar, que el posterior análisis en pequeña señal se realizará tomando un condensador con la capacitancia y resistencia en serie con los valores de la asociación en paralelo.

El modelo comercial del transistor MOSFET que cumple las especificaciones es el IRFS3107TRL7PP del fabricante Infineon. Este, presenta las siguientes características eléctricas:

- Tensión drenador-surtidor (V_{DS}) de 75 V.
- Corriente de drenador máxima (I_d) de 260 A.

- Caída de tensión en conducción (V_{DS_ON}) de 4 V.
- Resistencia de conmutación (R_{DS_ON}) de 2.1 m Ω

El diodo comercial que cumple los estándares del diseño teórico es el BYT30P-1000 de la marca Mouser. Es un diodo de conmutación rápida, que tiene las siguientes características:

- Tensión inversa máxima (v_r) de 1000 V.
- Corriente directa máxima (I_{AK}) 30 A.
- Tensión umbral (v_{AK}) de 1.5 V.

7.7 control modo tensión del Flyback

Al igual que el Buck, el control se basa en el modelo promediado del conmutador PWM, de modo que se sustituyen los elementos no lineales del convertidor por sus equivalentes lineales, para así, realizar el análisis en DC (estático) y en AC (dinámico).

En el Flyback, no es posible identificar directamente los terminales (A-C-P) del conmutador PWM, por lo que es necesario reflejar el primario del transformador al secundario (Figura 50).

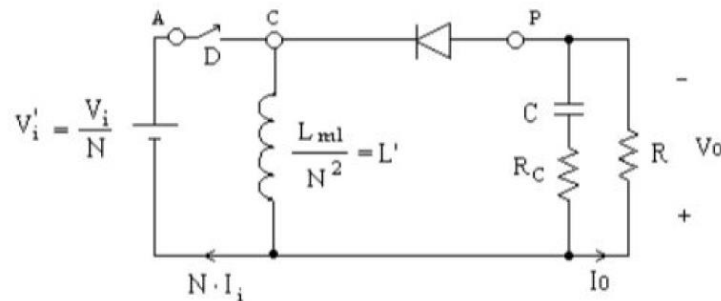


Figura 50. Circuito equivalente del Flyback trasladando transformador al secundario. Fuente: [30]

En este nuevo circuito, equivalente a un Buck-Boost, la nueva bobina (L') toma el valor de la división de la inductancia magnetizante del transformador (L_1) entre el cuadrado de la relación de transformación (N_{12}^2).

Del mismo modo, la tensión de entrada del circuito equivalente (V_i'), toma el valor de la tensión de entrada partida de la relación de transformación.

En la Figura 51, se muestra el circuito equivalente en pequeña señal del Flyback para CCM.

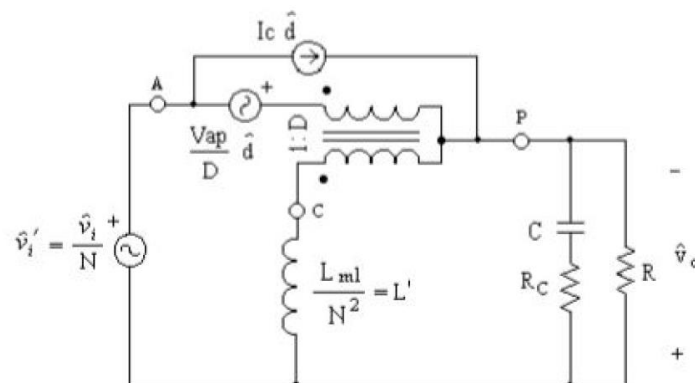


Figura 51. Circuito equivalente en AC del Flyback en CCM. Fuente: [30]

7.7.1 Análisis en DC

En gran señal se verifica que:

$$V_{ap} = \frac{V_i}{N_{12}} + V_o \quad (105)$$

$$I_C = N_{12}I_i + I_o \quad (106)$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{N_{12}(1-D)} = \frac{I_i}{I_o} \quad (107)$$

De forma que V_{ap} e I_C , se pueden expresar dependiendo de V_o , V_i , M y N_{12} :

$$V_{ap} = V_i \left(\frac{1}{N_{12} + M} \right) \quad (108)$$

$$I_C = \left(\frac{MV_i}{R} \right) (N_{12}M + 1) \quad (109)$$

7.7.2 Análisis en AC

Este apartado se va a enfocar en obtener la función de transferencia de tensión de salida respecto al ciclo de trabajo (G_{vd}) y el compensador de tensión (G_v).

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_i=0} = G_{do} \frac{\left(1 + \frac{s}{W_{z1}}\right) \left(1 - \frac{s}{W_{z2}}\right) W_n}{s^2 + 2W_n \tau s + (W_n)^2} \quad (110)$$

Se observa que el sistema presenta un cero en el semiplano derecho (cero de fase no mínima), además del cero de la ESR_C . Los parámetros de la función de transferencia tienen las siguientes expresiones:

$$G_{do} = \frac{V_i}{N_{12}(1-D)^2} \quad (111)$$

$$W_n \approx \frac{1-D}{\sqrt{L'C}} \quad (112)$$

$$W_{z1} = \frac{1}{ESR_C C} \quad (113)$$

$$W_{z2} = W_{z_RHP} = \frac{(1-D)^2 R_{load}}{DL'} \quad (114)$$

$$\gamma = \frac{\sqrt{\frac{L'}{C}}}{2R_{load}(1-D)} \quad (115)$$

7.8 Diseño del control modo tensión

Cabe destacar, que estos términos dependen de R_{load} y D , lo que provoca que el control presente dificultades para compensar determinados rangos de carga y tensión de salida. Además, al ser un sistema de fase no mínima, la fase del sistema no presenta un incremento o decremento lineal con la frecuencia, sino que presenta cambios abruptos que no siguen una progresión lineal, este comportamiento se podrá visualizar en los diagramas de bode.

En la siguiente tabla se reflejan los parámetros de diseño del lazo de control:

Tabla 12. Especificaciones de diseño del control VMC del Flyback. Fuente: Propia

Parámetro	Valor
V_i	14.6 V
C	1.56 mF
L_1	4.967 μ H
ESR_C	68 m Ω
D	0.5
R_{Load}	0.242 Ω

Con estos datos, se obtienen sus valores en frecuencia:

$$f_n = \frac{W_n}{2\pi} = 29.33 \text{ Hz} \quad (116)$$

$$f_{Z2} = f_{Z_RHP} = \frac{W_{Z2}}{2\pi} = 856.95 \text{ Hz} \quad (117)$$

Se aplica el criterio para convertidores con cero en el semiplano derecho, lo cual provoca una respuesta lenta en lazo cerrado:

$$3f_n < f_{cv} < \frac{f_{Z_RHP}}{3} \quad (118)$$

$$88.01 \text{ Hz} < f_{cv} < 285.65 \text{ Hz} \quad (119)$$

$$f_{cv} = 200 \text{ Hz} \quad (120)$$

Se genera el diagrama de bode de $G_{vd}(s)$ mostrado en la Figura 52.

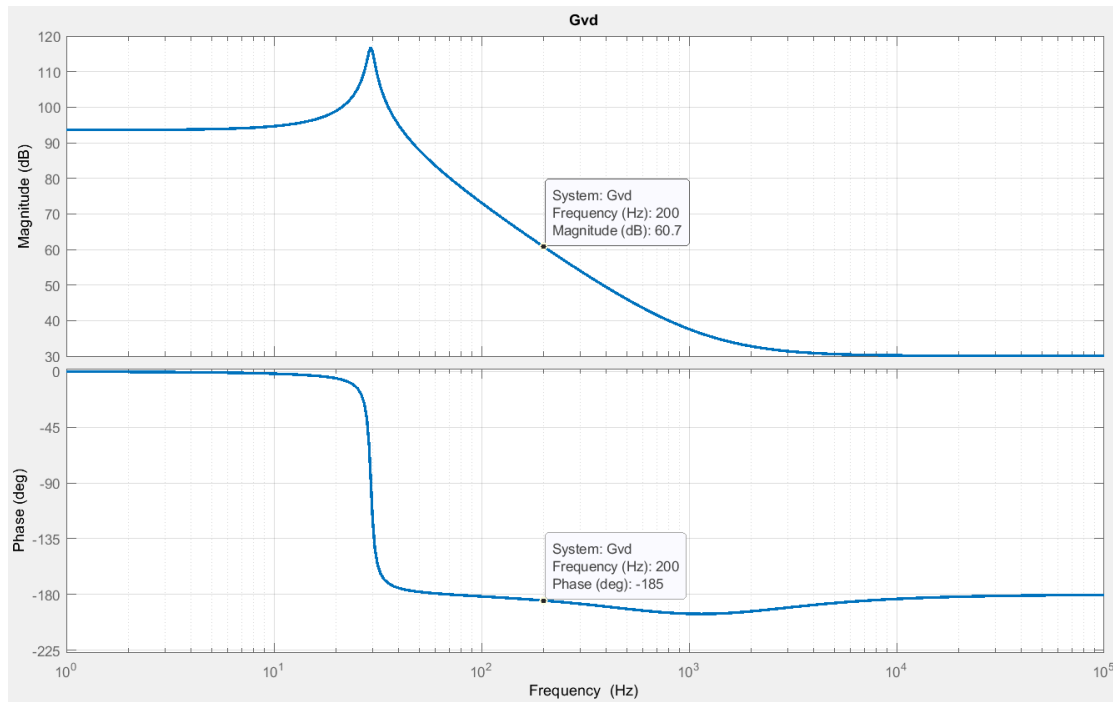


Figura 52. Diagrama de Bode de la tensión de salida respecto al ciclo de trabajo en el Flyback. Fuente: Propia

7.8.1 Diseño del compensador de tensión mediante el método del factor K

Del diagrama de bode (Figura 52) se extrae el módulo y argumento a la frecuencia de cruce del lazo de corriente.

$$G_{vd}(f_{cv}) = 60.7 \text{ dB} \quad (121)$$

$$\arg(G_{vd}(f_{cv})) = -185^\circ \quad (122)$$

Tabla 13. Especificaciones de diseño del compensador de tensión del Flyback. Fuente: Propia

Objetivo	
f_{cv}	200 Hz
MF	60°
β	1
V_{tri}	2 V
F_m	0.5

$$\text{Fase deseada en lazo abierto} = MF - 180^\circ = -120^\circ \quad (123)$$

Seguidamente, se calcula el aumento de fase (AUFA) que debe aplicar el compensador, considerando el integrador propio del lazo:

$$\text{AUFA} = -90 - \arg(G_{id}(f_{ci})) + MF = 155^\circ \quad (124)$$

Se debe diseñar un compensador tipo 3 debido a dos criterios:

- $90^\circ < -\arg(G_{vd}(f_{cv}))$.
- $0^\circ < \text{AUFA} < 180^\circ$.

Para dicho propósito se va a emplear el método del factor K, en el que se calcula la posición del cero, del polo y la constante de ganancia:

$$K = \left(\tan \left(\frac{\text{AUFA}}{4} + 45^\circ \right) \right)^2 = 83.374 \quad (125)$$

$$\omega_{ZC} = \frac{\omega_{cv}}{\sqrt{K}} = 137.62 \text{ Rad/s} \quad (126)$$

$$\omega_{PC} = \omega_{cv} \sqrt{K} = 11474.26 \text{ Rad/s} \quad (127)$$

$$F_m = \frac{1}{V_{tri}} = 0.5 \quad (128)$$

Se pasa de decibelios a lineal el valor de ganancia a la frecuencia de cruce del lazo de corriente:

$$20 \log_{10}(|G_{vd}(f_{cv})|) = 60.7 \text{ dB} \quad (129)$$

$$|G_{vd}(f_{cv})| = 1083.93 \quad (130)$$

Se procede a calcular la ganancia del compensador:

$$\omega_{P0C} = \frac{\omega_{cv}}{\beta F_m |G_{vd}(f_{cv})| K} = 0.02769 \quad (131)$$

De este modo, que se obtiene la expresión del compensador que se implementará en la simulación:

$$G_v(s) = \frac{\omega_{P0C}}{s} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{ZC}}\right)^2}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{PC}}\right)^2} = \frac{3.645 \cdot 10^6 s^2 + 1.003 \cdot 10^9 s + 6.904 \cdot 10^{10}}{1.894 \cdot 10^4 s^3 + 4.346 \cdot 10^8 s + 2.494 \cdot 10^{12} s} \quad (132)$$

Seguidamente, se introduce en Matlab para verificar que se obtiene el AUFA deseada, como se muestra en la Figura 53.

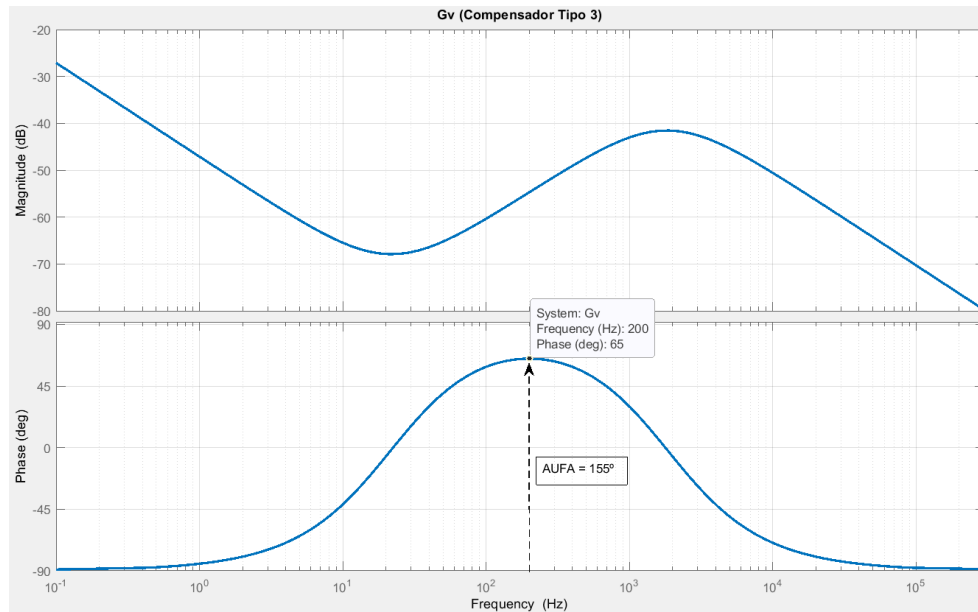


Figura 53. Diagrama de bode del compensador tipo 3. Fuente: Propia

Del lazo de tensión, se obtiene la ganancia de lazo abierto $T_V(s)$ y de lazo cerrado $T_{V_{LC}}(s)$ mediante las siguientes expresiones:

$$T_V(s) = G_V(s) F_m G_{vd}(s) \beta \quad (133)$$

$$T_{V_{LC}}(s) = \frac{\hat{V}_{out}(s)}{\hat{v}_{ref}(s)} = \frac{1}{\beta} \frac{T_V(s)}{1 + T_V(s)} \quad (134)$$

Por último, se representa en Matlab la respuesta en frecuencia de estos lazos (Figura 54), y se verifica que a la frecuencia de cruce de tensión a la ganancia de lazo abierto es cero y la fase obtenida coincide con lo calculado teóricamente (-120°).

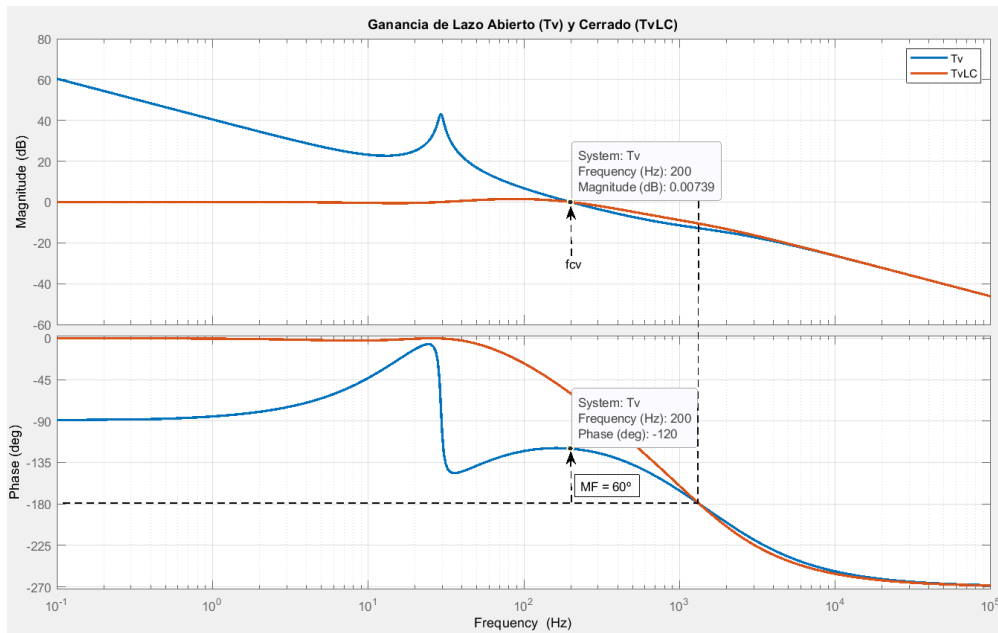


Figura 54. Diagrama de bode de la ganancia de tensión en lazo abierto T_v y lazo cerrado T_{vLC} . Fuente: Propia

En la función de transferencia $G_{vd}(s)$, la tensión de entrada (V_i) está presente en el numerador de G_{do} , de forma que, si la tensión de entrada aumenta, la ganancia del sistema también sufriría un incremento. Es decir, la fase del sistema ($T_v(s)$) disminuiría hasta llegar a hacerse inestable. Para evitar esta situación, en vez de diseñar con la tensión de entrada mínima (12.75 V) se ha diseñado con la máxima (14.6 V), de forma que si baja la tensión de entrada el sistema gane fase.

7.9 Diseño del inversor monofásico

El convertidor DC-AC presenta diversas topologías, pero la que se va a utilizar en el proyecto es un inversor VSI (*Voltage Source Inverter*) de puente completo (Figura 55) con modulación SPWM (*Sine Pulse Width Modulation*) unipolar.

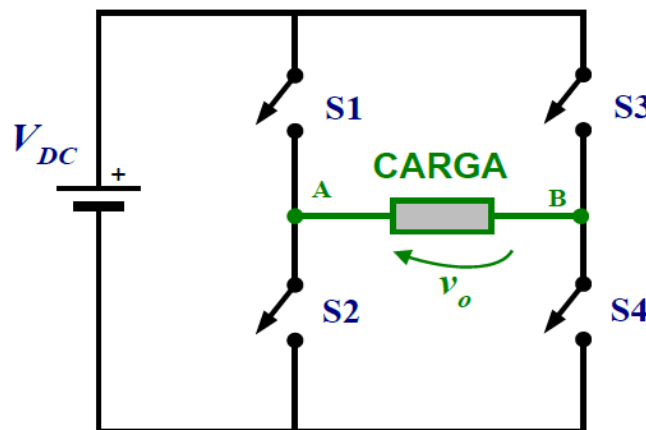


Figura 55. Inversor en puente completo. Fuente: [26]

El funcionamiento del inversor más simple, de onda cuadrada, se basa en la conmutación simultánea de dos transistores de ramas opuestas, es decir:

- Cuando S_1 y S_4 se cierran, S_2 y S_3 se abren, en consecuencia, la tensión aplicada a la carga es V_{DC} .
- Cuando S_2 y S_3 se cierran, S_1 y S_4 se abren, en consecuencia, la tensión aplicada a la carga es $-V_{DC}$.

Esto genera una onda cuadrada, representada en la Figura 56.

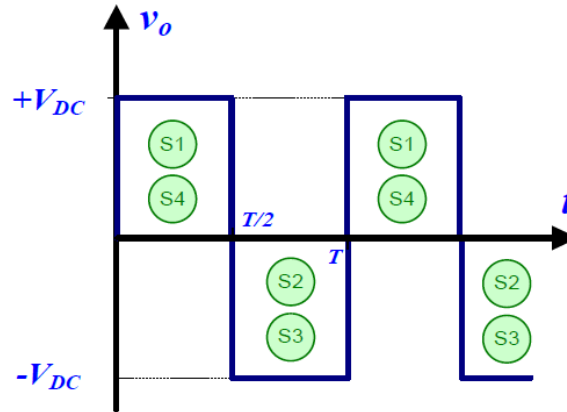


Figura 56. Forma de onda de inversor de onda cuadrada. Fuente:[26]

Cuando es necesario obtener una onda senoidal, se le aplica una de las dos principales técnicas de modulación SPWM, ambas se basan en generar varios pulsos de anchura variable por semiperiodo. Estas técnicas permiten controlar la frecuencia de la componente fundamental, el valor eficaz de tensión de salida y el espectro armónico.

Esto se logra comparando dos señales:

- Referencia senoidal (V_s): Es la que fija la frecuencia de la onda resultante.
- Portadora triangular (V_t): Su frecuencia se corresponde con la de conmutación.

Por un lado, la relación entre las amplitudes de estas señales se corresponde con el índice de modulación de amplitud (m_a), y por otro, la relación entre sus frecuencias se corresponde con el índice de modulación de frecuencia (m_f):

$$m_a = \frac{A_{senoidal}}{A_{triangular}}$$

$$m_f = \frac{f_{triangular}}{f_{senoidal}}$$

Este tipo de modulación presenta numerosas ventajas frente a un inversor de onda cuadrada:

- Se reduce el factor de distorsión, THD (*Total Harmonic Distortion*).
- Se facilita la labor de filtrado de armónicos.
- Se reducen los armónicos de bajo orden.
- Permite obtener una mayor eficiencia.

7.9.1 Técnicas de modulación. Bipolar y Unipolar.

En la modulación bipolar, para cada semiciclo los pulsos aplicados a la carga (V_{AB}) oscilan entre $+V_d$ y $-V_d$, tal y como se muestra en la Figura 57, esto es el resultado de comparar una única señal portadora con una señal triangular:

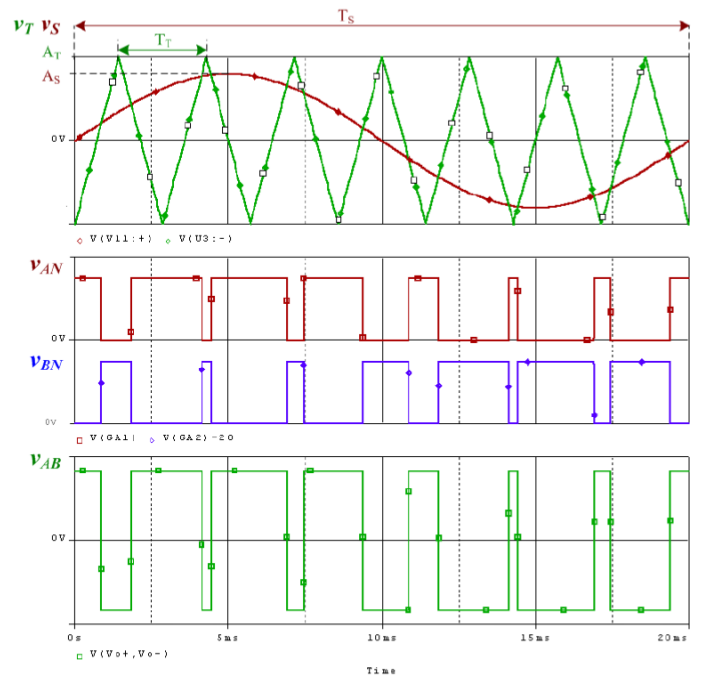


Figura 57. Formas de onda resultantes de una modulación SPWM bipolar. Fuente: [26]

En la modulación unipolar, para los semiciclos positivos los pulsos aplicados a la carga (V_{AB}) oscilan entre $+V_d$ y 0, mientras que, para los semiciclos negativos, los pulsos oscilan entre 0 y $-V_d$ tal y como se muestra en la Figura 58.

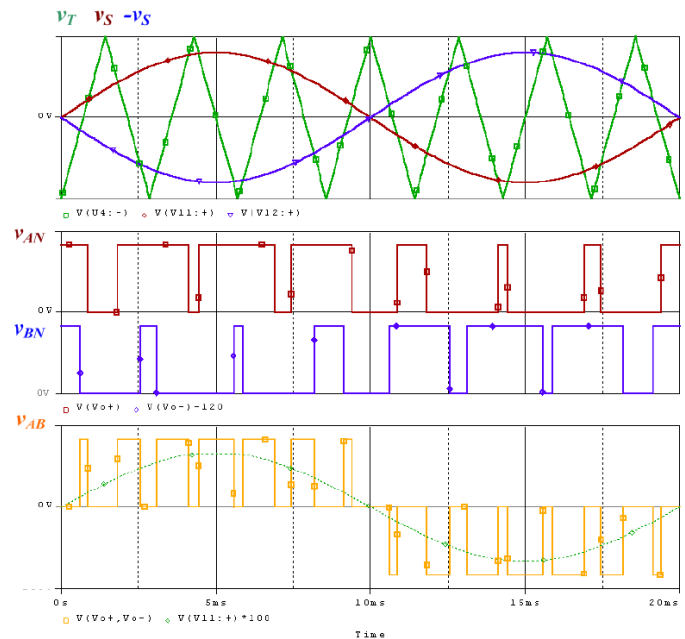


Figura 58. Formas de onda resultantes de una modulación SPWM unipolar. Fuente: [26]

Ambas técnicas se efectuando con un índice de modulación de amplitud (m_a) menor o igual a uno, en el caso de que este índice fuera superior, aparecerían armónicos de baja frecuencia más difíciles de eliminar, esta técnica se conoce como sobremodulación y se emplea en situaciones donde se requiere elevar la tensión de salida.

Debido a la naturaleza del proyecto, una estación de generación y almacenamiento de energía portátil, la modulación a implementar es unipolar, debido a que los armónicos de mayor orden aparecen al doble de la frecuencia de conmutación, lo que permite filtrarlos con una bobina y condensador de menores dimensiones.

7.9.2 Cálculo de la ganancia del filtro LC:

En la Tabla 14, se muestran las especificaciones de diseño que debe tener el convertidor. Se destaca que la potencia reactiva es un 1 % de la potencia aparente, lo que permite obtener un convertidor que entregue la mayor cantidad de potencia activa (útil). Además, la tensión de salida del Flyback es muy estable, por lo que el rizado se considera despreciable.

Tabla 14. Especificaciones de diseño del filtro LC. Fuente: Propia

Parámetro	Valor
$V_{DC\ máx}$	390 V
$V_{S\ RMS}$	230 V
$f_{sw} = f_{triangular}$	24 kHz
f_s	50 Hz
S	3 kVA
ΔI_O absorbida	10 %
ΔV_O armónico	0.25 %
$\cos(\varphi)$	0.95
η	1

En primer lugar, se obtiene la potencia activa a la salida y a la entrada del convertidor, suponiendo un rendimiento del 100%:

$$P_o = S \cos(\varphi) = 2850 \text{ W} \quad (135)$$

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = 2850 \text{ W} \quad (136)$$

Utilizando el valor máximo de la componente fundamental y el valor máximo de la tensión de entrada, se calcula el índice de modulación de amplitud mínimo:

$$V_{o1_RMS} = 230 \text{ V} \quad (137)$$

$$V_{o1_max} = V_{o1_RMS} \sqrt{2} = 325.27 \text{ V} \quad (138)$$

$$m_{a_min} = \frac{V_{o1_máx}}{V_{DC_máx}} = 0.834 \quad (139)$$

Se calcula el índice de modulación de frecuencia:

$$m_f = \frac{f_{\text{triangular}}}{f_s} = 480 \quad (140)$$

Al tratarse de modulación SPWM unipolar, el mayor armónico (f_{oh}) aparece:

$$f_{oh} = (2m_f - 1) f_s = 47.95 \text{ kHz} \quad (141)$$

Para obtener la atenuación que debe tener el filtro, es necesario calcular el máximo valor del primer armónico, cosa que puede suceder para dos casos, m_{a_min} o la estrictamente inferior m_a , que en este caso tomaría el valor de 0.8.

Pero antes, se debe establecer la tensión máxima del armónico una vez filtrado, para ello esta tensión no debe ser mayor que el 0.25 % de la tensión máxima de la componente fundamental:

$$V_{sh_m\acute{a}x} = V_{o1_m\acute{a}x} 0.0025 = 0.813 \text{ V} \quad (142)$$

El valor de m_{a_min} y m_a para el armónico f_{oh} se puede obtener de la tabla de modulación unipolar (Tabla 15).

Tabla 15. Índices de modulación de amplitud SPWM unipolar. Fuente: [26]

	m_a									
	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
f_1 (fundamental)	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$(2m_f \pm 1) \cdot f_1$	0.098	0.190	0.268	0.326	0.360	0.370	0.354	0.315	0.254	0.181
$(2m_f \pm 3) \cdot f_1$	-	-	0.011	0.024	0.044	0.071	0.103	0.139	0.177	0.212
$(2m_f \pm 5) \cdot f_1$	-	-	-	-	0.001	0.003	0.007	0.012	0.022	0.033
$(4m_f \pm 1) \cdot f_1$	0.095	0.163	0.185	0.157	0.090	0.008	0.064	0.105	0.104	0.068
$(4m_f \pm 3) \cdot f_1$	0.001	0.012	0.036	0.070	0.106	0.132	0.138	0.115	0.069	0.009
$(4m_f \pm 5) \cdot f_1$	-	-	0.003	0.007	0.016	0.034	0.058	0.084	0.107	0.119
$(4m_f \pm 7) \cdot f_1$	-	-	-	-	-	-	0.008	0.017	0.031	0.050

Para el primer caso (m_{a_min}):

$$m_{a_min} = 0.834 \quad (143)$$

$$m_{a_tabla_aprox} = 0.303 \quad (144)$$

$$V_{bus_DC} = \frac{V_{o1_m\acute{a}x}}{m_{a_min}} = 390 \text{ V} \quad (145)$$

$$V_{oh1} = V_{bus_DC} m_{a_tabla_aprox} = 118.17 \text{ V} \quad (146)$$

Para el segundo caso (m_a):

$$m_a = 0.8 \quad (147)$$

$$m_{a_tabla} = 0.315 \quad (148)$$

$$V_{bus_DC} = \frac{V_{o1_m\acute{a}x}}{m_a} = 406.59 \text{ V} \quad (149)$$

$$V_{oh1} = V_{bus_DC} m_{a_tabla} = 128.07 \text{ V} \quad (150)$$

De estos cálculos, se obtiene que la tensión máxima del primer armónico f_{oh} se produce para el mínimo índice de modulación (m_a), lo que permite calcular con precisión la atenuación del filtro:

$$V_{oh1} = 128.07 \text{ V} \quad (151)$$

$$V_{sh_m\acute{a}x} = 0.813 \text{ V} \quad (152)$$

$$G_{f_{oh}} = \frac{V_{sh_m\acute{a}x}}{V_{oh1}} = 6.349 \times 10^{-3} \quad (153)$$

Se realiza la conversión a decibelios:

$$20 \log_{10}(G_{f_{oh}}) = -43.946 \text{ dB} \quad (154)$$

7.9.3 Diseño de componentes pasivos del filtro LC:

En la Figura 59, se muestran los elementos que componen un filtro paso bajo de segundo orden (atenuación de -40 dB/dec).

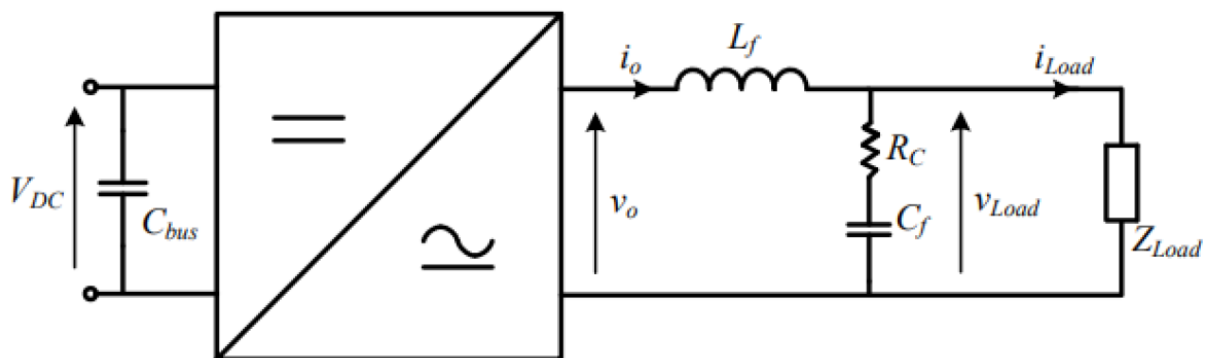


Figura 59. Esquema del inversor monofásico con filtro paso bajo. Fuente:[31]

Para el diseño del filtro, se toma un valor de resistencia serie del condensador (R_C) de 25 mΩ, además, se obtiene la potencia activa, reactiva y la corriente eficaz por la carga. La potencia

reactiva, es debido a que la carga posee parte reactiva ($\cos(\varphi)=0.95$), por lo tanto, φ nunca podrá ser cero y por consecuencia la parte reactiva ($\sin(\varphi)$) no se anulará.

$$P_{\text{activa}} = S \cos(\varphi) = 2.85 \text{ kW} \quad (155)$$

$$Q_{s_reactiva} = S \sin(\varphi) = 0.937 \text{ kVA} \quad (156)$$

$$I_{s_RMS} = \frac{S}{V_{s_RMS}} = 13.043 \text{ A} \quad (157)$$

Con estos datos, se puede calcular la impedancia a la frecuencia de la fundamental (50 Hz), y posteriormente la resistencia e inductancia de la bobina:

$$Z_{\text{Load}} = \frac{V_{s_RMS}}{I_{s_RMS}} = 17.663 \Omega \quad (158)$$

$$R_{\text{Load}} = \frac{P_{\text{activa}}}{I_{s_RMS}^2} = 16.752 \Omega \quad (159)$$

$$X_{\text{Load}} = \frac{Q_{s_reactiva}}{I_{s_RMS}^2} = 5.506 \Omega \quad (160)$$

$$L_{\text{Load}} = \frac{X_{\text{Load}}}{2\pi f_s} = 17.526 \text{ mH} \quad (161)$$

Además, la función de transferencia del filtro con la carga se puede obtener mediante asociaciones en serie y paralelo de las impedancias de los componentes mostradas en la Figura 59. Quedando como resultado una impedancia total que es la suma de las mostradas en la Figura 60, este desarrollo se muestra más detallado en el anexo de cálculos.

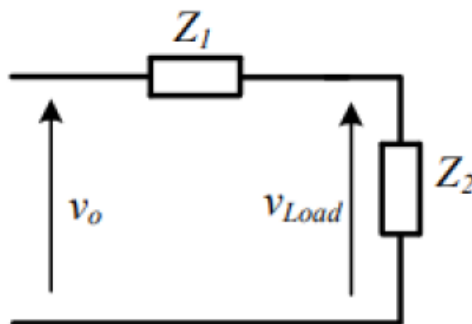


Figura 60. Impedancias de salida del FPB. Fuente: [31]

Obteniéndose la siguiente impedancia total:

$$Z(j\omega)_{\text{total}} = Z(j\omega)_1 + Z(j\omega)_2 \quad (162)$$

7.9.3.1 Cálculo del condensador

El elemento encargado de suavizar el rizado de la tensión de salida es el condensador, a diferencia del Buck, en el inversor este componente consume corriente de la componente fundamental, de modo que se debe limitar el consumo a un determinado porcentaje, en este caso, un 10 %.

$$I_{s_RMS} = \frac{V_{S_RMS}}{Z_{Load}} = 13.043 \text{ A} \quad (163)$$

$$I_{C_{m\acute{a}x}} = 0.1I_{s_RMS} = 1.304 \text{ A} \quad (164)$$

Seguidamente, se calcula la impedancia del condensador a la frecuencia fundamental y se obtiene la capacitancia.

$$X_{Cf1} = \frac{V_{S_RMS}}{I_{C_{m\acute{a}x}}} = 176.33 \text{ } \Omega \quad (165)$$

$$C_f = \frac{1}{2\pi f_s X_{Cf1}} = 18.052 \text{ } \mu\text{F} \quad (166)$$

Al seleccionar un condensador normalizado, este debe ser de una capacidad inferior a la teórica, para disminuir el consumo de corriente fundamental y cumplir el parámetro de diseño. De forma que la capacitancia resultante es:

$$C_f = 18 \text{ } \mu\text{F} \quad (167)$$

7.9.3.2 Cálculo de la bobina

Con la atenuación calculada previamente, se puede extraer el valor de inductancia a la frecuencia de aparición del primer armónico (f_{oh}):

$$G_{filtro}(W_{oh}) = 6.349 \times 10^{-3} \quad (168)$$

$$\frac{Z(W_{oh})_2}{Z(W_{oh})_2 + L_{F_m\acute{i}n} W_{oh} f_{oh} j} = G_{filtro}(W_{oh}) \quad (169)$$

Seguidamente, se despeja la inductancia mínima que debe tener la bobina $L_{F_m\acute{i}n}$:

$$L_{F_m\acute{i}n} = 96.672 \text{ } \mu\text{H} \quad (170)$$

Con esta inductancia se logra el objetivo planteado, pero en la simulación aparece un rizado de corriente de hasta un amperio, esto se soluciona obteniendo un valor de inductancia superior mediante el uso de la siguiente expresión:

$$Q = R_{\text{Load}} \sqrt{\frac{C_f}{L_F}} \quad (171)$$

Fijando un factor de calidad (Q) unitario, lo que permite una respuesta del filtro a la frecuencia de corte mostrada en la Figura 61.

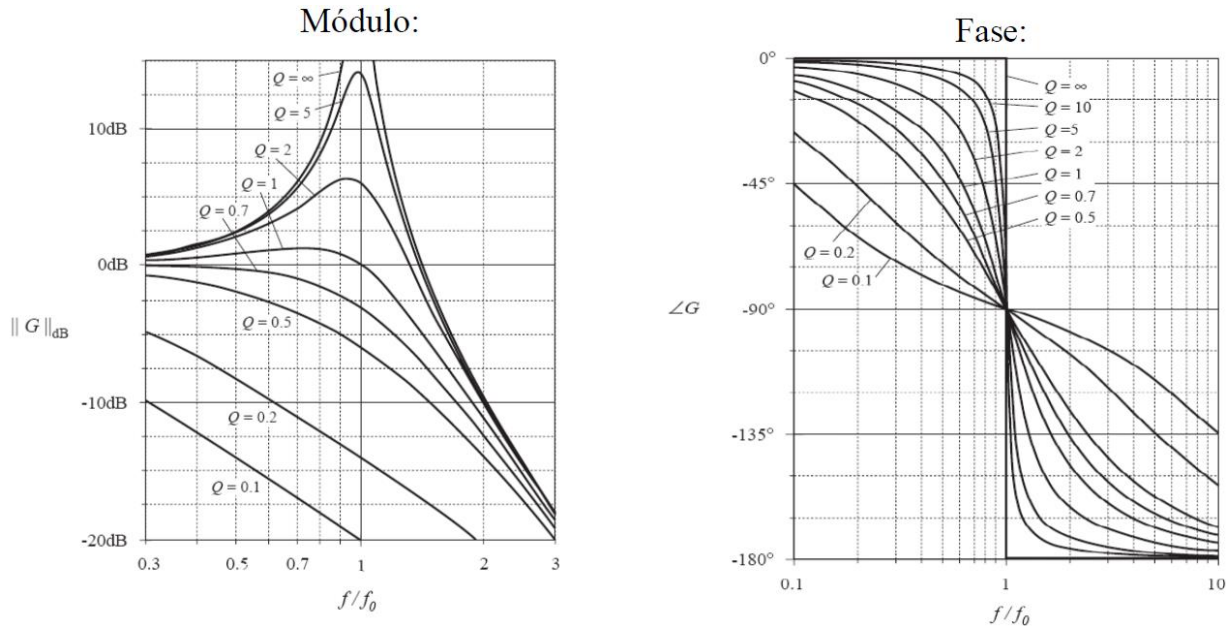


Figura 61. Respuesta del filtro según el factor de calidad. Fuente: [26]

Se obtiene el valor de la capacidad de la bobina:

$$L_F = 5.051 \text{ mH} \quad (172)$$

La bobina es mayor a causa de que este nuevo cálculo, la frecuencia de corte del filtro es unas diez veces menor que la frecuencia a la que aparecen los primeros armónicos, concretamente toma un valor de quinientos noventa y cinco hercios.

Además, en el anexo de cálculos, se verifica que para esta inductancia la atenuación a la frecuencia de aparición de los armónicos es superior y que la tensión de los armónicos tras el filtro cumple los parámetros de diseño. Además, la respuesta del filtro se observa en el bode de la Figura 62.

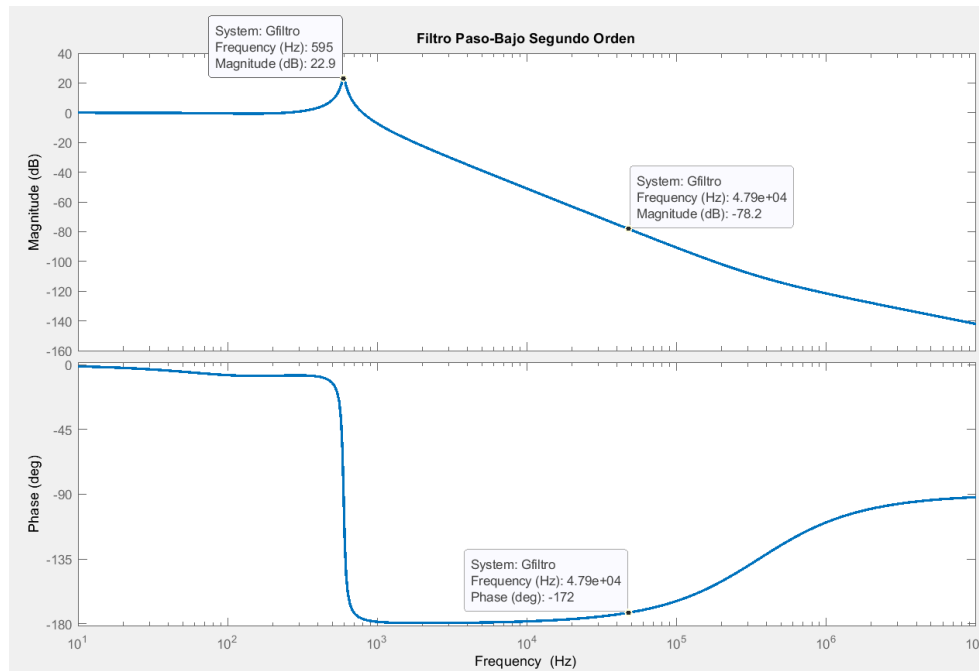


Figura 62. Respuesta del FPB de segundo orden. Fuente: Propia

Finalmente, en la Tabla 16, se recogen las características del filtro pasivo LC.

Tabla 16. Valor de los componentes del FPB. Fuente: Propia

Componentes	
L_f	5 mH
C_f	18 μF
ESR_c	25 m Ω

7.10 Elección de componentes del inversor

Para el inversor se debe seleccionar cuatro MOSFET que soporten la tensión de continua y la máxima corriente de carga, la cual es de aproximadamente 30 A pico. Un modelo que cumple estas características es el IXFH42N60P3 del fabricante IXYS. Este modelo presenta una $R_{DS(ON)}$ de 0.185 ohmios, soporta una corriente de drenador continua de 42 A, una tensión de hasta 600 V y su encapsulado permite disipar hasta 830 W.

El modelo de inductancia seleccionado presenta unas características eléctricas que se pueden conseguir encargando un diseño personalizado a un fabricante especializado como puede ser Premo.

Por último, el condensador electrolítico que cumple los requerimientos técnicos del diseño es el modelo UCS2W180MND9 del fabricante Nichicon, este componente puede soportar una tensión en DC de hasta 450 V con una tolerancia de $\pm 20\%$.

8. Simulación

8.1 Esquema de conexión de la instalación fotovoltaica

Para simular la instalación fotovoltaica en Psim 9.1.1, se ha utilizado el módulo *solar module (Physical Model)*, este permite introducir los parámetros reales del kit solar en la simulación. Además, este bloque permite ajustar la temperatura y la irradiancia, de forma que se puedan simular situaciones climatológicas como la sombra de una nube o una variación de temperatura ambiente, tal y como se muestra en la Figura 63.

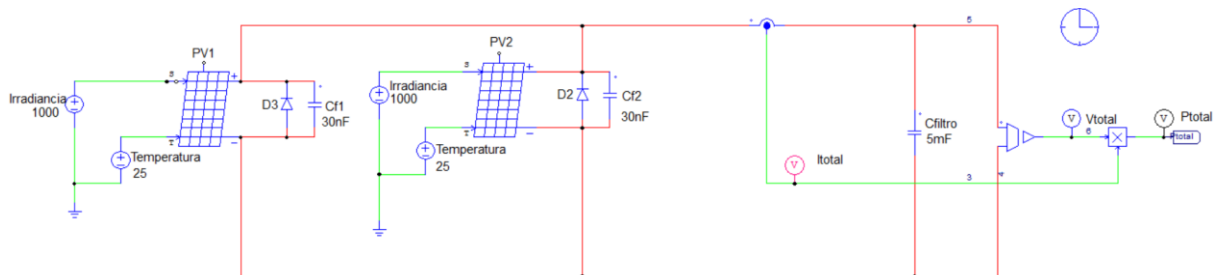


Figura 63. Esquema de conexión del sistema fotovoltaico. Fuente: Propia

Los diodos colocados en paralelo tienen el objetivo de prevenir el flujo inverso de corriente hacia los paneles, situación común en condiciones de poca luz, mientras que los condensadores sirven para estabilizar y suavizar la tensión de los paneles y del sistema (útil ante variaciones climatológicas). Los valores de capacitancia se pueden calcular teóricamente para instalaciones de mayor capacidad, pero para una instalación aislada, como la del presente proyecto, se han tomado unos valores estándar que ofrecen buenos resultados. Además, para evitar caídas de tensión en los primeros instantes de simulación, el condensador de 5 mF tiene una tensión inicial de 40 V.

8.1.1 Ajuste de los parámetros reales de los módulos fotovoltaicos

Antes de simular el comportamiento del sistema fotovoltaico, se debe generar el modelo que implementa las características del kit FSP-Max 440 W, tal y como se muestra en la Figura 64. Una vez introducidos los datos del apartado 4.2, el programa genera automáticamente las curvas características del panel (P-V e I-V), posteriormente se exportan a los paneles de la Figura 63 conectados en paralelo.

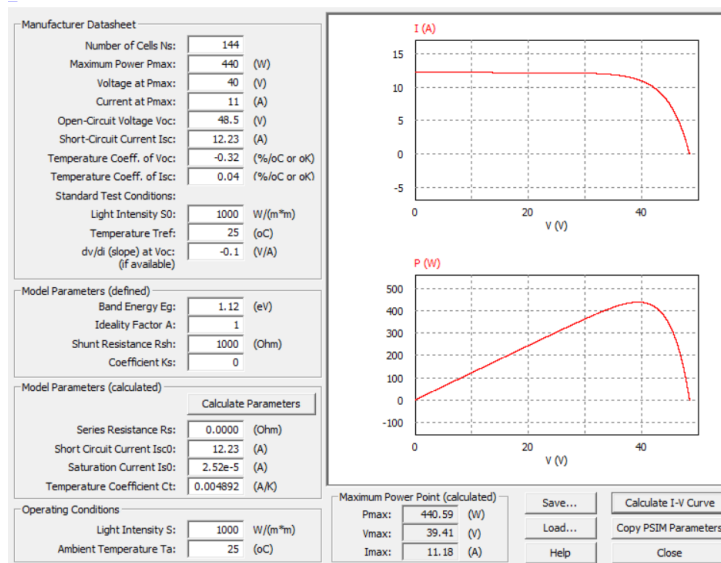


Figura 64. Ajuste de las curvas P-V e I-V del panel real en el simulador. Fuente: Propia

Cabe matizar, que las curvas P-V e I-V no se parecen a las de un panel real porque la pendiente de la simulación es menos pronunciada y cuando se fuerza al programa a incrementar la pendiente, este deja de simular.

8.1.2 Obtención de las curvas características del panel: P-V e I-V

Las curvas características del sistema se generan para unos valores estándar de irradiancia y temperatura, 1000 W/m^2 y $25 \text{ }^\circ\text{C}$, tal y como se muestra en la Figura 65.

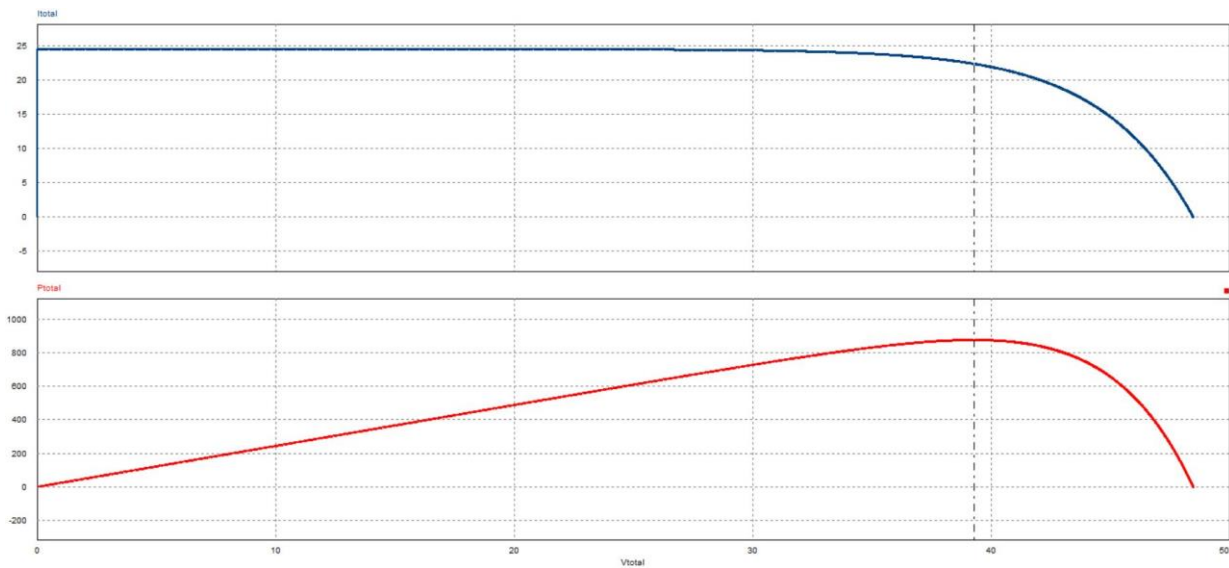


Figura 65. Curvas características P-V e I-V. Fuente: Propia

8.2 Esquema del convertidor Buck ideal y real

En la Figura 66, se muestra la topología del Buck con una carga resistiva para verificar los rizados de tensión/corriente y parámetros de diseño.

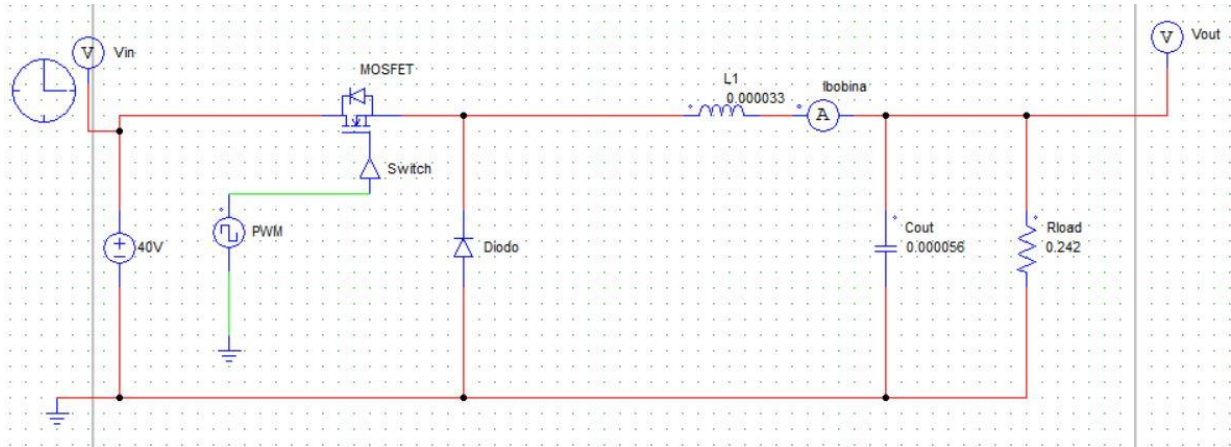


Figura 66. Esquema de conexión del Buck ideal. Fuente: Propia

En la Figura 67, se muestra la tensión de salida del Buck para un ciclo de trabajo fijo ($D=0.365$), esta tensión alcanza los 14.6 V lo que se correspondería con la tensión máxima de carga.

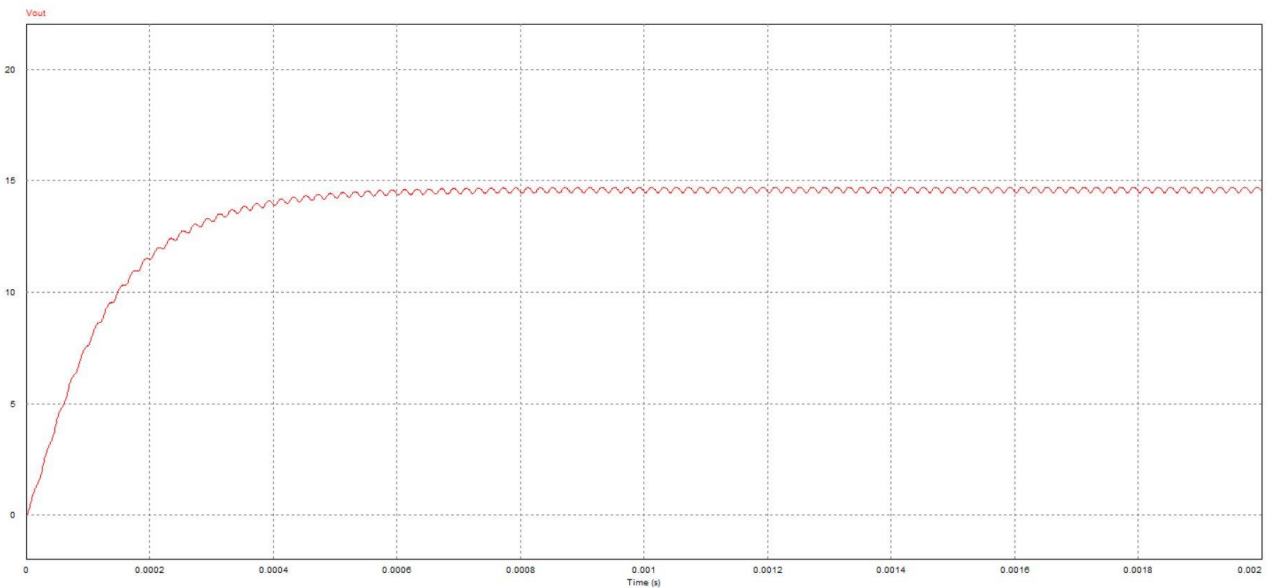


Figura 67. Tensión a la salida del Buck ideal. Fuente: Propia

De igual modo, la corriente alcanza el valor esperado (60.3 A), tal y como se muestra en la Figura 68.

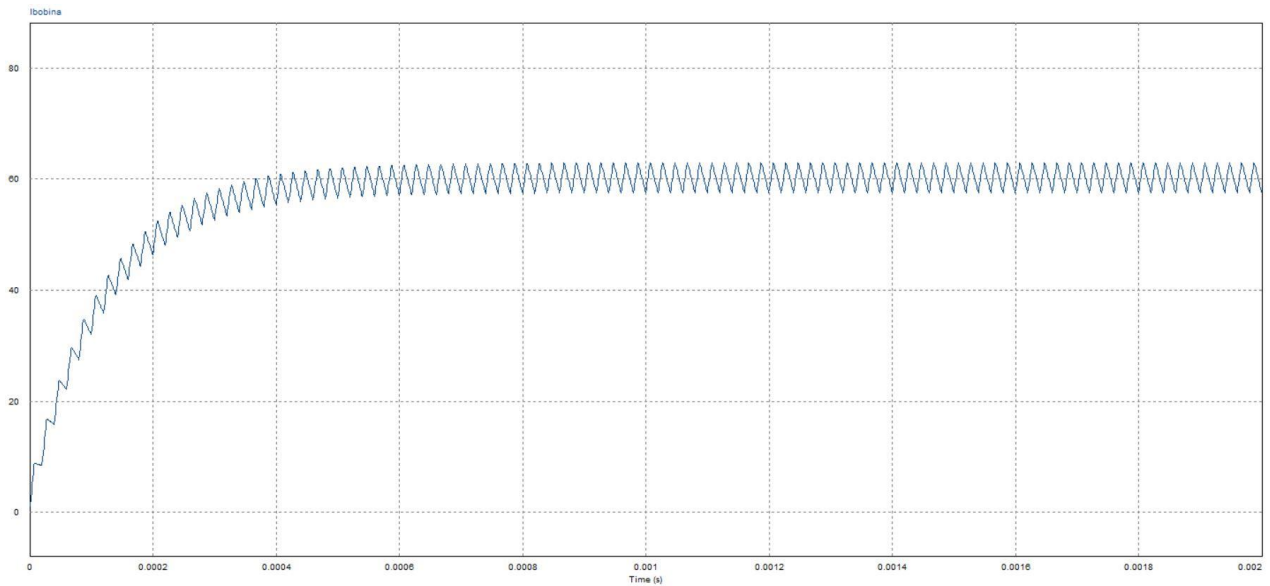


Figura 68. Corriente a la salida del Buck ideal. Fuente: Propia

Seguidamente, se verifica que el rizado de tensión es inferior al 2 % de la tensión máxima y que el rizado de corriente es inferior al 10 % de la corriente máxima por la carga. En la Figura 69 se observa que el rizado de tensión es de 0.239 V y que el de corriente alcanza los 5.41 A, ambos valores cumplen los parámetros de diseño.

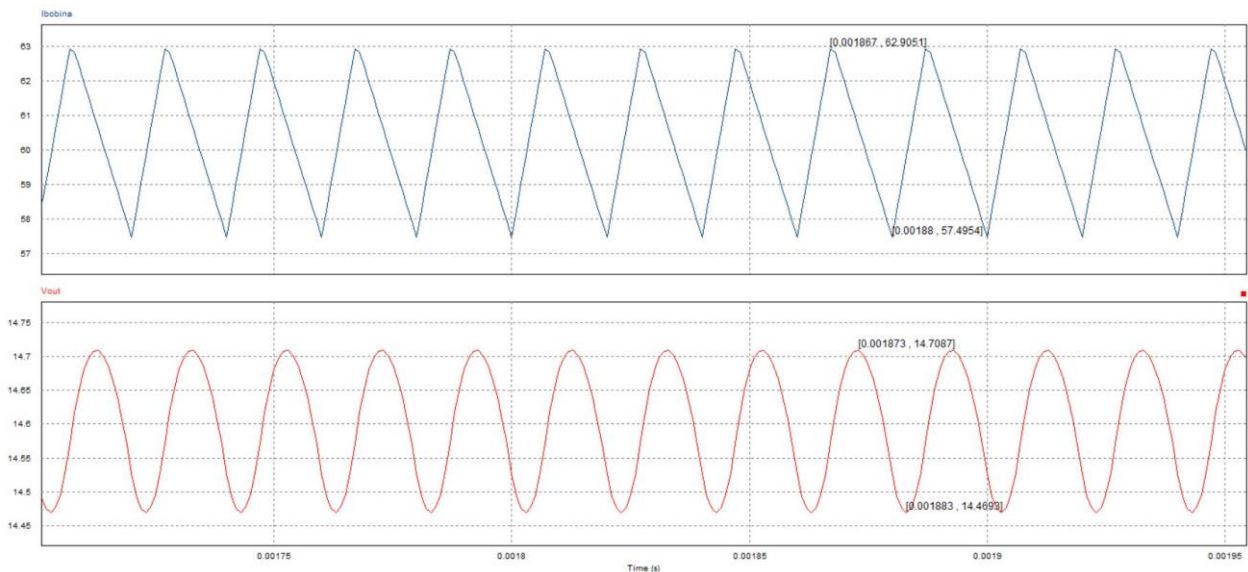


Figura 69. Rizados de corriente y tensión a la salida del Buck ideal. Fuente: Propia

A continuación, se coloca la ESR_C , ESR_L y la batería, que en este caso es un condensador con una capacidad de 5000 faradios. Además, se conecta el Buck al sistema fotovoltaico (V_{in+} y V_{in-}) y al control modo corriente media, el cual se detallarán sus resultados en el siguiente apartado.

Cabe destacar que todos los componentes tienen ajustados los parámetros extraídos de componentes físicos reales, resistencias internas y caídas de tensión, de forma que los resultados obtenidos se asemejan a un comportamiento real.

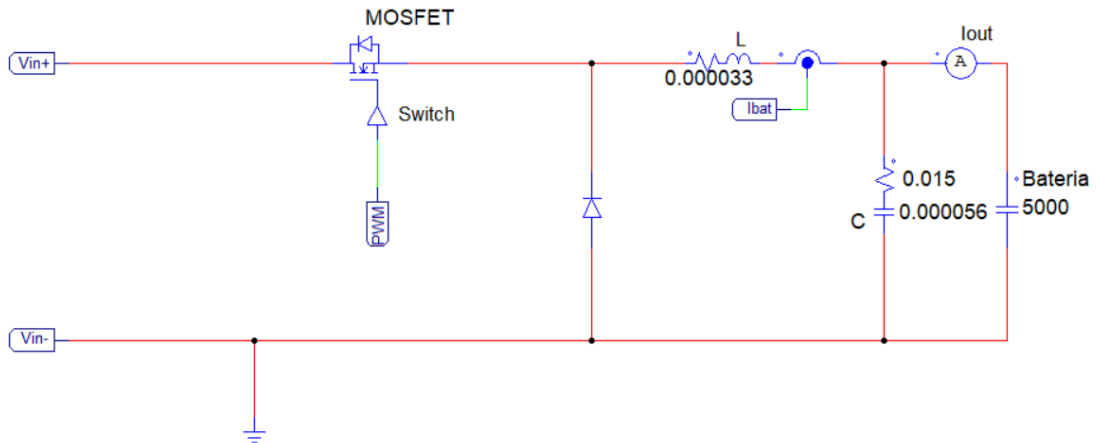


Figura 70. Esquema de conexión del Buck real. Fuente: Propia

8.3 Implementación del control ACC

La estructura del control que se observa en la Figura 71, es la que permite al Buck seguir la referencia en tensión que dicta el MPPT, pero antes de conectar el algoritmo se han hecho pruebas variando de forma manual la referencia de tensión y corriente.

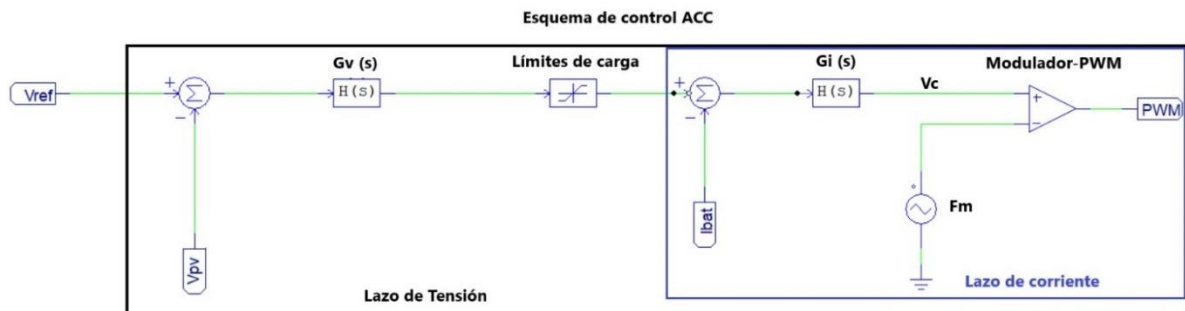


Figura 71. Esquemático del control ACC. Fuente: Propia

Para implementar el control modo corriente media en Psim, se han introducido las funciones de transferencia tanto del lazo de tensión externo ($G_v(S)$) como del lazo de corriente interno ($G_i(S)$), ambas en el dominio de Laplace. Seguidamente, se ha configurado el modulador PWM con una señal triangular de 2 V pico a pico, una frecuencia de 50 KHz con un ciclo de trabajo del 100 %. Además, el limitador de carga permite definir la corriente máxima y mínima que se puede suministrar a la batería, lo que eliminaría picos de corriente.

En primer lugar, se varía la referencia en tensión desde los 40 V a los 15 V durante 20 ms, y se observa como el control del Buck logra modificar la tensión del panel (V_{total}) y sigue a la referencia. Posteriormente, se eleva la tensión durante 10 ms hasta los 20 V.

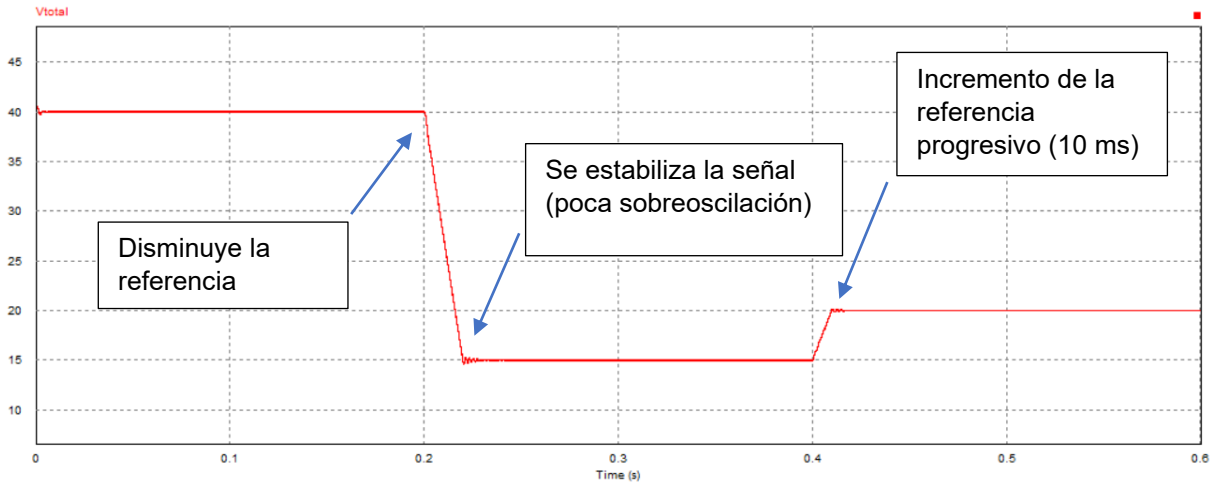


Figura 72. Respuesta en tensión del sistema fotovoltaico ante cambios en la tensión referencia. Fuente: Propia

En segundo lugar, se varía la referencia de corriente desde los 20 A hasta los 55 A durante 50 ms, y se observa como el control del Buck logra seguir a la referencia. Posteriormente, se disminuye la referencia de corriente hasta los 20 A durante un transitorio 5 ms, observándose que la corriente de carga de la batería (I_{out}) se estabiliza rápidamente. Cabe destacar, que la corriente presenta un rizado de alta frecuencia dentro de los parámetros calculados teóricamente, este rizado no supera los 5.2 A y se podría disminuir incrementando la inductancia de la bobina.

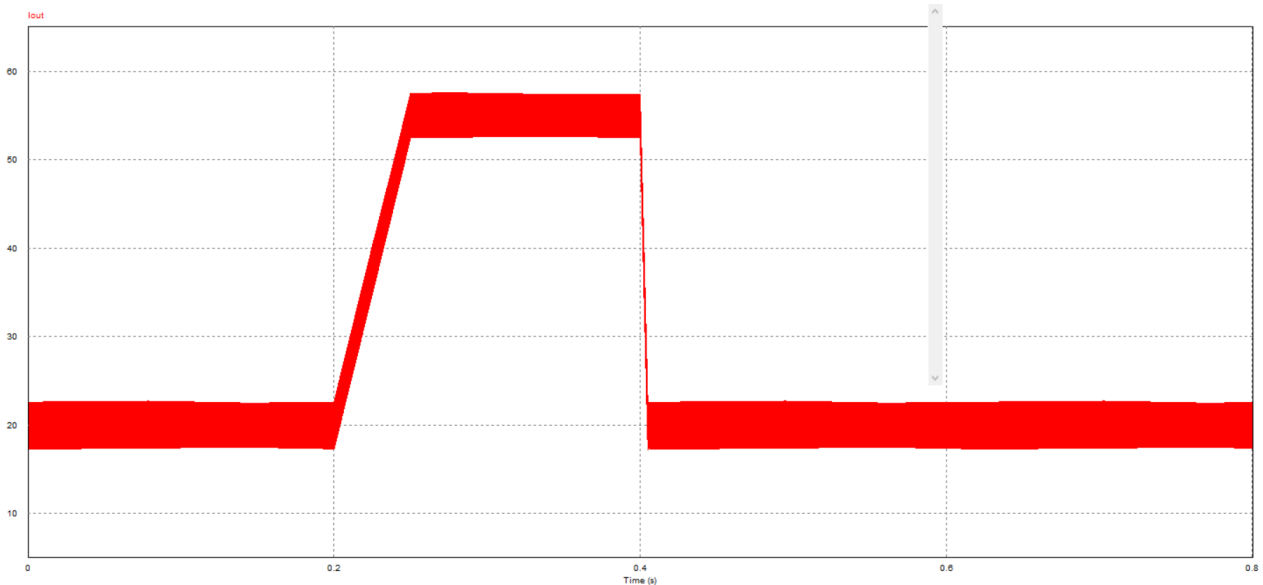


Figura 73. Respuesta de la corriente de salida del Buck ante cambios en la referencia de corriente. Fuente: Propia

Finalmente, se puede concluir que el control de Buck es robusto y que se obtienen los resultados esperados, además, gracias a los márgenes de fase seleccionados para el sistema se obtiene una respuesta rápida y con pocas sobreoscilaciones, aspecto importante a la hora de seguir los cambios en la referencia del MPPT que se analizarán en el siguiente apartado.

8.4 Implementación del algoritmo P&O

En el apartado anterior, se variaba la referencia de forma manual mediante fuentes de tensión y escalones, en este apartado se va a implementar en lenguaje C el algoritmo MPPT del tipo perturbar y observar, el cual fija de forma automática la referencia (V_{ref}) buscando alcanzar el punto de máxima potencia del sistema fotovoltaico.

El esquema de conexión se muestra en la siguiente figura:

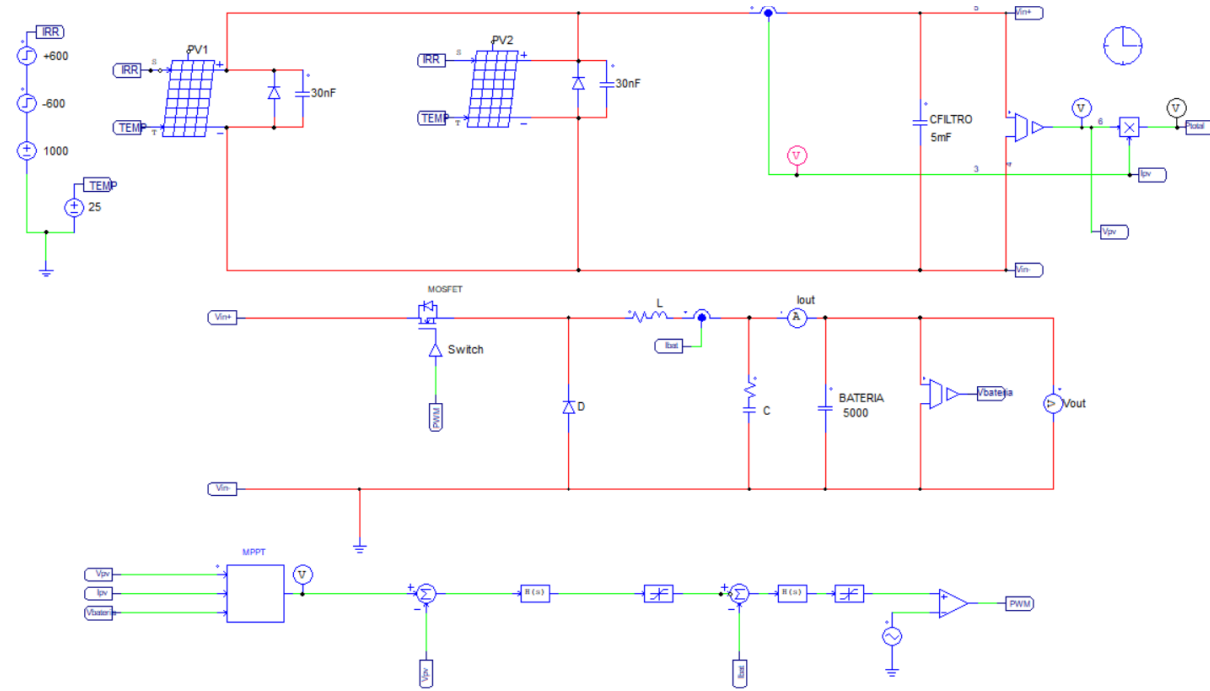


Figura 74. Esquemático de conexión de la primera etapa (cargador de baterías). Fuente: Propia

8.4.1 Utilidad del C-Block

En primer lugar, se elabora el diagrama de flujo del sistema, el cual se puede encontrar en el anexo de planos. El código, disponible en el anexo de código en C, no solo busca el punto de máxima potencia, sino que protege a la batería frente a sobrecargas. Cuando el algoritmo detecta que la tensión de batería alcanza los 14.6 V, el sentido de perturbación se vuelve positivo, lo que permite cargar la batería con menos corriente y máxima tensión. En la Figura 76, se observa cómo se extrae cada vez menos corriente del sistema fotovoltaico (I_{total}) hasta que esta se anula por completo, lo que permite que los últimos instantes de carga de batería sean con la máxima tensión de los paneles (V_{total}).

El código del algoritmo se ha implementado en el C-Block de Psim 9.1.1 (Figura 75). En este proyecto se toman tres *inputs*, tensión/corriente del sistema fotovoltaico y tensión en bornes de la batería, y se genera un output (V_{ref}), de forma que la salida sirve como tensión de referencia del circuito de control del Buck.

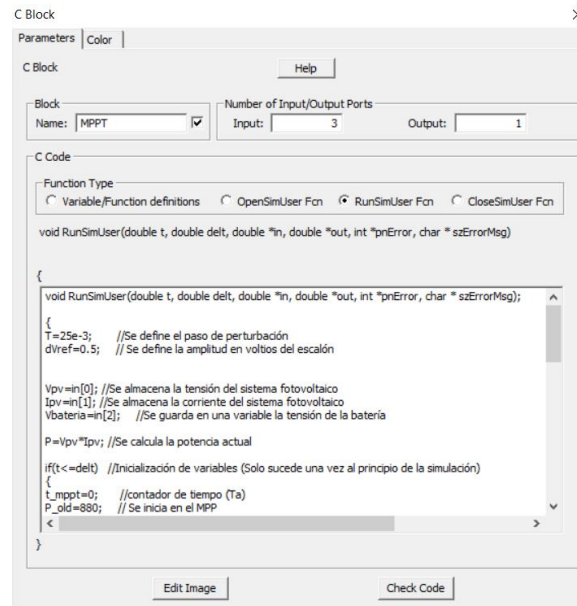


Figura 75. Interfaz del C-Block. Fuente: Propia

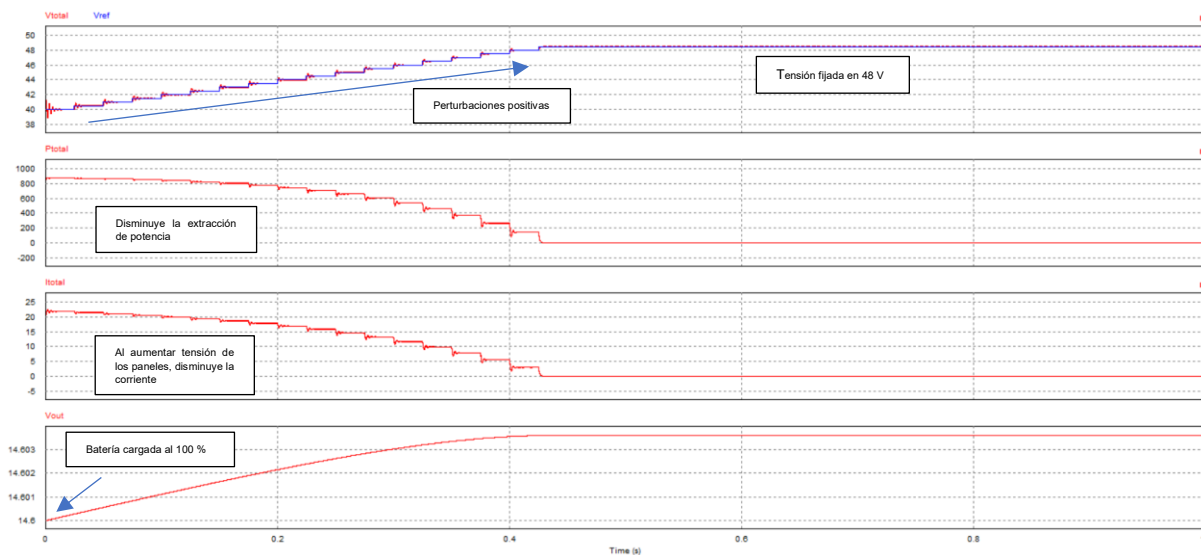


Figura 76. Repuesta del sistema fotovoltaico para la tensión máxima de carga de la batería. Fuente: Propia

En la Figura 77 se observa como la batería recibe cada vez menos corriente (I_{out}) hasta que esta se anula por completo, lo que reduce progresivamente el flujo de potencia del sistema fotovoltaico a la batería.

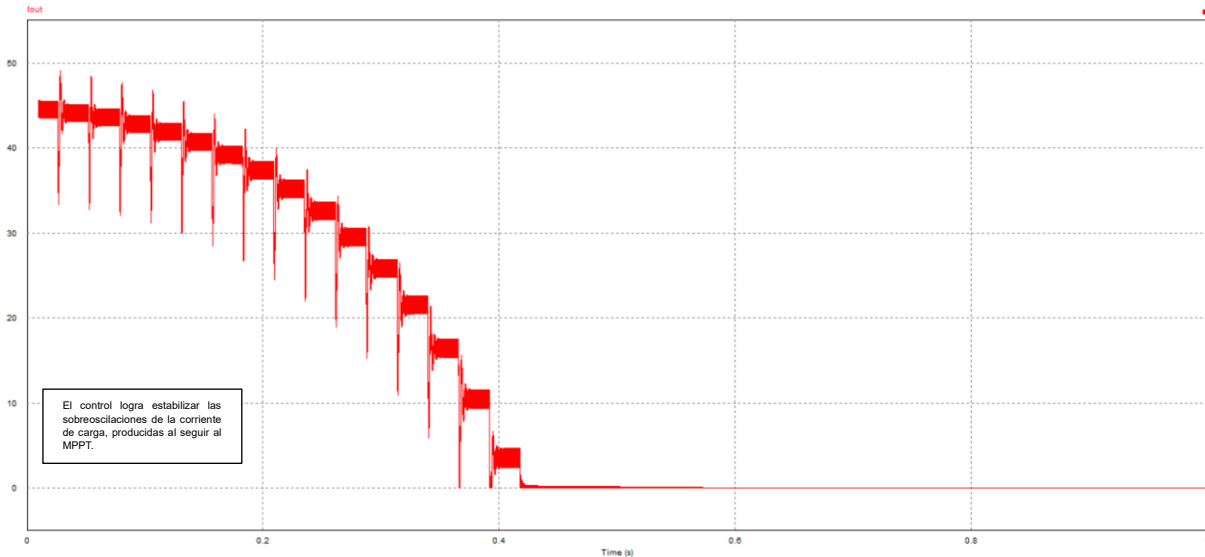


Figura 77. Corriente de carga de batería al alcanzar la carga completa (14.6 V). Fuente: Propia

8.4.2 P&O con seguimiento rápido

En la simulación se establece un paso de perturbación de 25 ms, se pasa de 1000 w/m^2 de irradiancia a 400 w/m^2 durante un transitorio de 0.5 segundos, esto permite observar como el algoritmo se mantiene fijo durante el descenso de potencia y cuando esta se estabiliza, comienza a rastrear. Posteriormente, se incrementa la irradiancia durante medio segundo hasta alcanzar los 1000 w/m^2 .

En la Figura 78 se muestra la tensión del sistema fotovoltaico (V_{total}), la potencia (P_{total}) y corriente (I_{total}) cuando el MPPT está en funcionamiento.

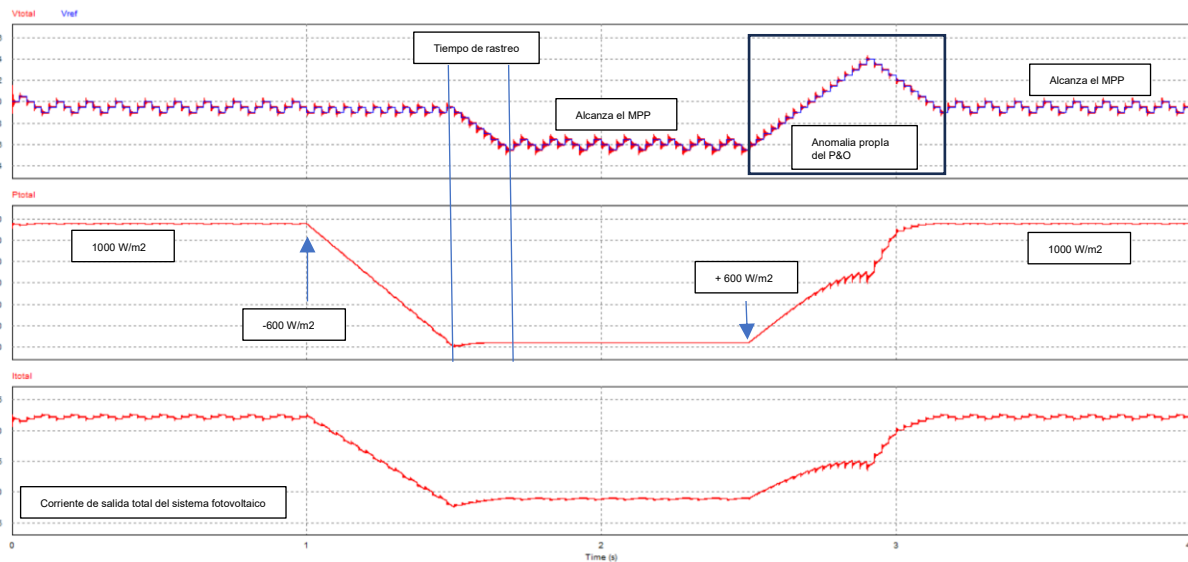


Figura 78. Respuesta de la primera etapa para $T=25 \text{ ms}$ en el algoritmo P&O. Fuente: Propia

Cuando se incrementa la irradiancia (en el segundo 2.5) el MPPT tarda un tiempo en establecer el sentido de perturbación correcto, cosa que no impide que se alcance el MPP (*Maximum Power Point*).

Haciendo *zoom* sobre la tensión, se puede observar como el Buck sigue a la referencia, aunque presentando sobreoscilaciones que el control consigue paliar. Si se amplía el paso de perturbación, estas sobreoscilaciones disminuirían notablemente, pero se rastrearía el punto de máxima potencia más despacio.

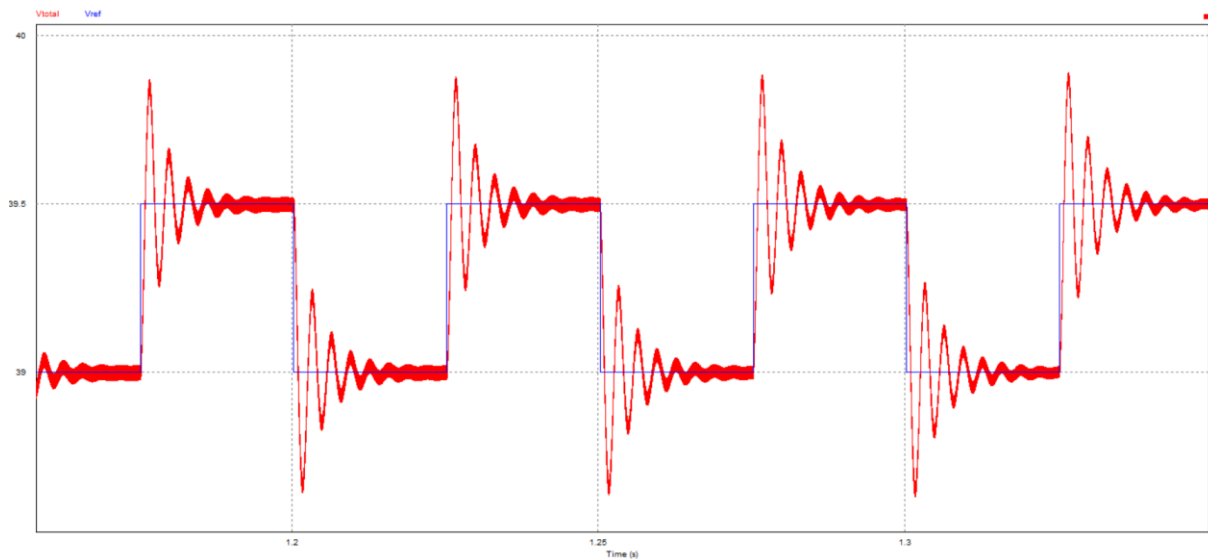


Figura 79. Seguimiento de la referencia (azul) por parte del control ACC del Buck. Fuente: Propia

En lo referente a la corriente de carga de la batería (I_{out}), al efectuarse cambios de 0.5 V por cada perturbación se genera un rizado que persiste debido a las oscilaciones del algoritmo entorno al MPP, tal y como se muestra en la Figura 80:

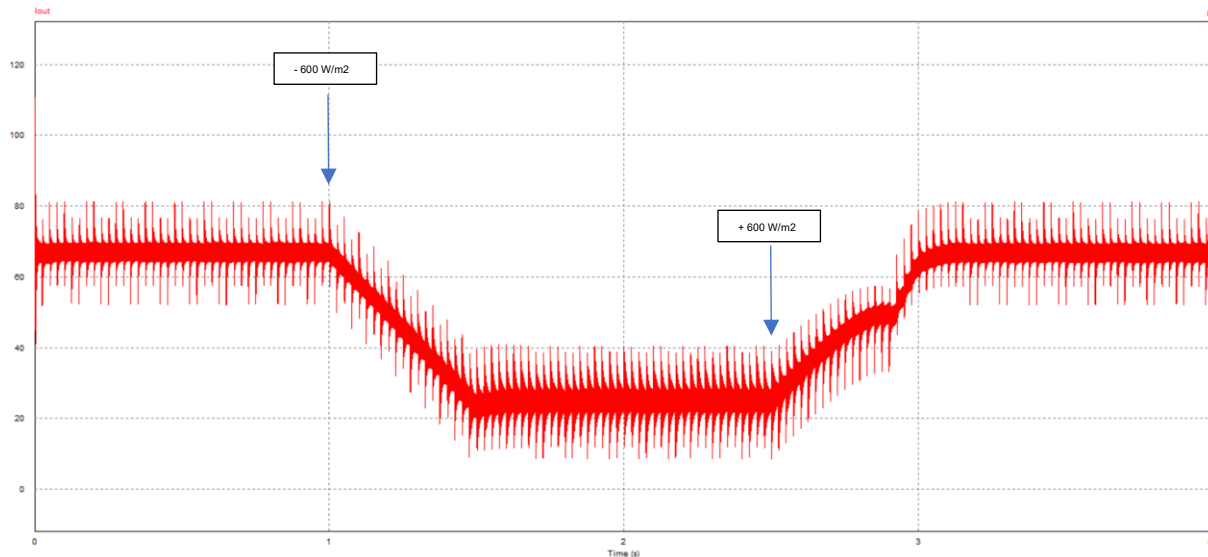


Figura 80. Rizado de corriente de carga de la batería. Fuente: Propia

8.4.3 P&O con seguimiento lento

En esta simulación, el paso de perturbación es de 75 ms (lo que hace más lento al MPPT) y los cambios de irradiancia están más alejados en la línea temporal. Como ventaja, se suaviza la corriente que carga la batería y se reducen las sobreoscilaciones de tensión en el sistema fotovoltaico.

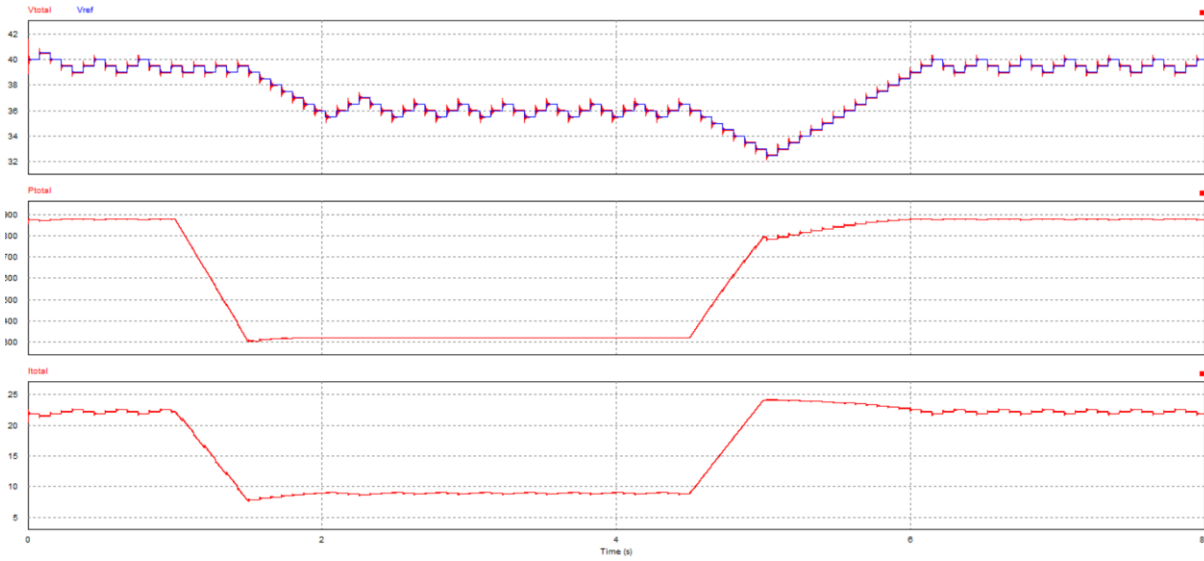


Figura 81. Respuesta del sistema fotovoltaico para un $T=75$ ms del algoritmo P&O. Fuente: Propia

Al analizar la tensión, se puede observar como el Buck sigue a la referencia, esta vez dando tiempo a que las sobreoscilaciones se estabilicen, tal y como se muestra en la Figura 82.

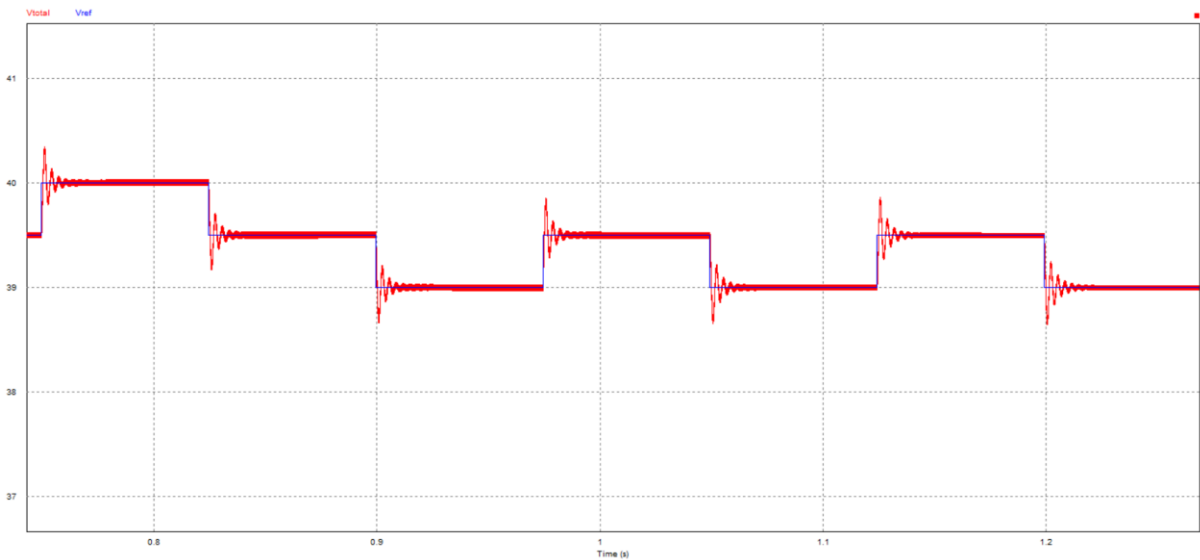


Figura 82. Seguimiento de la referencia (azul) por parte del control ACC del Buck. Fuente: Propia

Al analizar la corriente de carga de la batería (Iout), esta presenta menor rizado que con un paso de 25 ms, tal y como se muestra en la Figura 83:

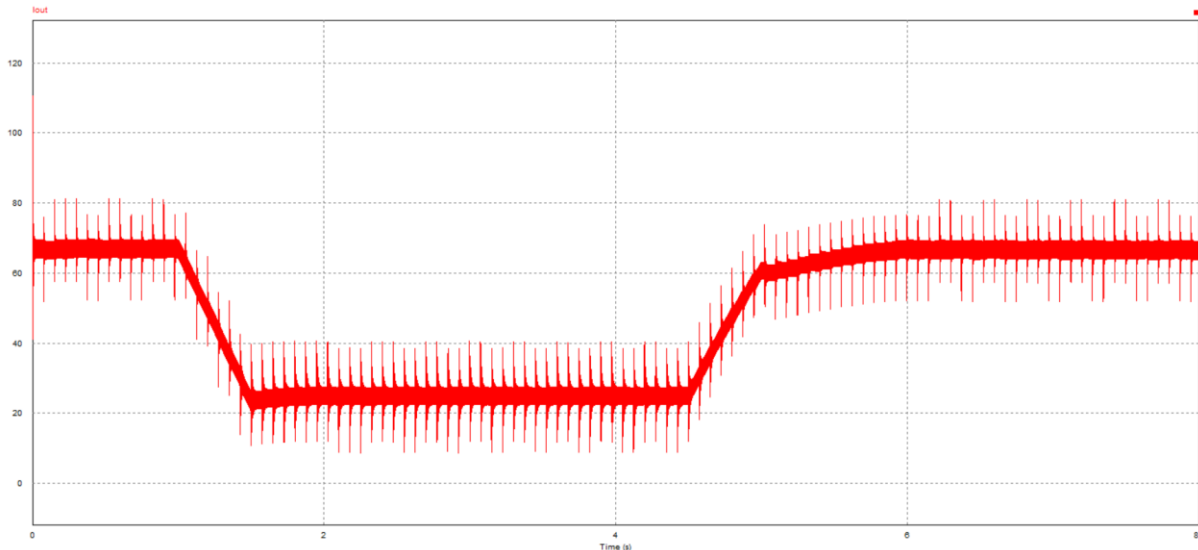


Figura 83. Corriente de carga de la batería. Fuente: Propia

Al efectuarse un cambio de 0.5 V por cada perturbación, no se genera un rizado en la potencia del sistema fotovoltaico, en cambio, si las perturbaciones son de 1 V o más, se genera un rizado en la potencia que se puede transmitir a las demás etapas del sistema. Para evitarlo, se podría incorporar un filtro paso bajo, a la entrada del C-Block, con una frecuencia de corte diez veces menor que la inversa del paso de perturbación. Además, si se reduce el paso y se aumenta el escalón de perturbación, el control podría no llegar a seguirlo del todo, es por esto que se debe encontrar un compromiso entre velocidad de seguimiento y amplitud de perturbación.

En definitiva, el algoritmo funciona correctamente, detalles como las oscilaciones entorno al MPP o incertidumbres ante ciertos cambios de irradiancia son normales, por ello se han desarrollado técnicas más avanzadas que solventan estos aspectos tal y como se ha explicado en el marco teórico.

8.5 Esquema del convertidor Flyback real y control VMC

El Flyback presenta la estructura mostrada en la Figura 84, así como el esquema de control. Para implementar el control modo tensión en Psim, se ha introducido la función de transferencia del lazo de tensión (Gv(S)) en el dominio de Laplace. Seguidamente, se ha configurado el modulador PWM con una señal triangular de 2 V pico a pico, una frecuencia de 120 KHz con un ciclo de trabajo del 100 %.

Cabe destacar que todos los componentes tienen ajustados los parámetros extraídos de componentes físicos reales, resistencias internas y caídas de tensión, de forma que los resultados obtenidos se asemejan a un comportamiento real.

Para validar el funcionamiento, se ha simulado un escalón de tensión de entrada de 12.75 V a 14.6 V, donde se observa como el control VMC logra seguir a la referencia de 390 V y estabilizar la señal en 350 ms, tal y como se muestra en la Figura 85.

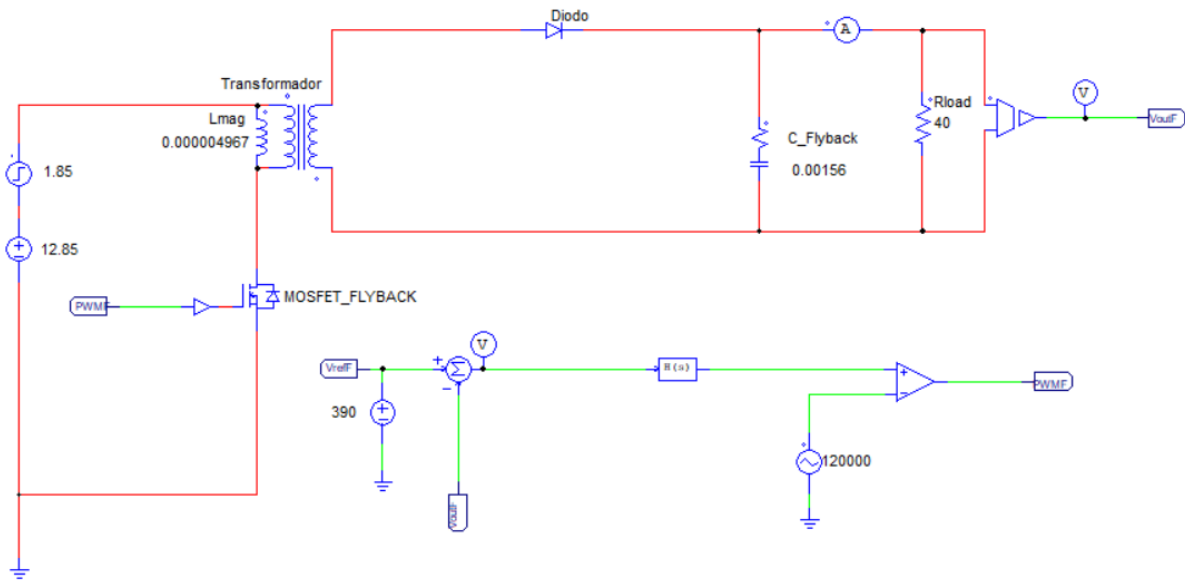


Figura 84. Esquema de conexión del Flyback real y el control VMC. Fuente: Propia

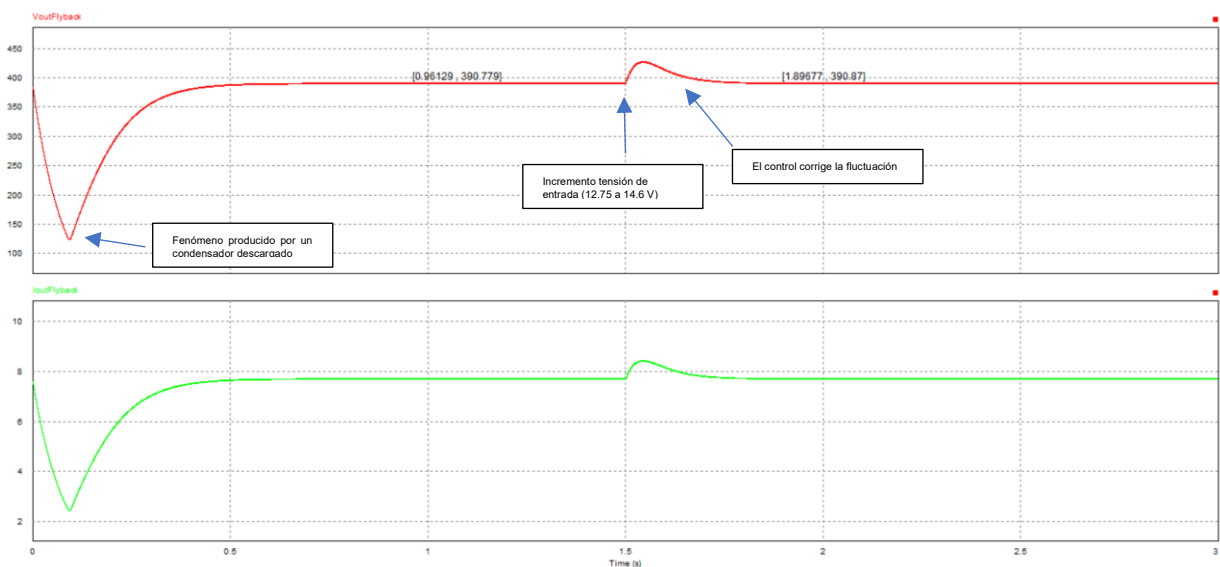


Figura 85. Respuesta en tensión y corriente a la salida del Flyback ante cambios de V_{in} . Fuente: Propia

En el caso de una demanda de mayor corriente, el diseño permite suministrar hasta 9.77 A manteniendo la tensión de salida en el valor de referencia, para ello se ha realizado la simulación con una resistencia de carga de 40 Ω tal y como se refleja en la Figura 86.

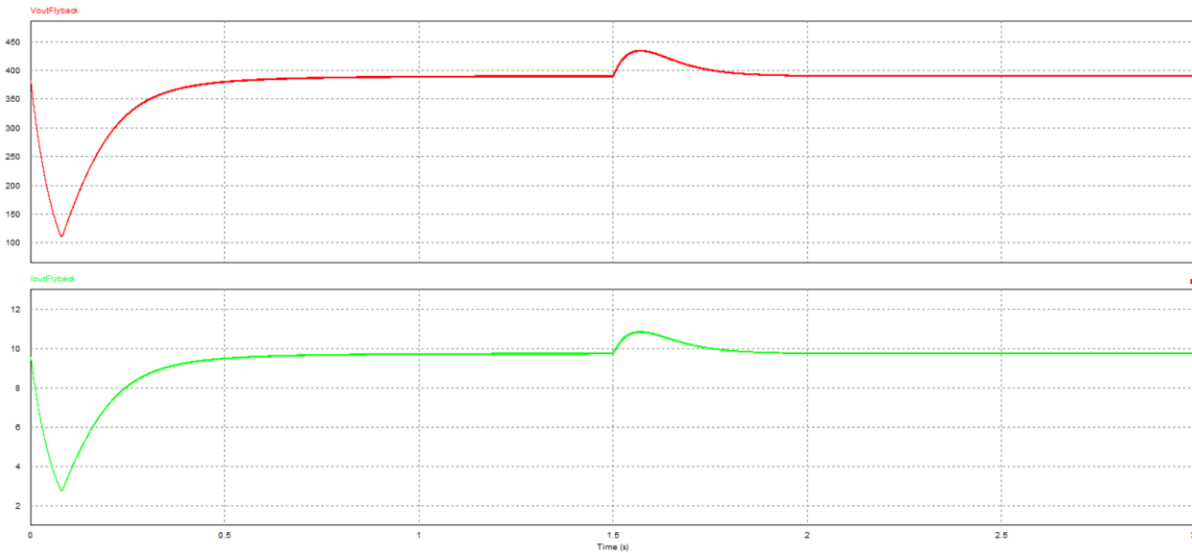


Figura 86. Respuesta en tensión y corriente frente a disminución de resistencia de carga. Fuente: Propia

Cabe destacar, que el compensador tipo 3 implementado en el control logra el margen de fase deseado, mostrándose una respuesta amortiguada y suficientemente rápida para este proyecto. Además, los rizados de tensión y corriente son muy reducidos, tal y como se ha definido en los parámetros de diseño.

En la Figura 87, se muestra el esquema de conexión del Flyback con la etapa anterior y posterior (inversor). Además, se muestra el limitador implementado con un amplificador operacional en modo comparador, que compara la tensión de batería con una fuente de tensión de 12.75 V, de forma que cuando la tensión de batería descienda de este valor, se desconecte la transmisión de potencia al inversor, es decir, se fija el ciclo de trabajo del Flyback (D) a cero.

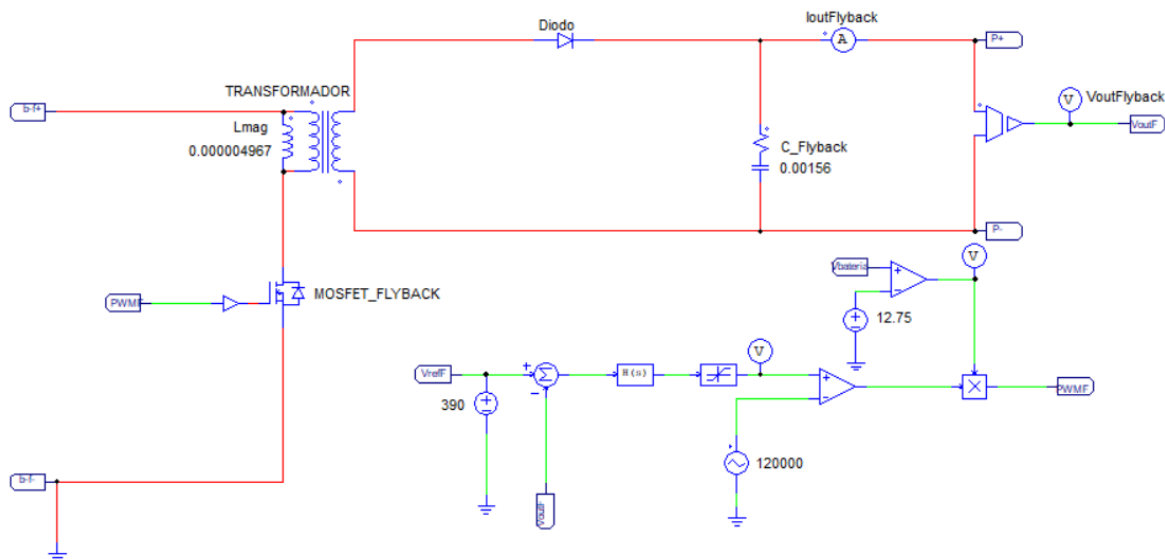


Figura 87. Esquemático de conexión del Flyback con la batería y con el inversor. Fuente: Propia

El funcionamiento exacto de este sistema es el siguiente:

- Si $V_{bateria} \leq 12.75$ V, el comparador entrega un voltio que se multiplica con la seal PWM. Se sigue extrayendo potencia de la batera.
- Si $V_{bateria} > 12.75$ V, el comparador entrega cero voltios que se multiplican con la seal PWM, manteniendo el transistor MOSFET abierto. Se corta la extracci3n de potencia de la batera, con el objetivo de preservar su vida til.

En la simulaci3n del sistema completo se mostrar3 como actúa el limitador de potencia sobre el sistema.

8.6 Inversor monofásico

En la Figura 88 se muestra la estructura del inversor sin filtro y el esquema de modulaci3n unipolar. Para la modulaci3n SPWM, se ha configurado una seal triangular de 2 V pico a pico con una frecuencia de 24 KHz y un ciclo de trabajo del 50 %, adem3s de configurarse una senoidal con una amplitud de 0.834 V y una frecuencia de 50 Hz (fundamental).

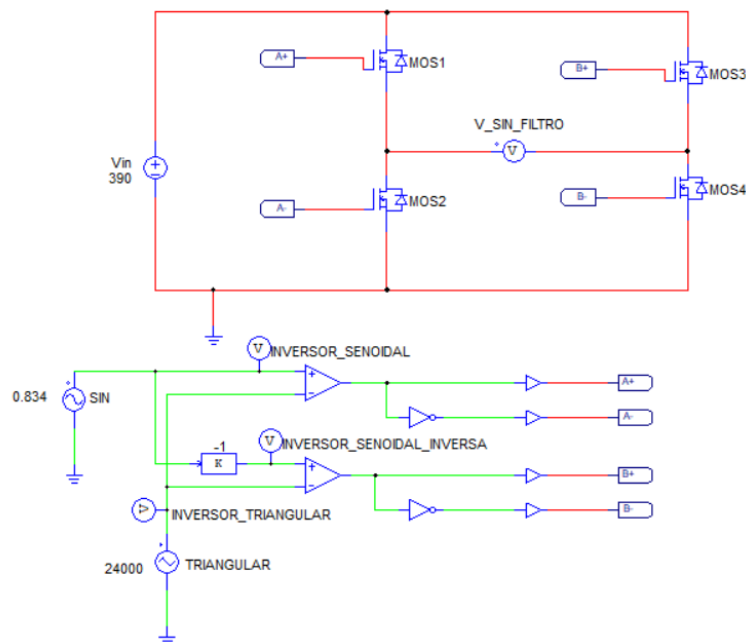


Figura 88. Esquema de conexi3n del inversor monofásico sin FPB. Fuente: Propia

En la Figura 89 se muestra c3mo es la forma de onda de la triangular (alta frecuencia) con amplitud de 2 V pico a pico, y las seales portadoras (senoidales) a una frecuencia de 50 Hz.

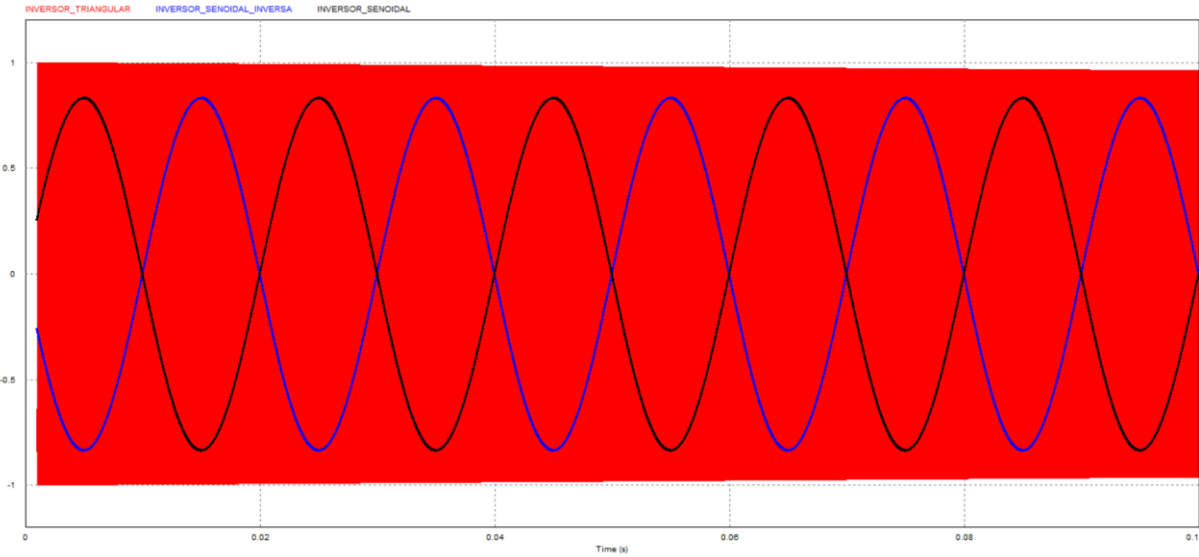


Figura 89. Señal triangular y portadoras en modulación SPWM unipolar. Fuente: Propia

Además, también se puede observar la tensión de salida del inversor sin filtro, tal y como se muestra en la Figura 90.

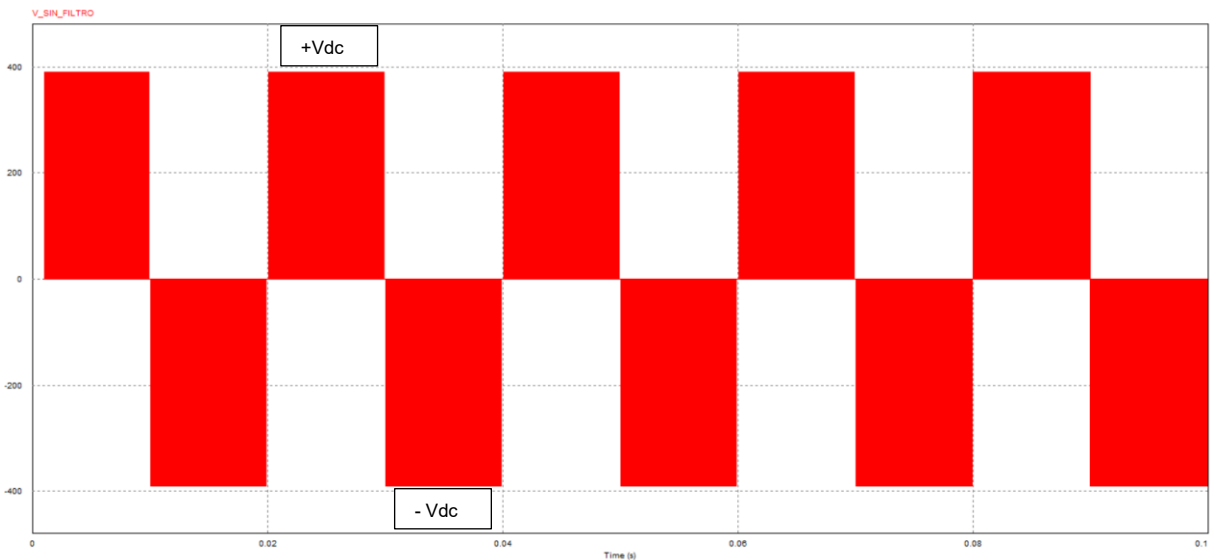


Figura 90. Tensión de salida del inversor sin filtro FPB. Fuente: Propia

Analizando en el espectro de Fourier, se observa que los primeros armónicos de mayor tensión aparecen al doble de la frecuencia de conmutación tal y como se analizó teóricamente.

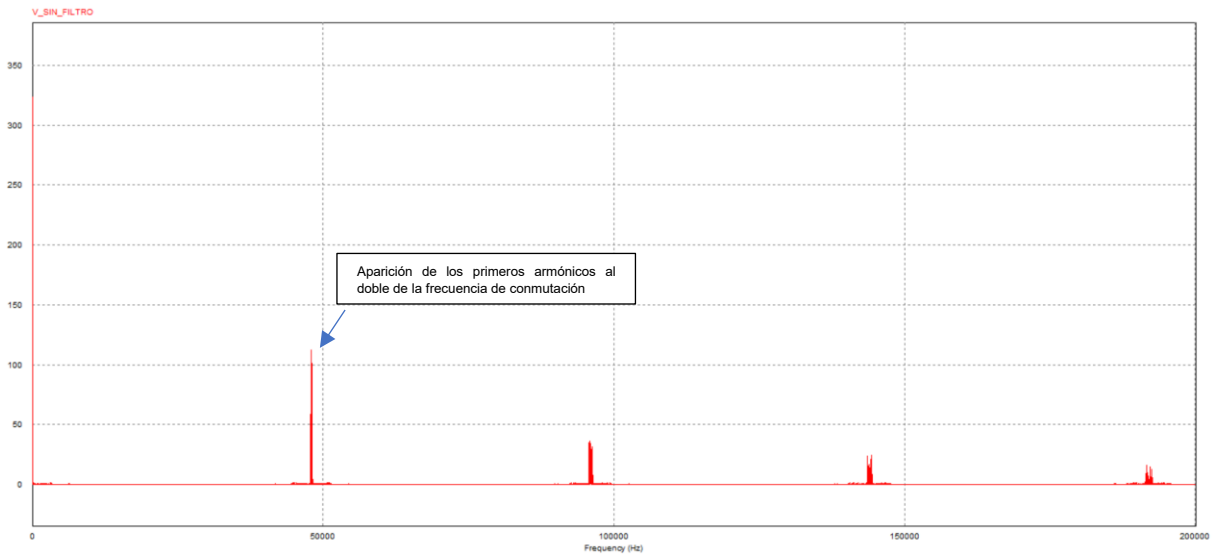


Figura 91. Espectro armónico de la tensión de salida sin FPB. Fuente: Propia

Una vez implementado el filtro paso bajo, el esquema queda como en la Figura 92 y se obtiene la tensión y corriente senoidal resultante (Figura 93).

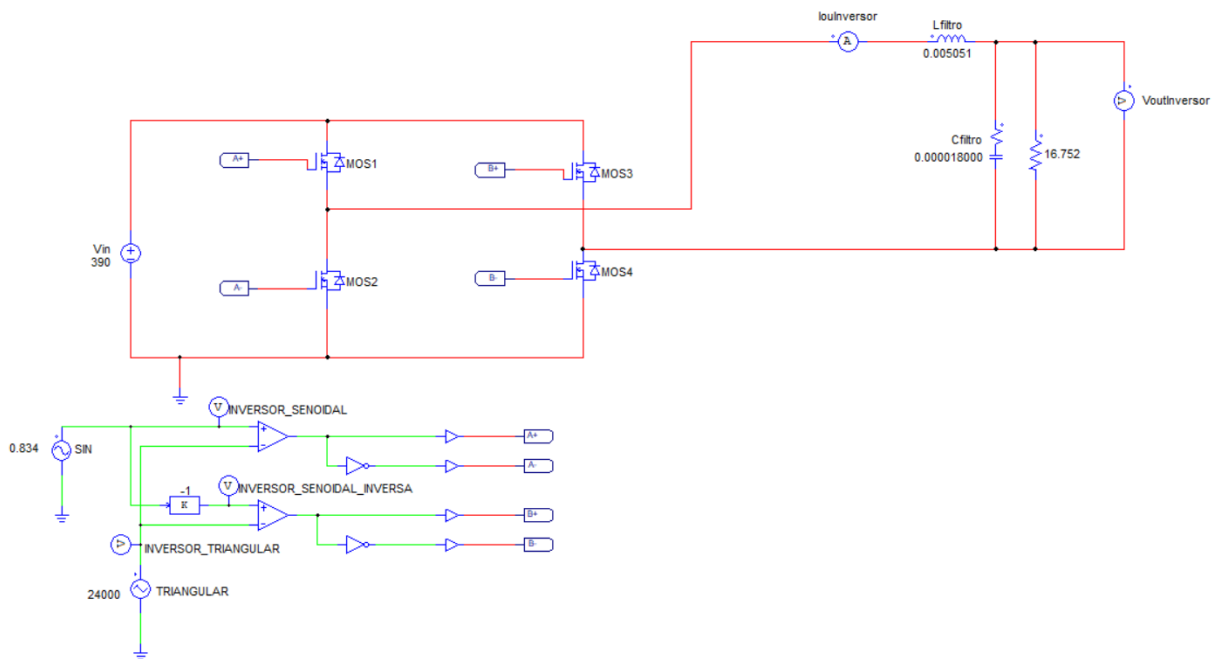


Figura 92. Esquemático del inversor monofásico con FPB. Fuente: Propia

Donde las formas de tensión y corriente resultantes no presentan ningún desfase y se muestran en la siguiente figura:

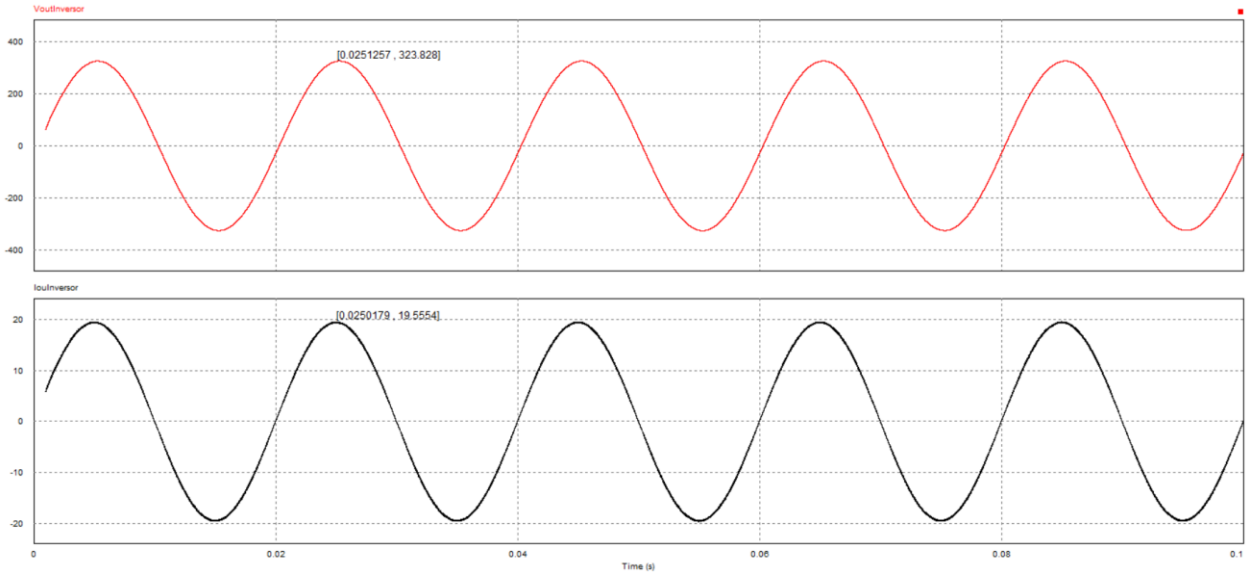


Figura 93. Tensión y corriente filtradas a la salida del inversor. Fuente: Propia

Seguidamente, se mide el valor eficaz de tensión y corriente, siendo el de tensión 230.3 V y el de corriente 13.81 A (para $R=16.752 \Omega$).

RMS Value	
Time From	1.0016627e-003
Time To	9.9999600e-002
VoutInversor	2.3037409e+002
IoutInversor	1.3812114e+001

Figura 93.1. Valores de simulación. Fuente: Propia

Analizando en el espectro de Fourier, se observa que todos los armónicos se eliminan sin afectar a la componente fundamental.

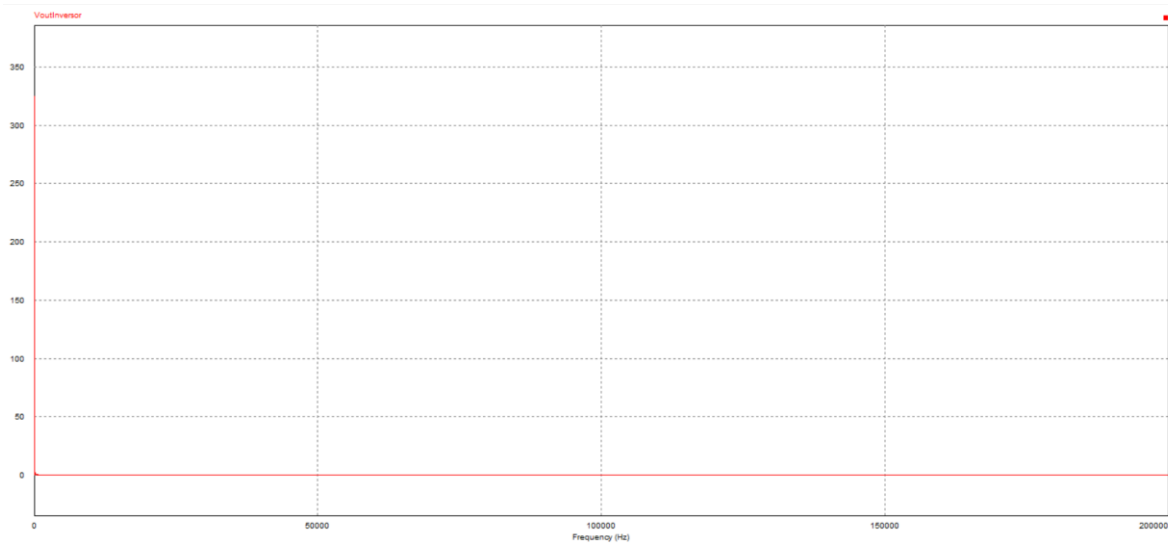


Figura 94. Espectro armónico después de implementar el FPB. Fuente: Propia

8.7 Funcionamiento del sistema completo

En este apartado se conectan todas las etapas y se simula el comportamiento ante diferentes situaciones:

- Tensión de batería entre 12.75 V y 14.6 V.
- Disminución de la resistencia de carga.
- Tensión de batería inferior a 12.75 V.

El esquema del sistema completo es demasiado grande para representarse en una imagen y obtener una buena resolución, de forma que se ha mostrado en el documento de planos y en la Figura 95 se muestra el esquema orientativo con baja resolución.

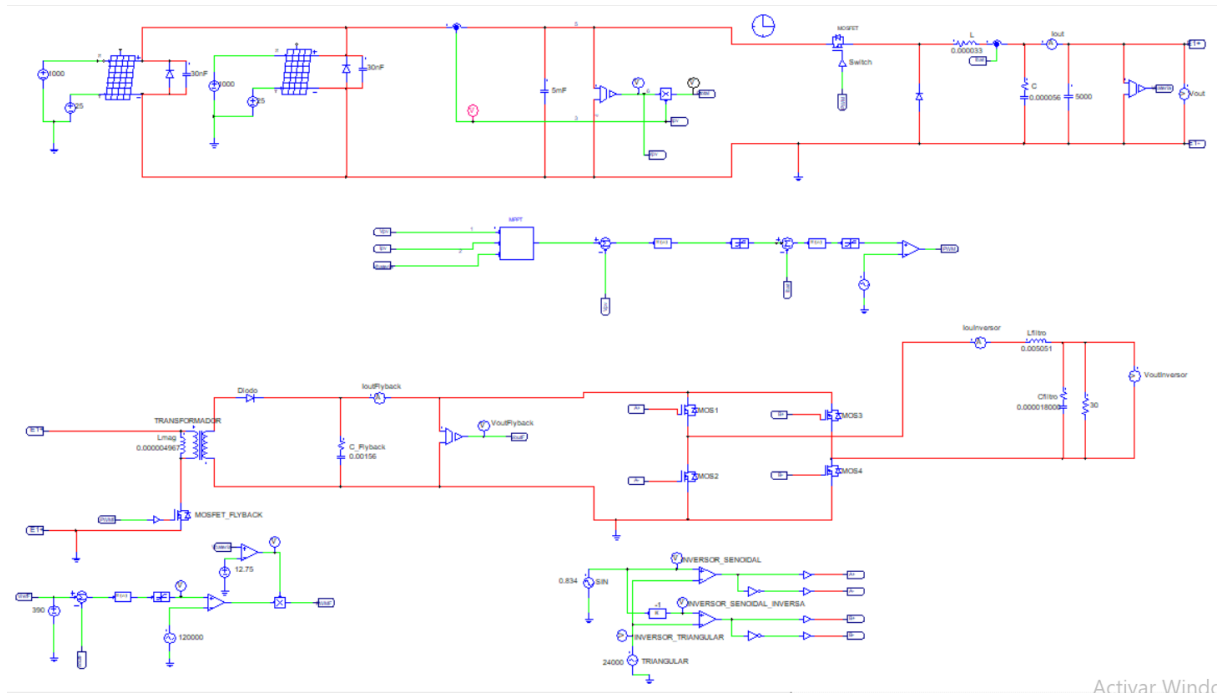


Figura 95. Esquemático de conexión del sistema completo. Fuente: Propia

8.7.1 Tensión de batería entre 12.75 V y 14.6 V

En este caso las señales más significativas del sistema son las de tensión/corriente a la salida del inversor, la corriente a la salida del Flyback (IoutFlyback) y la tensión de batería (Vout) tal y como se muestra en la Figura 96. Cabe destacar que inicialmente el condensador de filtro del Flyback está descargado (0 V), lo que permite observar que toda la energía se extrae de la batería. Además, esto provoca que la tensión de la misma disminuya progresivamente.

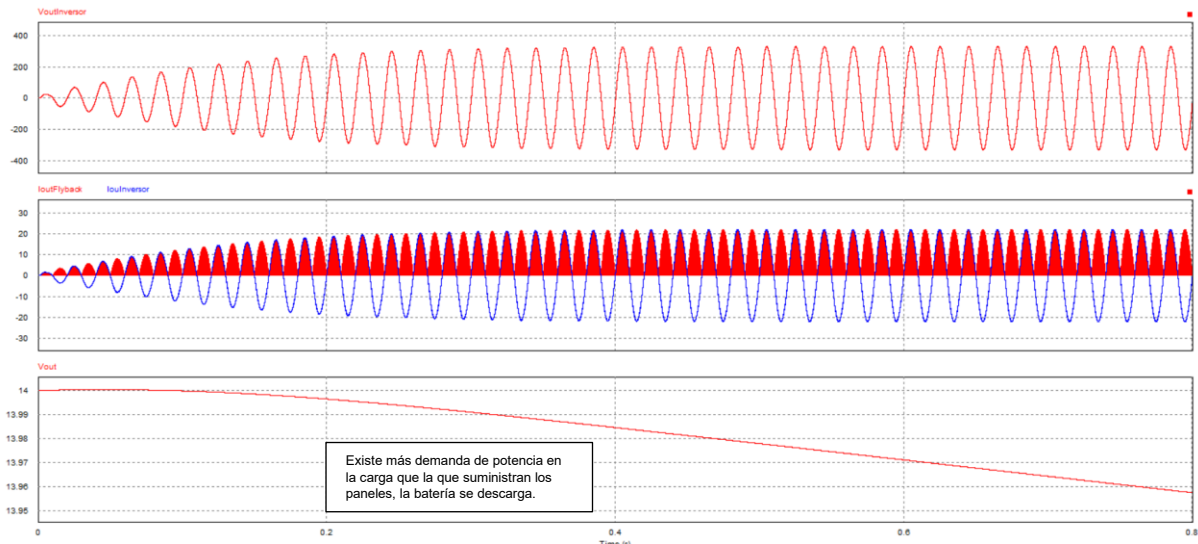


Figura 96. Formas de onda del sistema completo. Fuente: Propia

Al comienzo de la simulación, el Flyback comienza a elevar la tensión de la batería de forma que se alcanza un régimen permanente a los 300 ms, tiempo que el control VMC tarda en seguir la referencia en tensión, de este modo, se mantiene la tensión del inversor en 230.1 V y la corriente en 7.78 A, ambos valores eficaces (RMS) con una frecuencia de 50 Hz.

RMS Value

Time From	3.4999943e-001
Time To	8.0000013e-001
IoutFlyback	6.5112554e+000
IoutInversor	7.7811773e+000
VoutInversor	2.3011625e+002

Figura 96.1. Valores de simulación. Fuente: Propia

En la Figura 97, se muestra como la apertura y cierre de los MOSFET del inversor modula la corriente de salida del Flyback. Esta ilustración permite verificar que no existe ningún desfase entre la modulación y la corriente, cosa que podría suceder en el caso de elegir una bobina demasiado grande en el FPB del inversor.

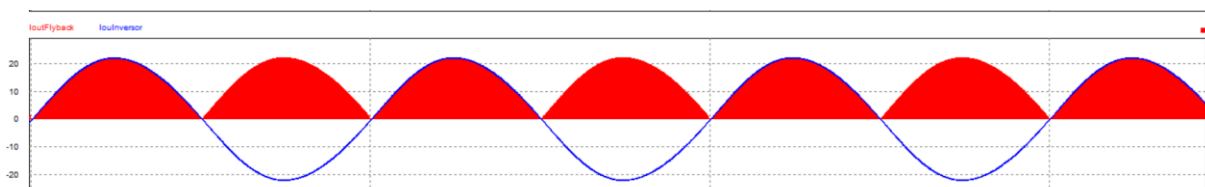


Figura 97. Corriente modulada a la salida del Flyback. Fuente: Propia

Al ampliar la imagen, se muestra un rizado en la corriente de salida muy reducido, lo que garantiza una buena calidad de señal.

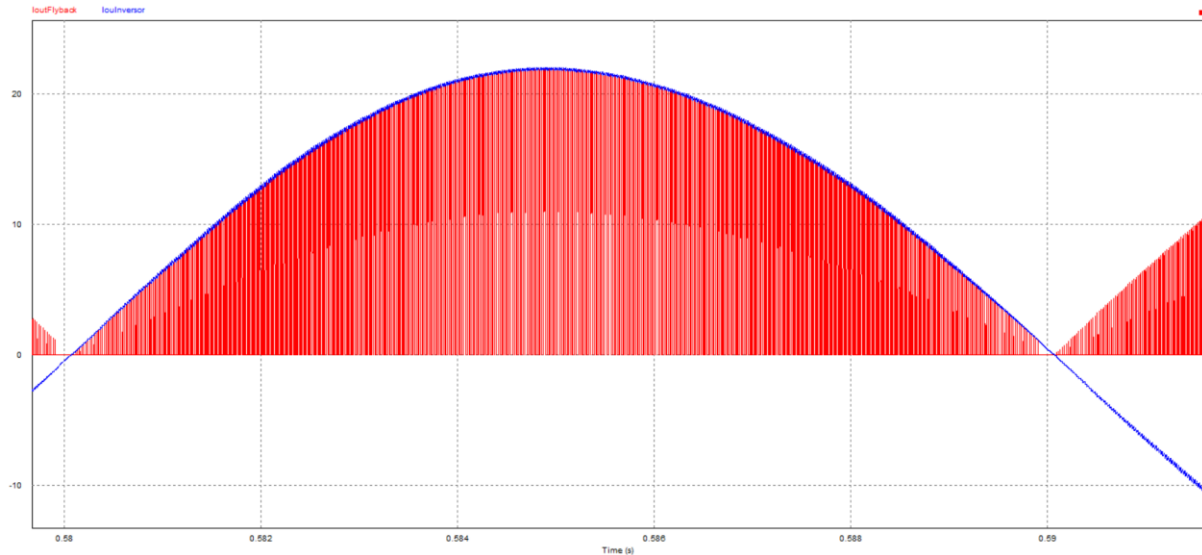


Figura 98. Zoom en la corriente modulada. Fuente: Propia

8.7.2 Disminución de la resistencia de carga

En la Figura 99 se muestra el esquema que permite simular un escalón de carga, de forma que se acople en paralelo una resistencia de 30 ohmios, lo que incrementa al doble la corriente de salida (15.56 A) y permite visualizar como el incremento de tensión senoidal se corrige con el control modo tensión del Flyback.

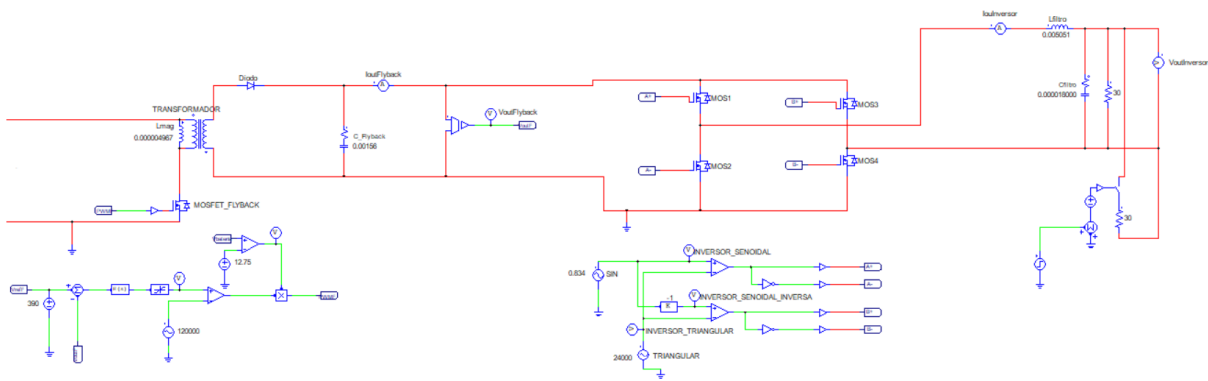


Figura 99. Esquemático de conexión para simular un escalón de carga en el inversor monofásico. Fuente: Propia

La simulación se efectúa bajo las mismas condiciones que el primer caso, tensión de batería superior a 12.75 V. Cabe destacar, que se han representado las curvas de tensión, corriente, la señal de error en el Flyback, su tensión de salida y el escalón de la resistencia de carga.

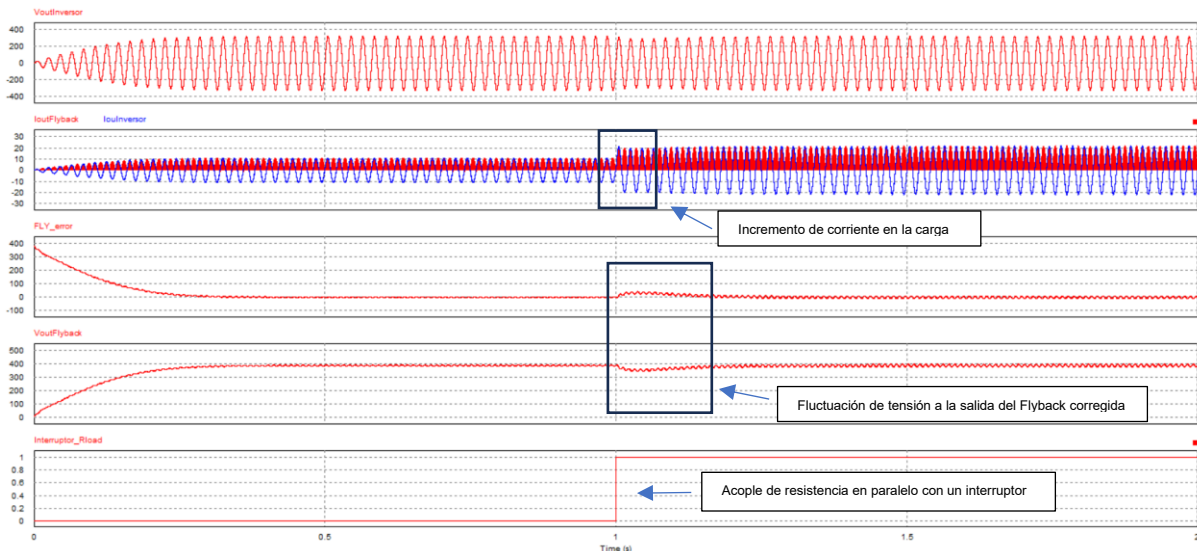


Figura 100. Respuesta del sistema frente a un escalón de carga. Fuente: Propia

Al modificar el rango de tiempo del eje de abscisas entre uno y dos segundos, se puede calcular el valor eficaz (RMS) de tensión y corriente a la salida del inversor, obteniéndose 230 V y 15.68 A. En la Figura 101 se representan las formas de onda de tensión y corriente cuando se alcanza el régimen permanente, observándose que no presentan ningún tipo de desfase, además, se han indicado los valores pico medidos.

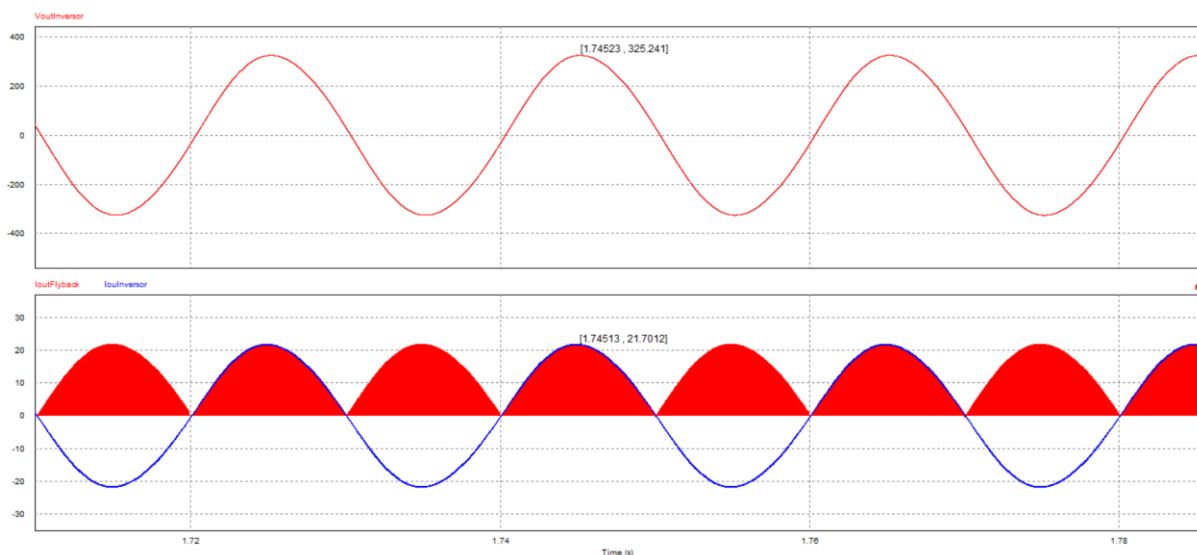


Figura 101. Formas de onda de tensión y corriente para $R=15 \Omega$. Fuente: Propia

8.7.3 Tensión de batería inferior a 12.75 V

Esta simulación permite corroborar que se desacopla el Flyback de la etapa inversora, esto sucede para una tensión de batería (V_{out}) inferior a 12.75 V, lo que preserva su vida útil y permite efectuar más ciclos de carga y descarga. Para lograr tal efecto se va a situar la tensión de batería cerca del límite mínimo de tensión (12.8), de forma que, al consumir energía, salte el mecanismo de desacople.

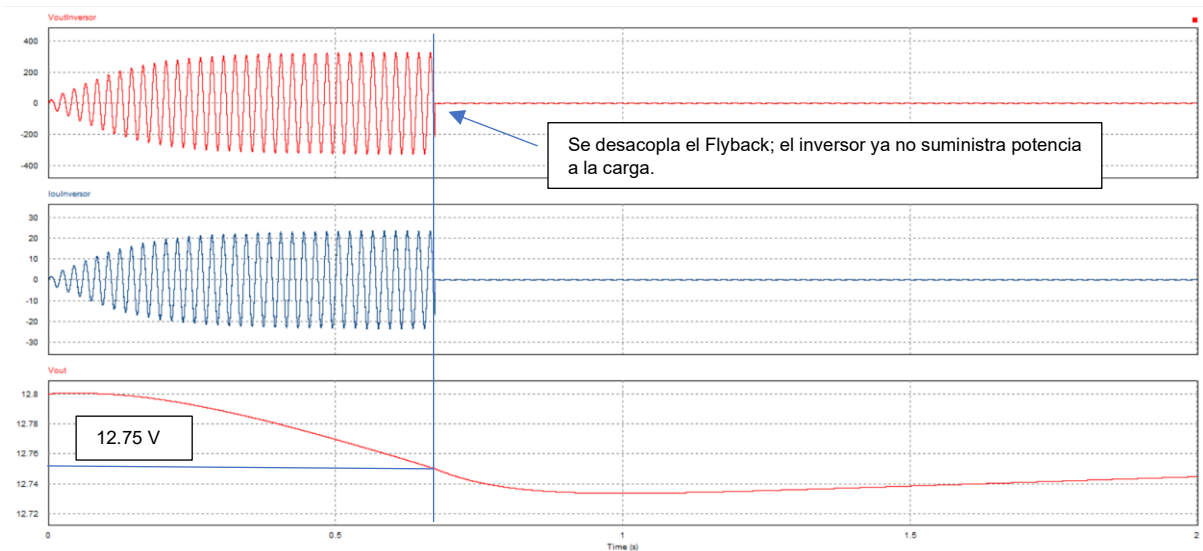


Figura 102. Formas de onda para una tensión de batería igual o menor a 12.75 V. Fuente: Propia

Si se mantiene esta situación, los paneles solares seguirán cargando la batería y con el suficiente tiempo la tensión de batería subirá, por lo tanto, el sistema volvería a suministrar tensión y corriente a la carga.

9. Propuesta de soporte

A pesar de ser un proyecto de carácter simulado, se puede proponer una plataforma donde se ejecute tanto el control como el algoritmo MPPT. Este puede ser el TMS 320F28069M de Texas Instruments, un microcontrolador en tiempo real capaz de generar señales PWM para el control de etapas de potencia.

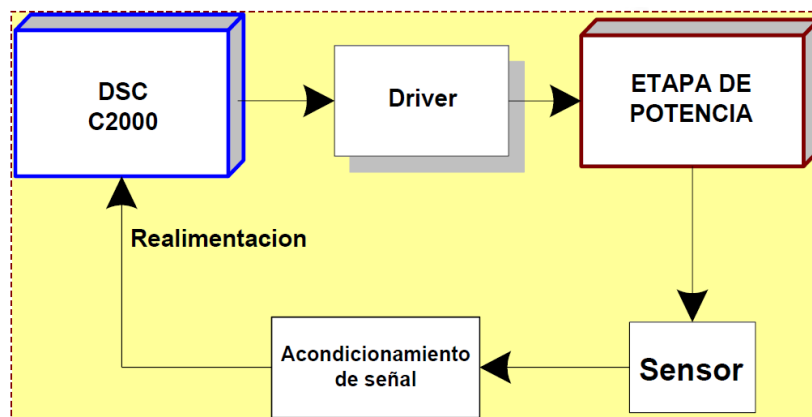


Figura 103. Diagrama de bloques para el control de etapas de potencia con microcontrolador. Fuente: [32]

El microcontrolador está implementado en la placa de desarrollo LAUNCXL-F28069M, tal y como se muestra en la Figura 104. Esta emplea lenguaje C++ para su programación y requiere de discretizar las funciones de transferencia de los compensadores de tensión y corriente diseñados en el proyecto, tiene múltiples puertos de entrada/salida tanto analógica como digital denominados GPIO (*General Purpose Input Output*).

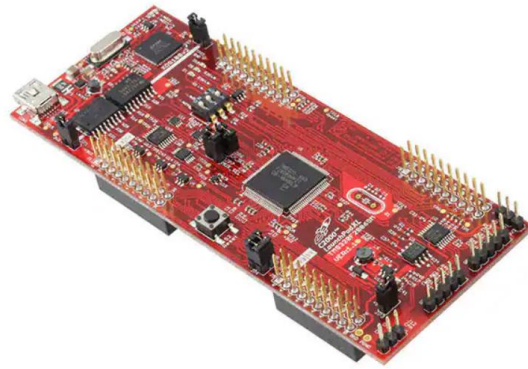


Figura 104. Placa de desarrollo LAUNCXL-F28069M. Fuente:[33]

Para captar la tensión/corriente del circuito de potencia, se requiere el uso de un sensor que transmita dichas señales por tensión a un sistema de acondicionamiento, de forma que este adapte la señal recibida a los rangos de tensión admisibles por el convertidor A/D del microcontrolador.

En el primer convertidor (Buck), se requiere medir la tensión en el sistema fotovoltaico, de forma que un sensor apto para esta función es el HDH-20, capaz de medir 100 V en DC y transmitir la señal en un rango de 0 V a 5 V.



Figura 105. Medidor de tensión HDH-20. Fuente:[34]

El Flyback, se puede emplear un divisor resistivo conectado en paralelo, de forma que se obtenga una señal en el divisor equivalente a βV_{out} , donde β es la ganancia de sensado.

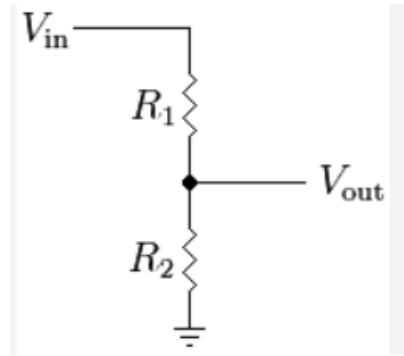


Figura 106. Divisor de tensión. Fuente: [35]

En cuanto al sensor de corriente, es común el uso de sensores integrados, los cuales presentan transmisión por tensión de 3.3 V a 5 V. Un candidato para el proyecto puede ser el sensor el ACS758LCB-100B-PFF-T.



Figura 107. Sensor de corriente el ACS758LCB-100B-PFF-T. Fuente: [36]

Para amplificar y acondicionar las señales de salida del μ C (microcontrolador), se requiere el uso de un *driver*. El más popular es el LT8610, debido a sus bajas interferencias EMI y capacidad de soportar un rango de tensiones de entrada de 3.4 V a 42 V. Además, esto permite aislar galvánicamente la etapa de potencia de la de control.

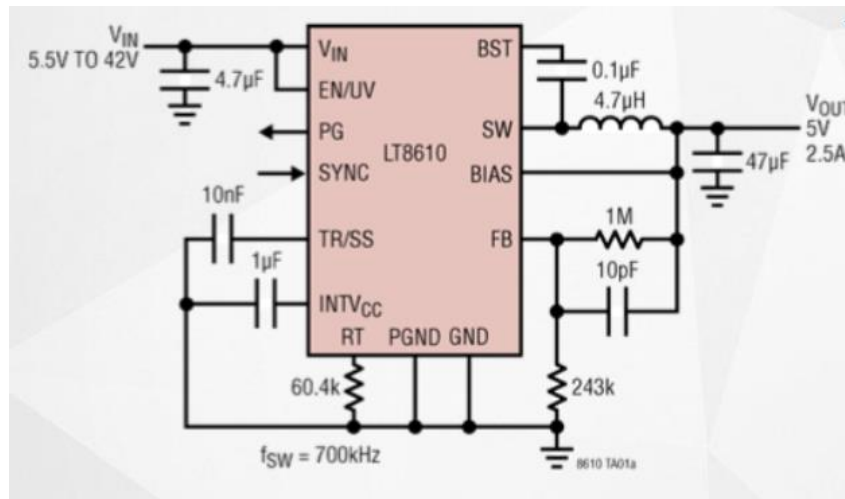


Figura 108. Esquema del driver LT8610. Fuente: [37]

10. Conclusiones

El propósito del trabajo fin de grado es diseñar y simular una estación de generación y almacenamiento de energía portátil basada en convertidores electrónicos de potencia. Todos los objetivos se han alcanzado con éxito, tanto a la hora de dimensionar las etapas de potencia como las del control. En las simulaciones, se ha validado el correcto funcionamiento de los convertidores, el sistema fotovoltaico y el funcionamiento del sistema completo ante diferentes situaciones.

Por lo que se refiere al algoritmo MPPT del tipo perturbar y observar, se ha verificado un rastreo eficiente y rápido del punto de máxima potencia ante diferentes cambios de irradiancia.

Por otra parte, se han realizado pequeños estudios sobre los paneles solares plegables, tipos de baterías, algoritmos MPPT más comunes y las características de las estaciones de generación y almacenamiento de energía comerciales. Además, se ha relacionado con éxito la concepción de este proyecto con los objetivos y desafíos en materia de autoconsumo energético actual.

Con relación al control de los convertidores, se ha obtenido, tanto en los diagramas de bode como en la simulación, los márgenes de fase calculados de forma teórica, además de cumplirse los parámetros de estabilidad definidos para este tipo de sistemas.

En cuanto a las dificultades encontradas, no se ha podido implementar en la simulación al 100% la respuesta de los paneles solares físicos. Además, en algunas ocasiones el programa entendía que algunos componentes, principalmente interruptores y puertas lógicas, estaban sin conexión, pese a estarlo realmente. En cuanto al archivo, en alguna ocasión no dejaba abrirlo, cosa que se ha solventado cambiando el nombre.

En definitiva, se puede afirmar que se han alcanzado las especificaciones de diseño de todos los convertidores y que la realización del proyecto ha servido para afianzar y ampliar los conocimientos de electrónica de potencia adquiridos durante el grado.

11. Referencias bibliográficas

- [1] F. Ballester Díez, J. M. Tenías, y S. Pérez-Hoyos, «Efectos de la contaminación atmosférica sobre la salud: una introducción», *Revista Española de Salud Pública*, vol. 73, n.º 2, pp. 109-121, mar. 1999.
- [2] J. Khan y M. H. Arsalan, «Solar power technologies for sustainable electricity generation – A review», *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 55, n.º C, pp. 414-425, 2016.
- [3] «Statistical Review of World Energy 2022», 2022.
- [4] «CO2: emisiones mundiales 1995-2021», *Statista*. <https://es.statista.com/estadisticas/635894/emisiones-mundiales-de-dioxido-de-carbono/> (accedido 6 de mayo de 2023).
- [5] «Share of cumulative power capacity by technology, 2010-2027 – Charts – Data & Statistics», *IEA*. <https://www.iea.org/data-and-statistics/charts/share-of-cumulative-power-capacity-by-technology-2010-2027> (accedido 6 de mayo de 2023).
- [6] «Renewable capacity statistics 2023», 21 de marzo de 2023. <https://www.irena.org/Publications/2023/Mar/Renewable-capacity-statistics-2023> (accedido 6 de mayo de 2023).
- [7] O. Coddington, J. L. Lean, P. Pilewskie, M. Snow, y D. Lindholm, «A Solar Irradiance Climate Data Record», *Bulletin of the American Meteorological Society*, vol. 97, n.º 7, pp. 1265-1282, jul. 2016, doi: 10.1175/BAMS-D-14-00265.1.
- [8] «Global Solar Atlas». <https://globalsolaratlas.info/download/world> (accedido 6 de mayo de 2023).
- [9] «Energía solar fotovoltaica: potencia instalada en España 2010-2022», *Statista*. <https://es.statista.com/estadisticas/1004387/potencia-solar-fotovoltaica-instalada-en-espana/> (accedido 11 de mayo de 2023).
- [10] «Electricidad: precio medio final España 2010-2022», *Statista*. <https://es.statista.com/estadisticas/993787/precio-medio-final-de-la-electricidad-en-espana/> (accedido 11 de mayo de 2023).
- [11] «PVGIS Online Tool». https://joint-research-centre.ec.europa.eu/pvgis-online-tool_en (accedido 11 de mayo de 2023).
- [12] «> Mapa de la radiación solar en Europa | Paneles solares», 20 de marzo de 2019. <https://www.panelessolaresbarcelona.com/energia-solar-renovable/mapa-de-la-radiacion-solar-en-europa/> (accedido 11 de mayo de 2023).
- [13] S. Motahhir, A. El Hammoumi, y A. El Ghzizal, «The most used MPPT algorithms: Review and the suitable low-cost embedded board for each algorithm», *Journal of Cleaner Production*, vol. 246, p. 118983, feb. 2020, doi: 10.1016/j.jclepro.2019.118983.
- [14] Hitit University, Department of Electrical and Electronics Engineering, Corum, Turkey, Ö. F. Tozlu, H. Çalık, y Giresun University, Department of Electrical and Electronics Engineering, Giresun, Turkey, «A Review and Classification of Most Used MPPT Algorithms for Photovoltaic Systems», *Hittite J. Sci. Eng.*, vol. 8, n.º 3, pp. 207-220, sep. 2021, doi: 10.17350/HJSE19030000231.
- [15] «What is Maximum Power Point Tracking (MPPT)», *NAZ Solar Electric*. <https://www.solar-electric.com/learning-center/mppt-solar-charge-controllers.html/> (accedido 29 de mayo de 2023).
- [16] «Estudio sobre las Microrredes y su aplicación a proyectos de electrificación de zonas rurales aisladas».
- [17] «Generador solar Ecoflow DELTA Max (2000) de 2016Wh con panel solar de 220W, 4 salidas CA de 2400W (pico de 4600W), estación de energía portátil para apagones, acampadas, caravanas y emergencias: Amazon.es: Jardín».

- <https://www.amazon.es/Generador-estaci%C3%B3n-acampadas-caravanas-emergencias/dp/B0B7JF85QJ> (accedido 25 de junio de 2023).
- [18] «Panel solar rígido plegable Offgridtec 440 W – Wind Spain». <https://windspain.com/producto/panel-solar-rigido-plegable-offgridtec-440-w/> (accedido 25 de junio de 2023).
- [19] «PowerBrick+ Batería de litio 12V 250Ah PB+12/250». <https://www.wattuneed.com/es/bater%C3%ADas-de-litio/15119-powerbrick-bater%C3%ADa-de-litio-12v-250ah-pb12-250-0768563816321.html> (accedido 25 de junio de 2023).
- [20] T. Jonatan, «Sistemas lineales (página 2)», *Monografias.com*, 12 de marzo de 2021. <https://www.monografias.com/trabajos46/sistemas-lineales/sistemas-lineales2> (accedido 4 de junio de 2023).
- [21] C. Basso, «The Link Between The Phase Margin And The Converter Transient Response», 2008. Accedido: 4 de junio de 2023. [En línea]. Disponible en: <https://www.semanticscholar.org/paper/The-Link-Between-The-Phase-Margin-And-The-Converter-Basso/d9217dab0015331fdcb55e679f6b3791296b72# citing-papers>
- [22] I. P. Herrero, «T2: Control en modo tensión».
- [23] I. Patrao Herrero, «T3. Control CIC».
- [24] Iván Patrao Herrero, «Apuntes asignatura sistemas electrónicos industriales. Tema1. Modelado DC/DC».
- [25] «Convertidor reductor», *Wikipedia, la enciclopedia libre*. 27 de abril de 2021. Accedido: 26 de junio de 2023. [En línea]. Disponible en: https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Convertidor_reductor&oldid=135097047
- [26] Salvador Orts Grau y Román Fernández Díaz, «Apuntes electrónica de potencia.»
- [27] Daniel W. Hart, *Electrónica de potencia*.
- [28] Premo S.L., «Bobina de choke.»
- [29] Vishay, «DATASHEET VISHAY 159 pul-si.»
- [30] Gabriel Garcerá Sanfeliu, Emilio Figuerés Amorós, y Antonio Abellán García, *Convertidores conmutados: circuitos de potencia y control*.
- [31] Salvador Orts Grau, «Revisión de convertidores DC-AC. Sistemas Electrónicos Industriales».
- [32] Francisco José Gimeno Sales, «Apuntes SDA.»
- [33] «LAUNCHXL-F28069M Evaluation board | TI.com». <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28069M> (accedido 26 de junio de 2023).
- [34] «Sensor de voltaje con efecto Hall, serie HDH-20, 24V CC, Salida analógica 1 en 1 - AliExpress Herramientas». <https://es.aliexpress.com/i/1005001863770400.html> (accedido 26 de junio de 2023).
- [35] «Divisor de tensión», *Wikipedia, la enciclopedia libre*. 9 de marzo de 2022. Accedido: 26 de junio de 2023. [En línea]. Disponible en: https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Divisor_de_tensi%C3%B3n&oldid=142165029
- [36] «Sensor de corriente ACS770LCB-100B-PFF-T, PFF, 5 pines | RS». https://es.rs-online.com/web/p/circuitos-integrados-de-sensores-de-corriente/8660786?cm_mmc=ES-PLA-DS3A-_-google-_-CSS_ES_ES_Pmax_Test-_-_-8660786&matchtype=&gclid=Cj0KCQjwy9-kBhCHARIsAHpBjHhQr6jIPEInENIGhy909YJ96TQ9iKIN7EspMemzD7N2ODxD2Np_k8c aApGbEALw_wcB&gclid=aw.ds (accedido 26 de junio de 2023).
- [37] «LT8610 - Búsqueda de Google». https://www.google.com/search?rlz=1C1CHBF_esES967ES967&sxsrf=APwXEdclUBoLXiG3daKQr-yXz2go6N41EA:1687756039245&q=LT8610&tbm=isch&sa=X&ved=2ahUKEwii7b6ZleD_AhXXQUEAHTp9AIMQ0pQJegQIDBAB&biw=1536&bih=754&dpr=1.25#imgsrc=4h42Xfdulz6hEM (accedido 26 de junio de 2023).

- [38]M. J. Gamez, «Objetivos y metas de desarrollo sostenible», *Desarrollo Sostenible*. <https://www.un.org/sustainabledevelopment/es/objetivos-de-desarrollo-sostenible/> (accedido 26 de junio de 2023).
- [39]M. Moran, «Energía», *Desarrollo Sostenible*. <https://www.un.org/sustainabledevelopment/es/energy/> (accedido 26 de junio de 2023).
- [40]M. Moran, «Consumo y producción sostenibles», *Desarrollo Sostenible*. <https://www.un.org/sustainabledevelopment/es/sustainable-consumption-production/> (accedido 26 de junio de 2023).
- [41]«Marcado CE», *Wikipedia, la enciclopedia libre*. 18 de agosto de 2022. Accedido: 26 de junio de 2023. [En línea]. Disponible en: https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Marcado_CE&oldid=145433523
- [42]«Fases de un proceso para el Mercado CE». <https://www.marcado-ce.com/acerca-del-marcado-ce/fases-del-proceso.html> (accedido 26 de junio de 2023).

12. Bibliografía

Sanfeliú, G. G., Amorós, E. F., & García, A. A. (1998). *Convertidores conmutados: circuitos de potencia y control*. Ed. Univ. Politéc. Valencia.

Eltawil, M. A., & Zhao, Z. (2013). MPPT techniques for photovoltaic applications. *Renewable & Sustainable Energy Reviews*, 25, 793-813. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2013.05.022>

(2016). *Electrónica de potencia: modelado y control de convertidores cd-cd*. Instituto Tecnológico de Sonora. <https://altexto.mx/electronica-de-potencia-modelado-y-control-de-convertidores-cd-cd-4efkt.html>





UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

Diseño y simulación de una estación de generación y almacenamiento
de energía solar fotovoltaica portátil basada en convertidores
electrónicos de potencia conmutados

TRABAJO FIN DE GRADO

DOCUMENTO N.º 2: PLANOS

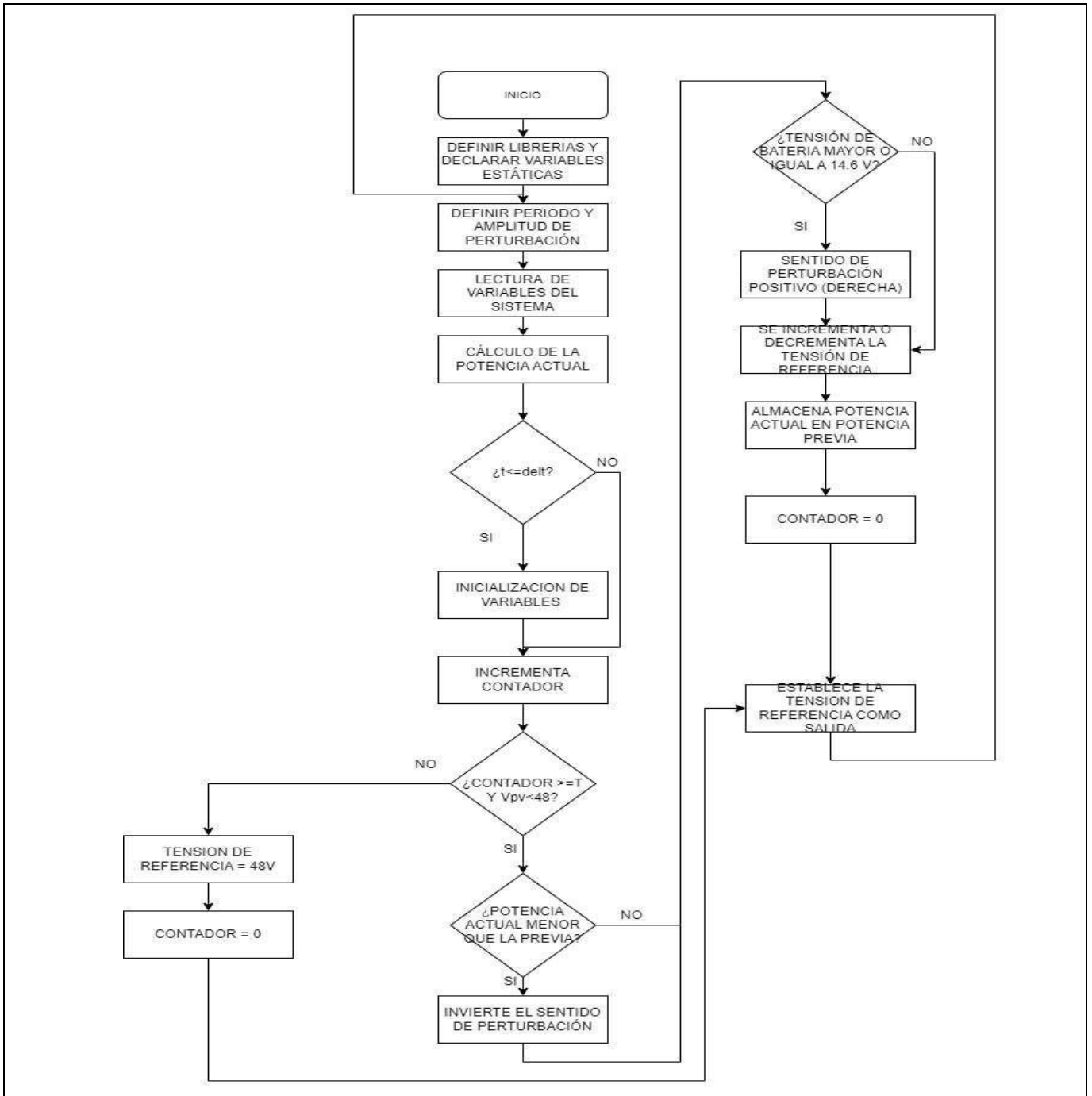
GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA

AUTOR:

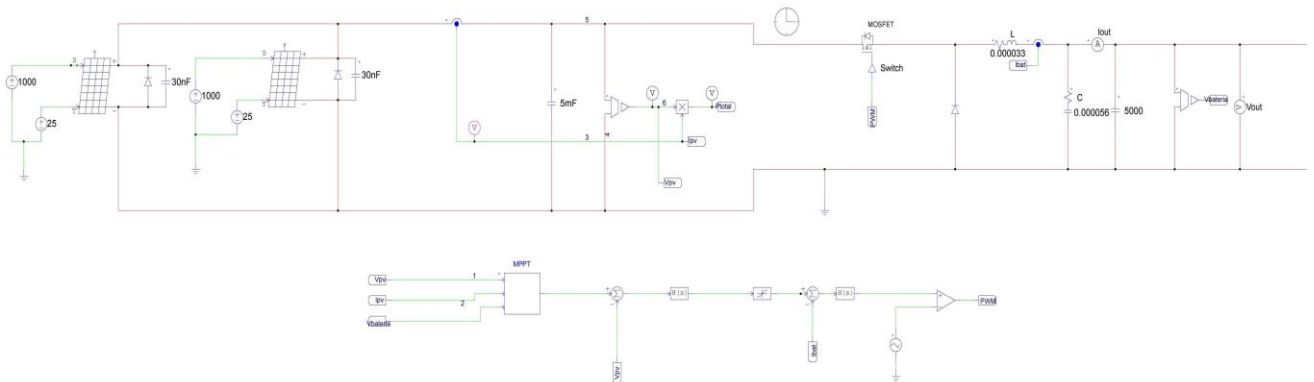
El Aoud Belbasser, Sofiane

TUTOR/A: Patrao Herrero, Iván



CURSO ACADÉMICO: 2022/2023

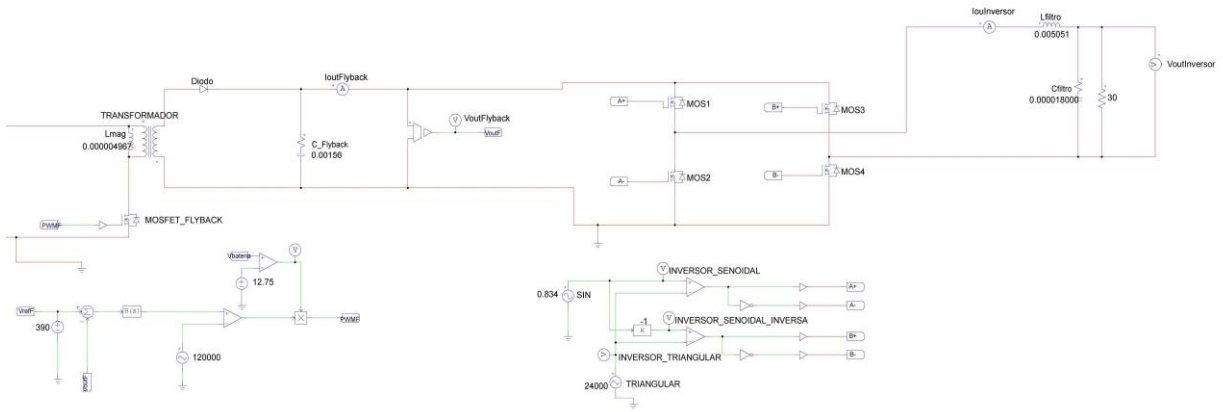


Proyecto	Diseño y simulación de una estación de generación y almacenamiento de energía solar fotovoltaica portátil basada en convertidores electrónicos de potencia mediante un algoritmo de control MPPT del tipo perturbar y observar	Autor: SOFIANE EL AOUD BELBASSER	UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA	Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño
Tutor	Dr. Iván Patrao Herrero			
Situación	ETSID, Universidad Politécnica de Valencia			
Plano:		Esc la:	Plano N°	
DIAGRAMA DE FLUJO MPPT DEL ALGORITMO P&O		E/S	01	



Title	
Designed by	
Revision	Page 1 of 2

Proyecto	Diseño y simulación de una estación de generación y almacenamiento de energía solar fotovoltaica portátil basada en convertidores electrónicos de potencia mediante un algoritmo de control MPPT del tipo perturbar y observar	Autor: SOFIANE EL AOUD BELBASSER	 UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA	 Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño
Tutor	Dr. Iván Patrao Herrero			
Situación	ETSID, Universidad Politècnica de Valencia			
Plano:	ESQUEMÁTICO DE CONEXIÓN DEL SISTEMA COMPLETO	Esc la: E/S	Plano N° 2.1	



Title	
Designed by	
Revision	Page 2 of 2

Proyecto	Diseño y simulación de una estación de generación y almacenamiento de energía solar fotovoltaica portátil basada en convertidores electrónicos de potencia mediante un algoritmo de control MPPT del tipo perturbar y observar	Autor: SOFIANE EL AOUD BELBASSER	
Tutor	Dr. Iván Patrao Herrero		
Situación	ETSID, Universidad Politècnica de Valencia		
Plano: ESQUEMÁTICO DE CONEXIÓN DEL SISTEMA COMPLETO		Escala: E/S	Plano N° 2.2



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

Diseño y simulación de una estación de generación y almacenamiento
de energía solar fotovoltaica portátil basada en convertidores
electrónicos de potencia conmutados

TRABAJO FIN DE GRADO

DOCUMENTO N.º 3: PRESUPUESTO

GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA

AUTOR:

El Aoud Belbasser, Sofiane

TUTOR/A: Patrao Herrero, Iván

CURSO ACADÉMICO: 2022/2023

100

En este apartado se reflejan todos los costes derivados de este proyecto, el presupuestado se ha elaborado según los costes por naturaleza.

Después del desglose del hardware y software, se encuentra el cuadro de mediciones del presupuesto, resumiendo los apartados más relevantes del mismo. Por último, se tiene la tabla correspondiente al presupuesto de ejecución por contrata (PEC), donde se indica el coste total del proyecto incluyendo impuestos, beneficio industrial y gastos generales.

En primer lugar, se detallan los equipos empleados para efectuar el diseño y simulación del sistema, destacar que se requiere un hardware potente porque de no ser así la simulación puede prolongarse mucho en el tiempo.

Diseño y simulación de una estación de generación y almacenamiento de energía solar fotovoltaica portátil basada en convertidores electrónicos de potencia mediante un algoritmo de control MPPT del tipo perturbar y observar

EQUIPAMIENTO INFORMÁTICO PARA SIMULACIÓN				
Uds	Denominación	Cantidad	Precio (€)	Total (€)
ud	Ordenador MSI Alpha 15 + Ratón	1	930	930
SUBTOTAL EQUIPAMIENTO INFORMÁTICO PARA SIMULACIÓN				930 €

Seguidamente, se especifica el tiempo y coste del ingeniero responsable de efectuar el diseño y simulación del circuito. En otros se incluye el tiempo necesario para elaborar la memoria técnica del proyecto, reuniones con el tutor para el seguimiento del proyecto, etc...

MANO DE OBRA				
Uds	Denominación	Cantidad (h)	Precio (€/h)	Total (€)
Ingeniero en electrónica industrial y automática				
ud	Diseño de etapas de potencia	30	12	360
ud	Diseño del control ACC y VMC	100	12	1200
ud	Simulación del sistema completo	120	12	1440
ud	Otros	90	12	1080
SUBTOTAL MANO DE OBRA				4.080 €

Las licencias son necesarias para poder acceder a software de terceros.

LICENCIAS DE SOFTWARE				
Uds	Denominación	Cantidad (meses)	Precio (€/año)	Total (€)
ud	Psim 9.1.1	2	5488,8	914,8
ud	Matlab R2022a	2	800	133,3
ud	Microsoft Office 365	2	70	11,6
ud	Windows 10	2	150	25
ud	Mathcad R15	2	250	41,6
SUBTOTAL LICENCIAS DE SOFTWARE				1.126,36 €

También se incluyen los gastos producidos por los medios auxiliares derivados del desarrollo del proyecto:

MEDIOS AUXILIARES				
Uds	Denominación	Cantidad	Precio (€)	Total (€)
%	Medios auxiliares sobre costes directos	10 %	6.136,36	613,64
SUBTOTAL MEDIOS AUXILIARES				613,64 €

COSTE DEL DISEÑO Y SIMULACIÓN				6.749,99 €
--------------------------------------	--	--	--	-------------------

CUADRO DE MEDICIONES

Denominación Partida	Cantidad (Uds)	Equipamiento Informático para Simulación	Mano de Obra	Licencias de Software	Medios Auxiliares	Total
Diseño y simulación de una estación de energía solar	1,00	930 €	4.080 €	1.126,36 €	613,64 €	6.749,99 €

Seguidamente, al presupuesto de ejecución material (PEC) se le añaden otros gastos, beneficios y finalmente los impuestos que en España ascienden al 21 %:

PEC		
Concepto	%	Precio (€)
Diseño y simulación de un estación de energía solar		6.749,99
TOTAL PRESUPUESTO DE EJECUCIÓN MATERIAL		6.749,99
Gastos Generales	15	1.012,49
Beneficio Industrial	5	337,49
SUMA PARCIAL		8.099,98
IVA	21	1.700,99
PRESUPUESTO DE EJECUCIÓN POR CONTRATA		9.800,97 €

Finalmente, el presente proyecto tiene un coste total de nueve mil ochocientos euros con noventa y siete céntimos.





UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

Diseño y simulación de una estación de generación y almacenamiento
de energía solar fotovoltaica portátil basada en convertidores
electrónicos de potencia conmutados

TRABAJO FIN DE GRADO

DOCUMENTO N.º 4: ANEXOS

GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA

AUTOR:

El Aoud Belbasser, Sofiane

TUTOR/A: Patrao Herrero, Iván

CURSO ACADÉMICO: 2022/2023



ÍNDICE DE ANEXOS

ANEXO1. CÁLCULOS.....	106
ANEXO 2: ODS-Objetivos de Desarrollo Sostenible.....	122
ANEXO 3: Mercado CE y compatibilidad electromagnética.....	126
ANEXO 4: Código en C del algoritmo P&O.....	130



ANEXO 1: CÁLCULOS

Todos los cálculos del proyecto se han realizado con el programa de álgebra computacional Mathcad en su versión 15, de forma que, se permite automatizar las ecuaciones con sus unidades correspondientes y obtener los valores de diseño de cada etapa.

1. Cálculos del Buck

$$V_i := 40V \quad V_o := 14.6V \quad R_o := 50 \times 10^{-3} \Omega \quad P_o := 2 \cdot 440W \quad \Delta V_c := 2\%$$

$$f_s := 50kHz \quad \text{Para reducir tamaño de bobina y condensador}$$

$$D := \frac{V_o}{V_i} = 0.365 \quad I_o := \frac{P_o}{V_o} = 60.274 A$$

$$t_s := \frac{1}{f_s} = 20 \cdot \mu s \quad \Delta i_L := 2 \cdot (0.05 \cdot I_o) = 6.027 A$$

$$\Delta V_c := \Delta V_c \cdot V_o = 0.292 \cdot V$$

El rizado de corriente por la bobina mínimo no será inferior al doble del 5% de la corriente de salida máxima para así garantizar el estado de CCM

Suponiendo $I_{Lmin}=0$:

$$L_{CCM} := \frac{(V_i - V_o) \cdot D}{(\Delta i_L \cdot f_s)} = 30.763 \cdot \mu H$$

Igual o mayor para garantizar CCM
y reducir rizado de corriente

Se normaliza el inductor:

$$L_{CCM} := 33 \mu H$$

Se dimensiona el condensador:

$$C_w := \frac{V_o \cdot (1 - D)}{8 \cdot \Delta V_c \cdot L_{CCM} \cdot (f_s^2)} = 48.106 \cdot \mu F$$

Igual o superior para disminuir el rizado de tensión

Normalizamos el condensador:

$$C_w := 56 \mu F$$

Se obtiene la corriente máxima y mínima por el inductor:

$$I_{LMAX} := I_o + \frac{(V_i - V_o) \cdot D}{(2 \cdot L_{CCM} \cdot f_s)} = 63.083 A$$

$$I_{LMIN} := I_o - \frac{(V_i - V_o) \cdot D}{(2 \cdot L_{CCM} \cdot f_s)} = 57.465 A$$

Corriente mínima Límite para permanecer en CCM:

$$I_{o.min} := \frac{(V_i - V_o) \cdot D}{(2 \cdot L_{CCM} \cdot f_s)} = 2.809 \text{ A}$$

Cálculo de parametros necesarios para la elección de componentes:

$$\text{Tension}_{\text{bobina}} := V_i - V_o = 25.4 \cdot \text{V}$$

$$\text{Tension}_{\text{diodo}} := V_i = 40 \cdot \text{V}$$

$$\text{Tensión}_{\text{mosfet}} := V_i = 40 \cdot \text{V}$$

$$\text{Tensión}_{\text{condensador}} := V_o = 14.6 \cdot \text{V}$$

$$\text{Corriente}_{\text{pico.condensador}} := \frac{\Delta i_L}{2} = 3.014 \text{ A}$$

$$\text{Corriente}_{\text{eficaz.condensador}} := \frac{\text{Corriente}_{\text{pico.condensador}}}{\sqrt{3}} = 1.74 \text{ A}$$

2. Cálculos del Flyback

$$V_{in_max} := 14.6V \quad V_{in_min} := 12.75V \quad I_{in} := 60A \quad V_{out} := 230 \cdot \sqrt{2} \cdot 1.2V = 390.323 \cdot V \quad P_o := 3000W$$

$$\Delta I_o := 5\%$$

Modo de conducción continua

$$D := 0.5$$

$$\Delta V_o := 1\%$$

$$f_{sw} := 120kHz \quad I_o := \frac{P_o}{V_{out}} = 7.686A$$

$$R_{load} := \frac{V_{out}}{I_o} = 50.784 \cdot \Omega$$

Se determinan rizados de tensión y corriente a la salida:

$$\Delta I_o := \Delta I_o \cdot I_o = 0.3884A$$

$$\Delta V_o := \Delta V_o \cdot V_{out} = 3.903 \cdot V$$

Se calcula relación de espiras entre el primario y el secundario con $D=0.5$ fijo:

$$N_{12} := \left(\frac{V_{in_min}}{V_{out}} \right) \cdot \left(\frac{D}{1-D} \right) = 0.033$$

$$D_{min} := \frac{V_{out} \cdot N_{12}}{V_{in_max} + (V_{out} \cdot N_{12})} = 0.466$$

Corriente media por el devanado primario y secundario:

$$I_{L1_media} := \frac{D \cdot I_o}{(1-D) \cdot N_{12}} = 235.294A$$

$$I_{L2_media} := I_o$$

Calculo de inductancias del secundario y del primario (sobredimensionando un 10% para un menor rizado de corriente a la salida):

$$L_2 := 1.1 \cdot \left[\frac{(1-D) \cdot V_{out}}{\Delta I_o \cdot f_{sw}} \right] = 4.655 \cdot mH$$

$$L_1 := L_2 \cdot (N_{12})^2 = 4.967 \cdot \mu H$$

Rizado de la corriente de entrada:

$$\Delta I_1 := \frac{(D \cdot V_{in_max})}{f_{sw} \cdot L_1} = 12.247 \cdot A$$

Cálculo de corrientes máximas y mínimas en el primario y secundario:

$$I_{1_{\max}} := \left[\frac{I_o}{(1-D) \cdot N_{12}} \right] + \left(\frac{D \cdot V_{in_max}}{2 \cdot L_1 \cdot f_{sw}} \right) = 476.712 \text{ A}$$

$$I_{1_{\min}} := \left[\frac{I_o}{(1-D) \cdot N_{12}} \right] - \left(\frac{D \cdot V_{in_max}}{2 \cdot L_1 \cdot f_{sw}} \right) = 464.465 \text{ A}$$

$$I_{2_{\max}} := \left(\frac{I_o}{1-D} \right) + \left[\frac{(1-D) \cdot V_{out} \cdot (N_{12})^2}{2 \cdot L_1 \cdot f_{sw}} \right] = 15.547 \text{ A}$$

$$I_{2_{\min}} := \left(\frac{I_o}{1-D} \right) - \left[\frac{(1-D) \cdot V_{out} \cdot (N_{12})^2}{2 \cdot L_1 \cdot f_{sw}} \right] = 15.197 \text{ A}$$

$$\Delta I_1 := I_{1_{\max}} - I_{1_{\min}} = 12.247 \text{ A}$$

$$\Delta I_2 := I_{2_{\max}} - I_{2_{\min}} = 0.349 \text{ A}$$

Coincide con lo calculado previamente:

$$I_{L1_average} := D \cdot \left(\frac{I_{1_{\max}} + I_{1_{\min}}}{2} \right) = 235.294 \text{ A} \quad I_{L2_average} := (1-D) \cdot \left(\frac{I_{2_{\max}} + I_{2_{\min}}}{2} \right) = 7.686 \text{ A}$$

Se determinan potencias suponiendo un convertidor con un rendimiento del 100%:

$$P_i := I_{L1_media} \cdot V_{in_min} = 3 \cdot \text{kW}$$

$$P_{out} := I_{L2_average} \cdot V_{out} = 3 \cdot \text{kW}$$

Rizado del primario y secundario:

$$\Delta I_{\text{primario}} := \frac{\Delta I_1}{I_{L1_average}} = 5.205 \cdot \%$$

$$\Delta I_{\text{secundario}} := \frac{\Delta I_2}{I_{L2_average}} = 4.545 \cdot \%$$

Cálculo del valor eficaz de las corrientes en el primario y secundario:

$$I_{L1_RMS} := \sqrt{\left(\frac{D}{3} \right) \cdot \left[(I_{1_{\max}})^2 + (I_{1_{\min}})^2 + I_{1_{\max}} \cdot I_{1_{\min}} \right]} = 332.766 \text{ A}$$

$$I_{L2_RMS} := \sqrt{\left(\frac{1-D}{3} \right) \cdot \left[(I_{2_{\max}})^2 + (I_{2_{\min}})^2 + I_{2_{\max}} \cdot I_{2_{\min}} \right]} = 10.87 \text{ A}$$

Se despeja el condensador (con un margen de 20%) y su resistencia serie interna:

$$C_{\min} := 1.2 \cdot \frac{I_o \cdot D}{\Delta v_o \cdot f_{sw}} = 9.846 \cdot \mu\text{F}$$

El condensador debe soportar una tensión en DC igual o mayor a V_{out}

$$ESR_{c_{\min}} := \frac{\Delta v_o}{I_{2_{\max}}} = 0.251 \cdot \Omega$$

ESR.c es lo que limita el sistema, se busca una similar aunque tenga más microfaradios.

Cálculo de la corriente que soporta el condensador mediante la obtención del área de la corriente por el condensador::

$$T_{\text{sw}} := \frac{1}{f_{sw}} = 8.333 \times 10^{-6} \text{ s} \quad N_{21} := \frac{1}{N_{12}} = 30.614 \quad C_{\text{vishay}} := 390 \mu\text{F}$$
$$ESR_{C_{\text{vishay}}} := 0.270 \Omega$$

$$I_1 := I_{2_{\max}} - I_o = 7.861 \text{ A}$$

$$I_2 := I_{2_{\min}} - I_o = 7.511 \text{ A}$$

$$K_1 := (-I_o)^2 = 59.074 \text{ A}^2$$

$$K_2 := \frac{(I_1^2 + I_2^2 + I_1 \cdot I_2)}{3} = 59.084 \text{ A}^2$$

$$I_{C_{\text{RMS}}} := \sqrt{(D \cdot K_1) + [(1 - D) \cdot K_2]} = 7.686 \text{ A}$$

Se despeja el condensador (con un margen de 20%) y su resistencia serie interna:

$$C_{\min} := 1.2 \cdot \frac{I_o \cdot D}{\Delta v_o \cdot f_{sw}} = 9.846 \cdot \mu\text{F}$$

El condensador debe soportar una tensión en DC igual o mayor a V_{out}

$$ESR_{C_{\min}} := \frac{\Delta v_o}{I_{2_{\max}}} = 0.251 \cdot \Omega$$

ESR.c es lo que limita el sistema , se busca una similar aunque tenga más microfaradios.

Cálculo de la corriente que soporta el condensador mediante la obtención del área de la corriente por el condensador::

$$T_{\text{sw}} := \frac{1}{f_{sw}} = 8.333 \times 10^{-6} \text{ s} \quad N_{21} := \frac{1}{N_{12}} = 30.614 \quad C_{\text{vishay}} := 390 \mu\text{F}$$

$$ESR_{C_{\text{vishay}}} := 0.270 \Omega$$

$$I_1 := I_{2_{\max}} - I_o = 7.861 \text{ A}$$

$$I_2 := I_{2_{\min}} - I_o = 7.511 \text{ A}$$

$$K_1 := (-I_o)^2 = 59.074 \text{ A}^2$$

$$K_2 := \frac{(I_1^2 + I_2^2 + I_1 \cdot I_2)}{3} = 59.084 \text{ A}^2$$

$$I_{C_{\text{RMS}}} := \sqrt{(D \cdot K_1) + [(1 - D) \cdot K_2]} = 7.686 \text{ A}$$

Se necesitan 4 condensadores en paralelo para para alcanzar I_{c_Rms}

$$C := C_{\text{vishay}} \cdot 4 = 1.56 \times 10^{-3} \cdot \text{F}$$

Valores del condensador a implementar en la simulación:

$$ESR_c := \frac{ESR_{C_{\text{vishay}}}}{4} = 0.068 \cdot \Omega$$

Corriente de salida e inductancia magnetizante mínimas para garantizar CCM:

$$L_{\text{mag_min_CCM}} := \frac{V_{\text{in_min}} \cdot (1 - D) \cdot D \cdot T \cdot N_{12}}{2 \cdot I_o} = 0.056 \cdot \mu\text{H}$$

$$I_{o_{\min}} := \frac{[V_{\text{in_min}} \cdot (1 - D) \cdot D \cdot T \cdot N_{12}]}{2 \cdot L_1} = 0.087 \text{ A}$$

Cálculo del transistor MOSFET:

$$V_{\text{DS_MAX}} := V_{\text{in_max}} + N_{12} \cdot V_{\text{out}} = 27.35 \cdot \text{V}$$

$$I_{\text{D_max}} := N_{21} \cdot I_o \cdot \left(\frac{D}{1 - D} \right) = 235.294 \text{ A}$$

Cálculo del diodo rectificador (Tensión máxima):

$$V_{D1_max} := V_{out} + \left(\frac{V_{in_max}}{N_{12}} \right) = 837.281 \cdot V$$

$$I_{D_max} := I_{2_max}$$

2.Cálculos del Inversor monofásico (VSI)

Modulación SPWM(unipolar)

Datos

$$kva := kW$$

$$S := 3kva \quad \cos\phi := 0.95 \quad V_{s_{rms}} := 230 \cdot V \quad f_s := 50Hz \quad f_{sw} := 24000Hz$$
$$V_{ac_{rms}} := 230 \cdot V$$

Tensión proveniente del Flyback, el rizado se considera despreciable:

$$V_{dc_{max}} := 390V$$

Se supone un inversor ideal con un rendimiento del 100%

$$i_C = i_i \quad \eta := 1 \quad S = 3 \cdot kva \quad \cos\phi := 0.95 \quad \phi := \arccos(0.95) = 0.318$$



$$P_o := S \cdot \cos\phi = 2.85 \times 10^3 \text{ W}$$

$$P_i := \frac{P_o}{\eta} = 2.85 \times 10^3 \text{ W}$$

Apartir del triángulo de potencias, se puede establecer que la mayoría de potencia aparente se corresponde con potencia activa (útil), mientras que un 5% se corresponde con potencia reactiva que es necesaria para las corrientes que generan los campos magnéticos en los inductores y los campos electrostáticos de los condensadores..

$$V_{o1_rms} := 230V$$

$$V_{o1_max} := V_{o1_rms} \cdot \sqrt{2} = 325.269 V$$

$$m_{a_min} := \frac{V_{o1_max}}{V_{dc_max}} = 0.834$$

- $10 m\Omega < R_c < 50 m\Omega$

$$\%_{vo} := 0.0025 \quad \text{Se elige 0.25\% para diseñar, con que sea <1\% es suficiente}$$

$$R_c := 0.025\Omega$$

$$V_{sh_max} := V_{o1_max} \cdot \%_{vo} = 0.813 V \quad \text{Amplitud del armónico a la salida una vez filtrado}$$

Frecuencia de los armónicos:

$$f_{conm} := 24kHz \quad f_{o1} := 50Hz$$

$$m_f := \frac{f_{conm}}{f_{o1}} = 480$$

Al tratarse de modulación SPWM unipolar, el mayor armónico aparece:

$$f_{oh} := (2m_f - 1) \cdot f_{o1} = 47.95 kHz$$

Según la tabla de modulación unipolar, se observa la amplitud del armónico $2m_f - 1$

$$m_{a_min} = 0.834 \quad m_{a_tabla_aprox} := 0.303 \quad m_{a_tabla} := 0.315$$

$$V_{bus} := \frac{V_{o1_rms} \cdot \sqrt{2}}{m_{a_min}} = 390 V$$

$$V_{oh1} := m_{a_tabla_aprox} \cdot V_{bus} = 118.17 V$$

$$m_a := 0.8$$

$$V_{bus} := \frac{V_{o1_rms} \cdot \sqrt{2}}{m_a} = 406.586 V$$

$$V_{oh1} := m_{a_tabla} \cdot V_{bus} = 128.075 V$$

La tensión máxima del armónico $2mf+1$ se produce para el mínimo índice de modulación $ma=0.8$.
Con este dato se procede a calcular la atenuación que debe aplicar el filtro:

$$V_{oh1} := 128.075V \quad V_{sh_max} = 0.813V \quad f_{oh} = 47.95 \text{ kHz}$$

$$G_{foh} := \frac{V_{sh_max}}{V_{oh1}} = 6.349 \times 10^{-3}$$

$$20 \cdot \log(G_{foh}) = -43.946 \text{ dB}$$

Diseño del filtro:

$$j := i \quad V_{s_rms} := 230V$$

Se calcula la potencia activa, reactiva y el valor eficaz de la corriente por la carga:

$$P_s := S \cdot \cos\phi = 2.85 \cdot kW$$

$$Q_{s_va} := S \cdot \sin(\phi) = 0.937 \cdot kva$$

$$I_{s_rms} := \frac{S}{V_{s_rms}} = 13.043 \text{ A}$$

Se calcula la impedancia a 50Hz y la resistencia e inductancia en la bobina:

$$Z_{Load} := \frac{V_{s_rms}}{I_{s_rms}} = 17.633 \Omega$$

$$R_{Load} := Z_{Load} \cdot \cos(\phi) = 16.752 \Omega \quad \frac{P_o}{I_{s_rms}^2} = 16.752 \Omega$$

$$X_{Load} := Z_{Load} \cdot \sin(\phi) = 5.506 \Omega \quad \frac{Q_{s_va}}{I_{s_rms}^2} = 5.506 \Omega$$

$$L_{Load} := \left| \frac{X_{Load} \cdot s}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot j} \right| = 17.526 \cdot \text{mH}$$

Función de transferencia del filtro más la carga:

$$Z_{Load}(w) := R_{Load} + L_{Load} \cdot w \cdot j$$

$$Z_c(w) := R_c + \frac{1}{C_f \cdot w \cdot j}$$

$$Z_2(w) := \frac{1}{\frac{1}{Z_{\text{Load}}(w)} + \frac{1}{Z_c(w)}}$$

$$Z_1(w) := L_f \cdot w \cdot j$$

$$Z_{\text{filtro}}(w) := Z_2(w) + Z_1(w)$$

Se determina la capacidad del filtro para que absorba una corriente máxima fundamental del 10% :

$$V_{s_rms} = 230 \text{ V} \quad f_{s1} := 50 \text{ Hz}$$

$$I_{s1_rms} := \frac{V_{s_rms}}{Z_{\text{Load}}} = 13.043 \text{ A}$$

$$I_{\text{Cfl_rms}} := 0.1 \cdot I_{s1_rms}$$

$$I_{\text{Cfl_rms}} = 1.304 \text{ A}$$

Resistencia del condensador a la frecuencia de la componente fundamental:

$$X_{\text{Cfl}} := \frac{V_{s_rms}}{I_{\text{Cfl_rms}}} = 176.333 \Omega$$

Capacitancia del condensador:

$$C_f := \frac{1}{X_{\text{Cfl}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{s1}} = 18.052 \cdot \mu\text{F}$$

Se escoje un condensador normalizado inferior:

$$C_c := 18 \mu\text{F}$$

$$\text{ESR}_c := 0.025 \Omega$$

Se determina la inductancia del filtro a la frecuencia (f_{oh}) que aparece el mayor armónico:

$$f_{oh} = 47.95 \text{ kHz}$$

$$20 \cdot \log(G_{f_{oh}}) = -43.946 \text{ dB}$$

$$G_{f_{oh}} = 6.349 \times 10^{-3}$$

$$Z_{Load}(w) := R_{Load} + L_{Load} \cdot w \cdot j$$

$$Z_c(w) := R_c + \frac{1}{C_f \cdot w \cdot j}$$

$$Z_2(w) := \frac{1}{\frac{1}{Z_{Load}(w)} + \frac{1}{Z_c(w)}}$$

$$Z_1(w) := L_f \cdot w \cdot j$$

$$V_{Load} := V_o \cdot \frac{Z_2(w)}{Z_2(w) + Z_1(w)} \quad G_{filtro}(w) := \frac{Z_2(w)}{Z_2(w) + L_f \cdot w \cdot j}$$

Dado

$L_f := 1 \text{ mH}$ Un punto entorno al que buscar, no es relevante para el diseño del inversor

$$w_{oh} := 2\pi \cdot f_{oh}$$

$$w_{oh} = 3.013 \times 10^5 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$G_{f_{oh}} = 6.349 \times 10^{-3}$$

$$\left| \frac{Z_2(w_{oh})}{Z_2(w_{oh}) + L_f \cdot w_{oh} \cdot j} \right| = G_{f_{oh}}$$

$$L_f := \text{Find}(L_f)$$

Inductancia mínima para lograr la atenuación deseada sobre el primer armónico.

$$|L_f| = 96.672 \cdot \mu\text{H}$$

De forma más exacta se puede despejar la inductancia para un determinado valor de factor de calidad, en este caso $Q=1$:

$$Q := 1$$

Dado

$L_f := 1\text{mH}$ Un punto entorno al que buscar, no es relevante para el diseño del inversor

$$Q = R_{\text{Load}} \sqrt{\frac{C_f}{L_f}}$$

$$L_f := \text{Find}(L_f)$$

$$|L_f| = 5.051 \times 10^3 \cdot \mu\text{H} \quad \text{Valor de inductancia para el sistema}$$

$$L_f := 5.051\text{mH}$$

Se recalcula para la nueva inductancia:

$$G_{fh} := \left| \frac{Z_2(w_{oh})}{Z_2(w_{oh}) + L_f \cdot w_{oh} j} \right| = 1.223 \times 10^{-4}$$

$$20 \cdot \log(G_{fh}) = -78.251$$

Al escoger una inductancia más grande, la atenuación a la frecuencia de aparición del primer armónico es mayor, además de reducirse el rizado de corriente en la carga.

Se verifica que la tensión del armónico será menor:

$$V_{oh1} = 128.075 \text{ V}$$

$$V_{oh_filtrada} := V_{oh1} \cdot G_{fh} = 0.016 \text{ V}$$

Se cumple con la especificación:

$$\frac{V_{oh_filtrada}}{\sqrt{2} \cdot V_{s_rms}} = 4.816 \times 10^{-3} \% < \%_{vo} = 0.25 \%$$

El filtro posee las siguientes características:

$$R_{\text{Load}} = 16.752 \Omega \quad C_f = 18 \cdot \mu\text{F} \quad \text{ESR}_C := 0.025 \cdot \Omega \quad L_f := 5.051 \text{mH}$$

$$L_{\text{Load}} = 17.526 \text{mH}$$

Diagrama de bode de la respuesta del filtro:

$$G_{\text{filtro}}(w) := \frac{Z_2(w)}{Z_2(w) + L_f \cdot w \cdot j}$$

$$\text{Fase}(f) := \arg(G_{\text{filtro}}(2 \cdot \pi \cdot f))$$

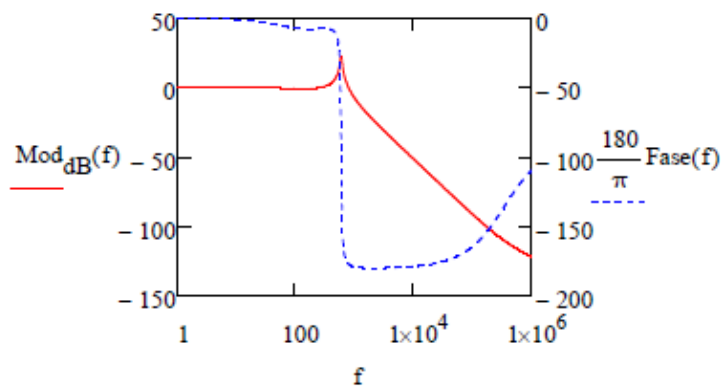
$$\text{Mod}_{\text{dB}}(f) := 20 \cdot \log(|G_{\text{filtro}}(2 \cdot \pi \cdot f)|)$$

$$w_n := \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_c}{R_{\text{Load}}}\right)} \cdot L_f \cdot C_f} = 3.314 \times 10^3 \frac{1}{\text{s}}$$

$$f_n := \frac{w_n}{2 \cdot \pi} = 527.438 \frac{1}{\text{s}}$$

Factor de calidad del filtro:

$$Q := \frac{1}{\left(R_c \cdot C_f + \frac{L_f}{R_{\text{Load}}}\right) \cdot w_n} = 0.999$$





ANEXO 2: ODS-Objetivos de Desarrollo Sostenible

1. ¿Qué son los ODS?

Se trata de 17 objetivos de desarrollo sostenible (ODS) con sus 169 metas, estos objetivos son de carácter indivisible e integrado, de alcance global y aplicación universal, tienen en cuenta las diversas realidades, capacidades y niveles de desarrollo de cada país, respetando sus políticas e intereses nacionales.

OBJETIVOS DE DESARROLLO SOSTENIBLE



Figura 109. Objetivos y metas del desarrollo sostenible. Fuente: [38]

2. ¿Por qué se crearon los objetivos de desarrollo sostenible?

Los ODS constituyen un llamamiento universal al acto de poner fin a la pobreza, preservar el medio ambiente y mejorar la vida de las personas de todo el planeta.

3. ¿Qué ODS se han tenido en cuenta para este proyecto?

Debido a la naturaleza de cada ODS, no todos se pueden aplicar a un mismo proyecto, por lo tanto, se han seleccionado los siguientes ODS que cumple el presente proyecto:

3.1 Energía asequible y no contaminante



Figura 110. ODS 7. Energía asequible y no contaminante. Fuente: [39]

La energía está evolucionando hacia la sostenibilidad y accesibilidad global. En estas últimas décadas, los países más desfavorecidos han comenzado a tener acceso a suministro eléctrico, la eficiencia del suministro energético continua en ascenso y las energías renovables cada vez ocupan un mayor porcentaje respecto al total de energía generada a nivel mundial.

El ODS 7 establece una serie de puntos en materia de energía que se esperan cumplir en el año 2030:

7.1 Garantizar un suministro energético moderno, asequible, universal y fiable.

7.2 Incrementar el porcentaje de generación de energía procedente de fuentes renovables.

7.3 Duplicar la tasa de mejora de la eficiencia energética mundial.

7.a Promover la inversión en infraestructura energética y tecnologías limpias, además de incrementar la cooperación internacional en materia de acceso a investigación en energías renovables.

7.b Prestar servicios energéticos modernos y sostenibles mediante la mejora tecnológica, especialmente en pequeños estados sin litoral y países en vías de desarrollo.

3.2 Producción y consumo responsables

Del mismo modo, el ODS 12 establece una serie de puntos en materia de producción y consumo energético que se esperan cumplir en el año 2030:



Figura 111. ODS 12. Producción y consumo responsables. Fuente: [40]

Las fuerzas impulsoras de la economía mundial son la producción y consumo energético, los cuales, requieren la explotación de recursos naturales y modificación de los ecosistemas del planeta, lo que tiene efectos destructivos sobre el medio ambiente.

El progreso económico, social y tecnológico de los últimos 100 años ha sido proporcional al grado de degradación medioambiental que ha sufrido el planeta, que, de seguir así, provocará la extinción de la especie humana y muchas otras formas de vida presentes en la actualidad.

La producción y consumo sostenible consiste en emplear menos recursos para obtener el mismo producto o servicio, es decir, incrementar la eficiencia en el aprovechamiento de los recursos naturales. Además, es de vital importancia promover un estilo de vida sostenible entre la población, cosa que se logra mediante la concienciación y educación en materia medioambiental.

Además, este ODS pretende que la producción y consumo sostenible permitan erradicar la pobreza y alcanzar una economía verde, donde las emisiones de dióxido de carbono sean reducidas.

El ODS 12 tiene una serie de metas que se esperan cumplir en el año 2030:

12.2 Conseguir gestionar y utilizar de forma sostenible y eficiente los recursos naturales.

12.5 Reducir notablemente la generación de residuos mediante la prevención, reducción, reciclado y reutilización de los materiales que forman un determinado producto.



12.7 Incentivar la adquisición de este pensamiento por parte de las instituciones públicas, siempre que respeten las políticas e intereses nacionales.

12.8 Garantizar que todas las personas del planeta dispongan de información y conocimientos



ANEXO 3: Mercado CE y compatibilidad electromagnética

Aunque el diseño elaborado en este proyecto no se va a materializar, se incluye el marcado CE como anexo.

Este marcado es fundamental para permitir la comercialización de un producto en la unión europea, se trata de un marcado que garantiza el cumplimiento de los requisitos mínimos de un producto para que su comercialización sea

1. ¿Qué es el marcado CE para dispositivos electrónicos?

Este marcado permite validar que un dispositivo electrónico cumple con las directivas europeas en materia de seguridad y salud, compatibilidad electromagnética y otros requerimientos según el tipo de dispositivo.

Obtener el marcado CE permite que un producto pueda comercializarse en los países de la zona euro.



Figura 112. Marcado CE. Fuente:[41]

2. Incumplimiento del marcado CE

Si se detecta un producto electrónico en el mercado que no tenga el marcado CE puede enfrentarse a diferentes consecuencias:

- La retirada del mercado del producto.
- Sanciones económicas
- Y en casos de extrema gravedad se podrá prohibir nuevamente la venta del producto.

3. Requisitos para considerarse producto electrónico

- Debe ser un aparato vendido como una única unidad funcional.
- Estar sometido a tensión eléctrica, bien sea a la entrada y a la salida o una de ambas.
- Susceptible de recibir interferencias electromagnéticas (EMI).
- Capaz de producir EMIs.

4. Objetivos del marcado CE

Prevenir accidentes causados por un producto electrónico, para ello, todo producto debe cumplir la Directiva 2001/95/CE relativa a la seguridad general y superar diferentes pruebas y ensayos realizados en un laboratorio homologado.

5. Normativa para la obtención del marcado CE en productos electrónicos

Existen dos directivas fundamentales:

- Directiva 2014/35/UE para dispositivos con una tensión nominal alterna de entre 50 y 1000 V, y para una tensión nominal en DC de entre 75 V y 1000 V
- Directiva 2014/30/UE centrada en superar pruebas de compatibilidad electromagnética (EMC).

6. ¿Cómo obtener el marcado CE?

La responsabilidad de certificar que un dispositivo cumple todas las normas y requisitos para ser comercializado en un determinado país o conjunto de países es el fabricante. En el caso de la unión europea se debe cumplir el procedimiento mostrado en la Figura 113:



Figura 113. Fases del proceso para adquirir el marcado CE. Fuente: [42]

7. Colocación del marcado CE

Se debe colocar de forma visible y legible, conservando las proporciones sobre el producto y debe ir seguido del número de identificación de todos los organismos notificadores que han participado en la obtención del marcado. Además, debe colocarse al final de la fase de producción y está prohibido colocar símbolos que se confundan con el marcado CE.

8. Compatibilidad electromagnética

La compatibilidad electromagnética (CEM), garantiza que un dispositivo electrónico es apto para trabajar en entornos con altos niveles de interferencias electromagnéticas, así como evitar que el propio dispositivo genere dichas interferencias, las cuales pueden afectar negativamente a otros dispositivos. La directiva de la unión europea (UE) que dictamina los requisitos necesarios para comercializar un producto que emite o es susceptible de sufrir interferencias electromagnéticas es la Directiva 2014/30/UE del Parlamento Europeo y del Consejo del 26 de febrero de 2014.



En el caso de los convertidores electrónicos de potencia, estos emiten interferencias electromagnéticas (EMI) debido a la conmutación de alta frecuencia de los transistores. Estas EMI afectan a otros dispositivos de manera negativa, induciendo corrientes en conductores eléctricos, un mal funcionamiento de sistemas de comunicación y provocando en los casos más extremos la destrucción física de ciertos componentes.

Para mitigar las EMI existen numerosas técnicas que permiten la compatibilidad entre dispositivos electrónicos:

- Uso de apantallamiento en los conductores.
- Implementar planos de masa y distribuir estratégicamente los componentes en una PCB (*Printed Circuit Board*).
- Utilización de filtros de línea, filtros de modo común y supresores de ruido (filtros EMI).
- Obtener certificaciones y homologaciones en laboratorios acreditados.
- Superar pruebas de compatibilidad electromagnética realizadas en laboratorios autorizados.



ANEXO 4: Código en C del algoritmo P&O

DECLARACION DE VARIABLES:

```
#include <Stdlib.h>
#include <String.h>
#include <math.h>
static float T;
static float t_mppt;
static float P_old;
static float P;
static float Vpv;
static float Ipv;
static float Vbateria;
static float Vref;
static float S;
static float dVref;
```

Bucle principal:

```
void RunSimUser(double t, double delt, double *in, double *out, int
*pnError, char * szErrorMsg);
{
T=25e-3;           //Se define el paso de perturbación
dVref=0.5;        // Se define la amplitud en voltios del escalón
Vpv=in[0];        //Se almacena la tensión del sistema fotovoltaico
Ipv=in[1];        //Se almacena la corriente del sistema fotovoltaico
Vbateria=in[2];   //Se guarda en una variable la tensión de la
batería

P=Vpv*Ipv;        //Se calcula la potencia actual

if(t<=delt)      //Inicialización de variables (Solo sucede una vez al
principio de la simulación)
{
t_mppt=0;        //contador de tiempo (Ta)
```



```
P_old=880;      // Se inicia en el MPP
S=1;           //Sentido de perturbación positivo
Vref=40;       // Inicio en el votaje a máxima potencia
}

t_mppt=t_mppt + delt; //Se incremena el contador

if(t_mppt>=T && Vpv<48) //Se verifica que se ha cumplido
el tiempo al que perturbar
{
    //Se verifica que se está por debajo de la tensión de
cortocircuito
    if(P<P_old) // Se comparan potencias
    {
        S=(-1)*S; //Se invierte el sentido de perturbación
    }

    if(Vbateria>=14.6){
        S=1; //Sentido de perturbación positivo
    }
    Vref=Vref+S*dVref; //Se modifica la tensión de referencia
    P_old=P; //Se almacena la potencia actual en la potencia previa
    t_mppt=0; //Se resetea el contador
}
else{

Vref=48; //Se carga la batería con la máxima
tensión y menor potencia (disminuye la corriente de carga) para
preservar vida útil
t_mppt=0;

}
```




```
out[0]=Vref;           //Se establece la tensión de referencia como  
salida  
}
```





UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

Diseño y simulación de una estación de generación y almacenamiento
de energía solar fotovoltaica portátil basada en convertidores
electrónicos de potencia conmutados

TRABAJO FIN DE GRADO

DOCUMENTO N.º 5: PLIEGO DE CONDICIONES

GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y
AUTOMÁTICA

AUTOR:

El Aoud Belbasser, Sofiane

TUTOR/A: Patrao Herrero, Iván

CURSO ACADÉMICO: 2022/2023



Índice del pliego de condiciones

5. Condiciones Generales	138
5.1 Vigencia	138
5.2 Descripción	138
5.3 Pliegos Oficiales	138
5.4 Modificaciones	138
5.5 Dirección e Inspección	138
6. Condiciones Facultativas	139
7. Condiciones Técnicas	139
7.1 Conductores Eléctricos	139
7.2 Placas Solares	139
7.3 Batería	140
7.4 Condiciones de los materiales del subsistema Buck	141
7.4.1 Inductor	141
7.4.2 Transistor MOSFET	142
7.4.3 Diodo de Potencia	142
7.4.4 Condensador electrolítico	142
7.5 Condiciones de los materiales del subsistema Flyback	143
7.5.1 Transformador	143
7.5.2 Transistor MOSFET	143
7.5.3 Diodo	144
7.5.4 Condensador electrolítico	144
7.6 Condiciones de los materiales del subsistema Inversor	144
7.7 Condiciones materiales del subsistema microcontrolador	144
7.8 Condiciones de los materiales del subsistema sensores	144
7.9 Condiciones materiales del subsistema PCB	144
7.10 Control de calidad	145
8. Pruebas de servicio	145
9. Ecodiseño	145

5. Condiciones Generales

Este proyecto tiene carácter de obligado cumplimiento una vez que esté debidamente sellado y legalizado. Cualquier modificación que se desee realizar durante su ejecución debe recibir una aprobación previa.

5.1 Vigencia

Durante la ejecución del diseño y montaje hasta su finalización, este pliego de condiciones, junto con todos sus artículos, estará vigente. Se entiende que el contratista aceptará todos los puntos mencionados en este documento. En caso de discrepancias entre los diferentes documentos del proyecto, se establecerá un orden de prioridad según las directrices de la norma 1571. Dicho orden es el siguiente:

1. Planos
2. Pliego de condiciones
3. Presupuesto
4. Memoria

5.2 Descripción

El presente proyecto regula, para su legalización, el diseño, prototipado y montaje de una estación de generación y almacenamiento de energía solar fotovoltaica portátil basada en convertidores electrónicos de potencia conmutados, destinada al autoconsumo energético.

5.3 Pliegos Oficiales

En el contexto nacional, existen varios decretos que regulan el diseño, fabricación, distribución y gestión ambiental de los residuos derivados del producto. Uno de ellos es el Real Decreto 188/2016, de 6 de mayo, el cual establece los requisitos para la venta y puesta en marcha. Además, el Real Decreto 27/2021, de 19 de enero, aborda específicamente la gestión de residuos electrónicos, tales como baterías y pilas. Además, se debe cumplir con la Directiva 2014/35/UE aplicable a dispositivos con un voltaje nominal en AC de entre 50 a 1000 V y para dispositivos con una tensión nominal en corriente continua comprendida entre 75 y 1000 V. Seguidamente, al tratarse de un dispositivo susceptible de emitir y sufrir interferencias electromagnéticas, se debe cumplir la normativa recogida en la Directiva 2014/30/UE destinada a satisfacer requisitos de compatibilidad electromagnética (CEM). Finalmente, el cumplimiento de las disposiciones legales es responsabilidad del fabricante. Debido a que la naturaleza del producto es un dispositivo electrónico, tanto el contratista como los potenciales poseedores del producto están en la obligación de cumplir de manera imperativa con todas las disposiciones establecidas en el Real Decreto 27/2021.

5.4 Modificaciones

Durante la implementación del proyecto, se podrán efectuar las modificaciones que se consideren adecuadas, siempre y cuando sean aprobadas por el responsable de la dirección del proyecto y por la entidad contratante.

5.5 Dirección e Inspección

El responsable de la dirección del proyecto es el encargado de dirigir la fabricación, además de poder delegar la ejecución práctica del montaje en personal cualificado.

6. Condiciones Facultativas

Las responsabilidades del director de proyecto abarcan la supervisión y evaluación de las actividades ejecutadas, la evaluación de los materiales utilizados, la concesión de las autorizaciones pertinentes al proyecto y la programación de las tareas. En el escenario en que no se especifiquen los materiales, se exige que cumplan con los requisitos de funcionamiento y tolerancia mínimos, y además, deben estar normalizados y contar con la aprobación expresa del director de proyecto. Todas las labores se ejecutarán en conformidad con el proyecto base establecido en el contrato y las modificaciones aprobadas previamente. En situaciones donde surjan incertidumbres, omisiones o se presenten cambios presupuestarios, se constituirá un comité integrado por los proyectistas, el director de proyecto y, en caso necesario, el contratista, con el fin de deliberar y determinar la solución más idónea y económicamente viable. Este proceso de toma de decisiones se realiza con el objetivo de garantizar la óptima ejecución del proyecto y el cumplimiento de sus objetivos establecidos.

7. Condiciones Técnicas

A continuación, se exponen las condiciones para los materiales del dispositivo, conexión y parámetros eléctricos de los distintos componentes de cada subsistema. Además, todos los subsistemas del presente proyecto se encuentra sujetos a las disposiciones establecidas en el Real Decreto 186/2016, que define los requisitos de compatibilidad electromagnética aplicables a los equipos eléctricos y electrónicos. Asimismo, es necesario cumplir con la normativa establecida en el Real Decreto 219/2013, del 22 de marzo, que restringe el uso de sustancias peligrosas en dispositivos eléctricos y electrónicos, debido a la inclusión de componentes electrónicos en el proyecto. Seguidamente, se debe tener en cuenta el cumplimiento del Real Decreto 27/2021, del 19 de enero, que regula las gestiones ambientales de pilas, acumuladores y residuos de equipos eléctricos y electrónicos (RAEE) asociados a este proyecto.

7.1 Conductores Eléctricos

Los conductores utilizados en el proceso de generación de energía serán de cobre unipolar (UNE 21022), los cuales estarán aislados con polietileno reticulado. Estos conductores cumplirán con los requisitos de la norma UNE 21022, garantizando un bajo nivel de emisión de humos y gases corrosivos, además de ser libres de halógenos. Asimismo, se exigirá que todos los conductores utilizados el sistema fotovoltaico y el dispositivo electrónico cumplan con las especificaciones establecidas en la norma UNE-EN 50618 y tengan una longitud mínima de dos metros.

La sección de los conductores a instalar a la salida del sistema fotovoltaico será de 10 mm², y el sistema no requerirá de toma de tierra puesto que es un sistema aislado.

7.2 Placas Solares

Los módulos fotovoltaicos deben contar con el marcado CE, conforme al Real Decreto 187/2016, del 6 de mayo, que establece los requisitos de seguridad para el material eléctrico utilizado dentro de ciertos límites de tensión. Además, deben cumplir con la norma UNE-EN IEC 61730-1, que califica la seguridad de los módulos fotovoltaicos, y con la norma UNE-EN 50380:2018, que establece los requisitos de marcado y documentación para dichos módulos. Dependiendo de la tecnología del módulo, también deberán cumplir con las siguientes normas: UNE-EN 61215-1-2 para módulos fotovoltaicos terrestres, UNE-EN 61646 para

módulos fotovoltaicos de lámina delgada y UNE-EN 62108 para módulos y sistemas fotovoltaicos de concentración.

Los módulos fotovoltaicos deben llevar de manera visible e indeleble el modelo, nombre o logotipo del fabricante, así como una identificación individual o número de serie que permita rastrear su fecha de fabricación.

Se utilizarán módulos que cumplan con las siguientes características técnicas: deben incluir diodos de derivación para prevenir posibles fallos de las células y sus circuitos debido a sombreados parciales, y deben contar con un grado de protección IP65. Los marcos laterales deberán ser de acero inoxidable. Además, la potencia máxima y la corriente de cortocircuito reales de los módulos deben estar dentro de un margen de $\pm 3\%$ de los valores nominales disponibles en el catálogo. Se rechazarán los módulos que presenten defectos de fabricación, como roturas, falta de alineación en las células o burbujas en el encapsulante. Se valorará una alta eficiencia de las células.

Los módulos fotovoltaicos deberán contar con una garantía mínima de 10 años proporcionada por el fabricante, así como una garantía de rendimiento durante 25 años. Además, el conexionado debe establecerse de manera que el sistema se constituya como dos kits solares conectados en paralelo.

Además, cada módulo deberá cumplir las siguientes especificaciones eléctricas y de dimensiones:

- Potencia nominal ($P_{m\acute{a}x}$): 440W (4x110W)
- Voltaje del módulo (V_{mp}): 40V
- Corriente máxima del módulo (I_{mp}): 11A
- Voltaje de circuito abierto (V_{oc}): 48V
- Corriente de cortocircuito (I_{sc}): 12A
- Tensión máx. del sistema: 200 V/CC
- Eficiencia celular: 22,62%
- Tipo de célula: monocristalino
- Peso: 13,2 kg
- Dimensiones plegado: 1072 x 547 x 90 mm
- Dimensiones expandido: 1072 x 2188 x 22,5 mm

7.3 Batería

Se establecen las siguientes especificaciones para la batería LiFePO₄ en el marco del presente trabajo de fin de grado (TFG); una vida útil con un mínimo de 3000 ciclos o más, capacidad de descargas profundas de hasta el 100%, química de Litio Hierro Fosfato (LiFePO₄) altamente segura, sin riesgos de sobrecalentamiento, incendio o explosión, incorporación de un sistema de gestión de batería (BMS) integrado que mejore la vida útil y garantice la seguridad de la batería, ausencia de plomo, tierras raras, ácidos y desgasificación, una vida útil estimada superior a 10 años en términos de calendario, una resistencia a temperaturas que oscilan entre los -20 °C y los +60 °C, potencia constante durante la descarga (baja resistencia interna), pérdidas por efecto Joule bajas, lo que implica una eficiencia energética superior al 98%, autodescarga mínima inferior al 3% al mes, ausencia de efecto memoria, y cumplir certificaciones con los estándares CE, RoHS y norma UNE-EN IEC 62485-4:2019.

Especificaciones eléctricas:

- Voltaje nominal: 12.8 V
- Capacidad nominal: 250 Ah
- Energía almacenada: 3.2 kWh
- Resistencia interna: $\leq 50 \text{ m}\Omega$
- Ciclos de vida: > 3000 ciclos (consultar gráfico)
- Autodescarga: < 3% al mes
- Eficiencia energética: > 98%

Carga estándar:

- Voltaje de carga: $14.4 \text{ V} \pm 0.2\text{V}$
- Modo de carga: CC/CV (Corriente Constante / Voltaje Constante)
- Corriente de carga continua / Corriente de carga máxima: 125 A / 150 A
- Voltaje de corte de carga del BMS: $14.8 \text{ V} \pm 0.1\text{V}$

Descarga estándar:

- Corriente de descarga instantánea máxima: $700 \text{ A} \pm 50 \text{ A}$ (máximo 100 ms)
- Corriente de descarga continua: 180 A (2.31 kW)
- Corriente de descarga máxima (< 30s): 250 A (3.2 kW)

Entorno de operación:

- Rango de temperatura de carga: 0°C a $+60^\circ\text{C}$
- Rango de temperatura de descarga: -20°C a $+60^\circ\text{C}$
- Temperatura de almacenamiento: 0°C a $+50^\circ\text{C}$ @ $60\pm 25\%$ de humedad relativa
- Nivel de protección IP: IP 65

Características mecánicas:

- Tipo de celdas: Cilíndricas
- Material de la carcasa: ABS
- Dimensiones: L: 500 mm (520 mm) x P: 239 mm x H: 217 mm
- Peso máximo: 30.6 kg
- Terminal: Perno M8

7.4 Condiciones de los materiales del subsistema Buck

El convertidor Buck deberá cumplir con la normativa española aplicable, incluyendo los requisitos de seguridad eléctrica y los estándares de compatibilidad electromagnética (CEM). Se requerirá una eficiencia mínima del 90% bajo condiciones normales de operación. El convertidor debe aceptar un rango de voltaje de entrada entre 12 V y 40 V, proporcionar un voltaje de salida regulado de entre 10 y 14.6 V con un rizado de tensión máximo del 2 % y de corriente del 10 %, disponer de una potencia máxima de 880 W y operar a una frecuencia de conmutación de 50 KHz. Deberá ser capaz de suministrar una corriente de salida continua de hasta 70 A y contar con mecanismos de protección contra sobrecorrientes y sobretensión. Además, se espera una regulación de carga adecuada y el cumplimiento de las certificaciones correspondientes, como el marcado CE y las directivas RoHS. El fabricante de cada componente del circuito deberá proporcionar documentación técnica completa que incluya especificaciones eléctricas, diagramas, esquemáticos, instrucciones de montaje en PCB y

uso, así como información sobre garantía y servicio posventa. Además, será necesario prestar especial atención y verificar que todos los componentes electrónicos posean su valor nominal correcto, incluyendo las tolerancias correspondientes según la serie E12. Se deberá realizar una minuciosa comprobación para asegurar que los componentes seleccionados cumplan con los valores nominales y las tolerancias establecidas en la serie E12.

7.4.1 Inductor

Inductancia nominal de 33 μH , capacidad de suministro de corriente máxima de 70 A, resistencia serie ESR_L igual a 3 m Ω . Morfología de tipo toroidal con núcleo ferromagnético y pérdidas máximas bajo carga de 13.5 W. Además, debe tener unas dimensiones de 55 mm x 51 mm x 56 mm (ancho x largo x alto) y un peso estimado de 300 g.

7.4.2 Transistor MOSFET

Este deberá tener las siguientes características eléctricas:

- Tensión máxima de ruptura: Igual o superior a 40 V.
- Capacidad de conducción de corriente: Al menos 60 A.
- Resistencia en conducción ($R_{DS_{ON}}$): Comparable a 7.2 m Ω .
- Capacidad de disipación de potencia: Mínima de 150 W sin disipador.
- Tensión máxima drenador-surtidor (V_{DS-ON}): Igual o superior a 3.5 V.
- Capacidad de conmutación: Capaz de operar a una frecuencia de al menos 60 KHz.

Este deberá tener las siguientes características físicas:

- Altura: 15.65 mm
- Longitud: 10 mm
- Anchura: 4.4 mm
- Peso unitario: 2 g
- Estilo de montaje: Agujero pasante

7.4.3 Diodo de Potencia

El diodo de libre circulación debe satisfacer las siguientes características eléctricas:

- Corriente máxima: El diodo de potencia debe ser capaz de soportar una corriente máxima de 80 A.
- Tensión nominal: Se requiere que el diodo pueda operar con una tensión en sus bornes de hasta 40 V.
- Capacidad de conducción de corriente: El diodo seleccionado debe ser capaz de conducir hasta 69 A, garantizando un margen de seguridad adecuado.
- Caída de tensión: El diodo debe presentar una caída de tensión de 1.08 V durante la conducción de corriente especificada.
- Tensión máxima soportada: El diodo debe ser capaz de soportar una tensión inversa de hasta 200 V sin sufrir daños.
- Tiempo de recuperación inversa (TRR): El diodo debe tener un tiempo de recuperación inversa (TRR) de 35 ns o inferior, lo que asegura una conmutación rápida y eficiente.

El diodo de libre circulación debe poseer las siguientes características físicas:

- Encapsulado: Debe contar con encapsulado de tipo TO-220.
- Dimensiones: 10 mm de largo y diámetro de 5 mm.

- Material del encapsulado: El material del encapsulado debe ser cerámico para favorecer la disipación de potencia.
- Terminales: Ánodo y cátodo dispuestos para montaje en agujero pasante.
- Método de montaje: En placa de circuito impreso con agujero pasante.

7.4.4 Condensador electrolítico

El condensador electrolítico debe cumplir las siguientes características eléctricas:

- Tensión nominal: El condensador electrolítico debe cumplir con una especificación de tensión de al menos 14.6 V, garantizando una operación segura y fiable dentro de los límites establecidos.
- Capacitancia: Se requiere que el condensador tenga una capacitancia de 56 μF , asegurando una capacidad adecuada para almacenar y liberar la energía requerida en el sistema.
- Corriente ondulada: El condensador debe ser capaz de soportar una corriente ondulada de 1.74 A, asegurando una operación estable y sin problemas bajo condiciones de carga variables.
- Corriente de pico: Se requiere que el condensador pueda manejar una corriente de pico de hasta 2.9 A, lo que implica una capacidad de corriente adicional para hacer frente a los picos transitorios de corriente en el sistema.
- Resistencia serie: El condensador debe tener una ESR_C de 15 m Ω , lo que indica una resistencia interna baja y una alta capacidad de respuesta a las demandas de corriente.

7.5 Condiciones de los materiales del subsistema Flyback

El convertidor Flyback debe cumplir con la normativa española vigente, incluyendo las directivas pertinentes que abarcan aspectos como la eficiencia energética, la seguridad eléctrica y la compatibilidad electromagnética (CEM). Se requiere que el convertidor cumpla con los estándares de eficiencia energética establecidos por el diseñador, asegurando una alta eficiencia en la conversión de energía. Se requiere que el fabricante proporcione la documentación técnica correspondiente que respalde el cumplimiento de la normativa española, incluyendo especificaciones, diagramas esquemáticos, instrucciones de instalación y uso, así como información sobre garantía y servicio posventa de cada componente. El objetivo principal es asegurar que el convertidor Flyback cumpla con los estándares de calidad, seguridad y eficiencia energética definidos en el proyecto. Además, será necesario prestar especial atención y verificar que todos los componentes electrónicos posean su valor nominal correcto, incluyendo las tolerancias correspondientes según la serie E12. Se deberá realizar una minuciosa comprobación para asegurar que los componentes seleccionados cumplan con los valores nominales y las tolerancias establecidas en la serie E12.

7.5.1 Transformador

El transformador debe tener una relación de 31 espiras en el secundario por cada espira del primario, una inductancia magnetizante de 5 mH y soportar corrientes en el primario de hasta 480 A y de 27 A en el secundario, además de tener un núcleo ferromagnético y conductores de cobre. En cuanto a las dimensiones, se adoptarán las que determine el equipo que diseñe a medida el componente.

7.5.2 Transistor MOSFET

Este, presenta las siguientes características eléctricas:

- Tensión drenador-surtidor (V_{DS}) de 75 V.
- Corriente de drenador máxima (I_d) de 260 A.
- Caída de tensión en conducción (V_{DS_ON}) de 4 V.
- Resistencia de conmutación (R_{DS_ON}) de 2.1 m Ω

Este deberá tener las siguientes características físicas:

- Altura: 15.65 mm
- Longitud: 10 mm
- Anchura: 4.4 mm
- Peso unitario: 2 g
- Estilo de montaje: Agujero pasante

7.5.3 Diodo

El diodo de conmutación rápida debe disponer de las siguientes características:

- Tensión inversa máxima (V_r) de 1000 V.
- Corriente directa máxima (I_{AK}) 30 A.
- Tensión umbral (V_{AK}) de 1.5 V.

7.5.4 Condensador electrolítico

Este debe tener una capacitancia de 1.56 mF y una resistencia serie ESR_C de 68 m Ω y permitir tolerar un valor eficaz de corriente ondulada de 7.7 A. En lo referente al encapsulado, se puede implementar el disponible por el fabricante.

7.6 Condiciones de los materiales del subsistema Inversor

Debe disponer de cuatro transistores idénticos con las siguientes especificaciones eléctricas y de dimensiones:

- Resistencia de conducción (R_{DS_ON}) de 0.185 ohmios.
- Capacidad de soportar una corriente de drenador continua de 42 A.
- Tensión de ruptura de hasta 600 V.
- Encapsulado con capacidad de disipar hasta 830 W de potencia.
- Caída de tensión (V_{DS-ON}) máxima de 3 V.
- Altura: 15.65 mm
- Longitud: 10 mm
- Anchura: 4.4 mm
- Peso unitario: 2 g
- Estilo de montaje: Agujero pasante

En lo referente al condensador, este debe ser electrolítico y soportar 450 V una tolerancia de $\pm 20\%$. En cuanto a la bobina debe de tener 5 mH de inductancia con conductores de cobre, morfología toroidal y soportar hasta 50 A de corriente pico.

7.7 Condiciones materiales del subsistema microcontrolador

El soporte del sistema se implementa en una placa con dimensiones de 64x32x2.2 mm y el microcontrolador C2000 F2806x con núcleo de procesamiento de 32 bits, velocidad de reloj

de hasta 100 MHz, capacidad de procesamiento en tiempo real y conexión con el software code composer. Además, el fabricante debe proporcionar soporte técnico para la placa de desarrollo LAUNCXL-F28069M, incluyendo documentación detallada, ejemplos de código y asistencia en la resolución de problemas.

Es de vital importancia asegurarse de que la placa coincida con el modelo pedido y que todos los componentes sean de la calidad correcta. Es fundamental realizar un examen visual detectar los componentes mal soldados, imperfecciones o golpes.

7.8 Condiciones de los materiales del subsistema sensores

Se deben adquirir un sensor de corriente y otro de tensión, el de corriente debe ser capaz de sensor hasta 80 A y realizar una transmisión por tensión, sin embargo, el de tensión debe poder medir hasta 50 V y realizar una transmisión por tensión. Para minimizar interferencias electromagnéticas, los cables de los sensores deben estar trenzados y apantallados.

7.9 Condiciones materiales del subsistema PCB

Los componentes deben soldarse a una placa de circuito impreso donde las pistas se han serigrafiado con una máquina CNC, esta placa debe ser de fibra de vidrio impregnada en una resina epóxica resistente a llamas de 3 mm de espesor, las etapas de potencia deben situarse en un plano de masa distinto de la etapa de control, y los disipadores, si los hubiera, deben orientarse hacia el exterior de la placa con la finalidad de obtener un mayor flujo de aire. Los anchos de pista de cobre deben ser de 96 milis para garantizar el paso de corriente máxima de cualquier etapa, hasta para una temperatura ambiente de 44°C.

7.10 Control de calidad

Se realizará una evaluación visual de cada componente electrónico, se contrastará su respuesta eléctrica en un laboratorio con la especificada en el *datasheet* y se repetirá el proceso con los componentes montados en una PCB que conforman un subsistema.

8. Pruebas de servicio

Las pruebas que realizar por el equipo ensamblador del dispositivo, con independencia de lo indicado con anterioridad en este pliego de condiciones, serán como mínimo las siguientes:

- Funcionamiento y puesta en marcha de todos los subsistemas.
- Pruebas de arranque y parada en distintos instantes de funcionamiento.
- Comportamiento frente a distintas condiciones climáticas de irradiancia y/o temperatura.
- Pruebas de compatibilidad electromagnética.
- Determinación de la potencia de cada subsistema, de acuerdo con el procedimiento descrito en el anexo de cálculos. Concluidas las pruebas y la puesta en servicio se pasará a la fase de funcionamiento ininterrumpido buscando fallos o errores del sistema.

9. Ecodiseño

Es un proceso en el que se tienen en cuenta la procedencia, impacto ambiental y capacidad de reciclaje de los materiales que componen un dispositivo electrónico. Es necesario disminuir el impacto ambiental del proyecto, emplear plásticos reciclados para las carcasas, soldaduras



sin plomo y contribuir a la economía circular de un producto, desde su fabricación hasta el final de su vida útil.