

ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA



TRABAJO FIN DE GRADO

MÓDULO DE ENSEÑANZA PARA LA INTEGRACIÓN DE ENERGÍA FOTOVOLTAICA EN UN SISTEMA ELÉCTRICO DE POTENCIA INTELIGENTE

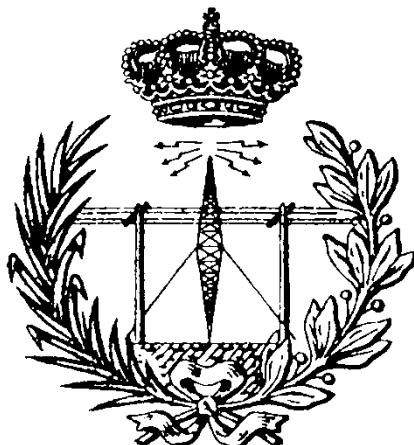
Titulación: Grado en Ingeniería en Tecnologías de la
Telecomunicación

Autor: Evelyn Cecilia Mendoza Rodríguez

Tutor: José María Cabrera Peña

Fecha: septiembre 2020

ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA



TRABAJO FIN DE GRADO

MÓDULO DE ENSEÑANZA PARA LA INTEGRACIÓN DE ENERGÍA FOTOVOLTAICA EN UN SISTEMA ELÉCTRICO DE POTENCIA INTELIGENTE

HOJA DE EVALUACIÓN

Calificación: _____

Presidente

Fdo:

Vocal

Fdo:

Secretario/a

Fdo:

Fecha: septiembre 2020

Resumen

El objeto del presente Trabajo de Fin de Grado es la creación de una asignatura tecnológica denominada Aplicaciones de electrotecnia basada en la integración de energía fotovoltaica en un sistema eléctrico de potencia inteligente.

Para ello, se ha realizado el diseño de una instalación fotovoltaica conectada a la red eléctrica.

Posteriormente se ha procedido a presentar una breve explicación del funcionamiento de los componentes que la integran con los respectivos cálculos técnicos necesarios.

A continuación se realizarán las simulaciones necesarias para comprobar el correcto funcionamiento del sistema.

Una vez obtenidas las características que definen estos componentes se han caracterizado presentando las marcas y modelos escogidos en función de las particularidades del proyecto. Por último, tras el diseño y dimensionamiento de la instalación se presenta el documento del presupuesto final.

Finalmente se indican las conclusiones del presente proyecto y se comentan posibles líneas de ampliación del trabajo.

Palabras claves

Energía, Potencia, Fotovoltaica, Microcontrolador, Baterías, Optoacoplador

Abstract

The purpose of this dissertation is the creation of a technological subject called “Electrical engineering applications based on the integration of photovoltaic energy in an intelligent power electrical system”.

The design of a photovoltaic installation connected to the electrical network has been carried out to design said subject.

Subsequently, a brief explanation of the functions of components that make it up, with the respective necessary technical calculations has been added.

In addition, the necessary simulations were carried out to verify the correct operation of the system.

Once the characteristics that define these components was obtained, the brands and models were chosen in according to the particularities of the project.

After the design and sizing of the installation, the final budget document was presented.

Ultimately, the conclusions and possible lines of expansion of the project are discussed and established.

Keywords

Energy, Power, Photovoltaic, Microcontroller, Batteries, Optocoupler

ÍNDICE GENERAL

Resumen	5
Abstract	6
I. MEMORIA DESCRIPTIVA	13
1. INTRODUCCIÓN	14
1.1 Introducción y antecedentes	14
1.2 Objetivos.....	18
2. ESTADO DEL ARTE	19
2.1 Energía solar	19
2.2 Instalaciones fotovoltaicas.....	20
2.3 Descripción de los equipos que componen la instalación	22
2.3.1 Panel solar	23
2.3.2 Controlador de carga y descarga de baterías	25
2.3.2.1 Consumo en continua	26
2.3.1.2.1 Regulador de carga solar PWM	27
2.3.1.2.2 Regulador de carga solar MPPT.....	28
2.3.3 Convertidores electrónicos de potencia.....	29
2.3.3.1 Tipos de convertidores.....	29
2.3.1.2.3 Convertidores CC/CC	30
2.3.1.2.3.1 Topologías	31
2.3.1.2.3.2 Estructura.....	33
2.3.1.2.3.3 Control.....	34
2.3.3.1.1.3.1 Modo de conducción	34
2.3.3.1.1.3.2 Tipo de control	35
2.3.3.1.1.3.3 Elementos de potencia	35
2.3.1.2.4 Convertidor CC/CA: inversor	36
2.3.1.2.4.1 Tipos de inversores.....	37
2.3.1.2.4.2 Topologías del inversor	38
2.3.1.2.4.3 Etapa de filtrado	41
2.3.3.1.2.3.1 Tipos de filtros.....	41
2.3.3.1.2.3.2 Respuesta a la frecuencia.....	44
2.3.1.2.4.4 Transformadores.....	45
2.3.1.2.4.5 Arduino.....	46
2.3.1.2.4.6 Optoacoplador	48
2.3.4 Baterías.....	50
2.3.4.1 Tipos de baterías	51
2.3.5 Bus.....	56
2.3.5.1 Cable eléctrico	56
2.4 Modelado para control de convertidores conmutados.....	59
2.4.1 Modelo de estados promediado.....	60
2.4.2 Perturbaciones	63
2.4.3 Linealización y modelo promediado final del espacio de estado.....	64
2.4.4 Cálculo de la función de transferencia	66
2.4.4.1 Espacio de estados promediado del convertidor boost.....	66
2.4.4.2 Funciones de transferencia	68
2.4.5 Funciones de transferencia básicas en lazo abierto	68
2.4.6 Función de transferencia de control de la tensión mediante el ciclo de trabajo.....	69
2.4.7 Introducción teórica a la respuesta en frecuencia.....	70
2.4.8 Criterios de estabilidad usando diagrama de bode	71
2.4.9 Respuesta en frecuencia del convertidor Boost.....	73
2.4.10 Introducción a la teoría de control.....	76
2.4.11 Diagrama de bloques de nuestro sistema de control	77
II. MEMORIA JUSTIFICATIVA	78
3. DISEÑO, ELECCIÓN DE COMPONENTES Y SIMULACIÓN	79
3.1 Introducción.....	79

3.1.1	Panel solar fotovoltaico	80
3.1.1.1	Elección del modelo comercial del panel fotovoltaico	80
3.1.2	Controlador.....	82
3.1.2.1	Elección del modelo comercial del controlador	82
3.1.3	Convertidor CC-CC Buck-Boost	83
3.1.3.1	Simulación del convertidor Buck-Boost.....	87
3.1.3.1.1	Modo de funcionamiento boost.....	92
3.1.3.1.2	Modo de funcionamiento buck.....	97
3.1.3.1.3	Modo de funcionamiento Buck-Boost	101
3.1.3.2	Elección del transistor mosfet.....	106
3.1.3.3	Elección del modelo comercial del convertidor Buck-Boost	106
3.1.4	Convertidor CC-CC elevador Boost	108
3.1.4.1	Simulación del convertidor Boost	110
3.1.4.2	Elección del transistor MOSFET.....	114
3.1.4.3	Elección del modelo comercial del convertidor Boost.....	114
3.1.4.4	Diseño de la etapa compensadora del convertidor Boost.....	115
3.1.4.4.1	Diseño del compensador	118
3.1.5	Arduino.....	125
3.1.5.1	Esquema de montaje.....	131
3.1.6	Inversor.....	132
3.1.6.1	Simulación del inversor	135
3.1.6.2	Elección del modelo comercial del inversor.....	136
3.1.7	Convertidor CC-CC.....	136
3.1.7.1	Elección del modelo comercial del convertidor CC-CC	136
3.1.8	Batería Plomo-Ácido.....	137
3.1.8.1	Elección del modelo comercial de la batería	137
3.1.9	Bus de corriente continua.....	138
3.1.9.1	Cableado parte corriente continua	138
III.	MONTAJE	140
4.	MONTAJE DEL PROTOTIPO.....	141
4.1	Componentes utilizados.....	141
4.2	Pruebas de funcionamiento.....	146
IV.	PRESUPUESTO	149
5.	PRESUPUESTO.....	150
V.	EQUIPAMIENTO Y MATERIAL	151
VI.	PRESUPUESTO TOTAL PARA LA EJECUCIÓN DE 1 PROTOTIPO	154
VII.	CONCLUSIONES	155
6.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	156
VIII.	BIBLIOGRAFÍA	158
7.	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	159
IX.	ANEXOS.....	162

INDICE DE FIGURAS

Figura 1. Sistema Entrenador de Productores de Energía Eléctrica conectados a una Red Eléctrica Inteligente. Fuente: elaboración propia.	14
Figura 2. Diagrama de un Sistema Eléctrico de Potencia Inteligente. Fuente: https://www.utp.edu.co/cidt/articulos/smart-grids-que-son-y-cuales-son-sus-retos-futuros (última consulta: septiembre 2020)	17
Figura 3. Diagrama de Bloques del Sistema de Producción de Energía Eléctrica Mediante Placas Solares Fotovoltaicas. Fuente: elaboración propia.	18
Figura 4. Efecto fotovoltaico. Fuente: http://www.ujaen.es/investiga/solar/07cursosolar/home_main_frame/03_celula/01_basico/3_celula_03.htm (última consulta: junio 2020)	23
Figura 5. Paneles de silicio monocristalino, policristalino y amorfo. Fuente: https://ecofener.com/blog/tipos-de-paneles-solares/ (última consulta: junio 2020)	24
Figura 6. Elementos de un panel fotovoltaico. Fuente: https://greenkiinacademico.wordpress.com/2019/11/11/diferencia-entre-celda-modulo-panel-y-arreglo-solar/ (última consulta: julio 2020)	25
Figura 7. Tipos de controladores de carga. Fuente: https://tecnosolab.com/noticias/regulador-carga-pwm-mppt/ (última consulta: julio 2020)	27
Figura 8. Estructura básica de un convertidor electrónico de energía. Fuente: https://ocw.unican.es/pluginfile.php/1986/course/section/2310/convertidores.pdf (última consulta: julio 2020)	29
Figura 9. Clasificación de los convertidores CC/CC. Fuente: elaboración propia.	31
Figura 10. Convertidor Buck. Fuente: elaboración propia.	31
Figura 11. Convertidor Boost. Fuente: elaboración propia.	32
Figura 12. Convertidor buck-boost. Fuente: elaboración propia.	32
Figura 13. Estructura Totem-Pole de un Boost clásico. Fuente: elaboración propia.	33
Figura 14. Símbolo de un MOSFET con un diodo en antiparalelo. Fuente: elaboración propia.	36
Figura 15. Formas de onda obtenidas por los diferentes tipos de inversores. Fuente: https://autosolar.es/blog/aspectos-tecnicos/como-son-los-inversores-de-onda-senoidal (última consulta: septiembre 2020)	38
Figura 16. Esquema inversor tipo push-pull monofásico. Fuente: elaboración propia.	39
Figura 17. Esquema inversor tipo medio puente monofásico. Fuente: elaboración propia.	40
Figura 18. Esquema inversor tipo puente completo monofásico. Fuente: elaboración propia.	40
Figura 19. Esquema del filtro LC. Fuente: elaboración propia.	45
Figura 20. Partes de un cable eléctrico. Fuente: http://blog.fullwat.com/caidas-de-tension-en-instalaciones/	57
Figura 21. Diagrama de bloques de un convertidor cc-cc con lazo de control. Fuente: elaboración propia.	60
Figura 22. Topología Onm/OFF del convertidor BOOST. Fuente: elaboración propia.	66
Figura 23. Ejemplo de diagrama de Bode. Fuente: elaboración propia.	70
Figura 23. Ejemplo de diagrama de Bode. Fuente: elaboración propia.	71
Figura 24. Diagrama de Bode de un Sistema Inestable. Fuente: elaboración propia.	72
Figura 25. Diagrama de Bode de un Sistema Estable. Fuente: elaboración propia.	72
Figura 26. Diagrama de Bode del cero Z1. Fuente: elaboración propia.	73
Figura 27. Diagrama de Bode de la función de transferencia del doble polo W0. Fuente: elaboración propia.	74
Figura 28. Diagrama de Bode de la función de transferencia del cero no mínimo Wz2. Fuente: elaboración propia.	75
Figura 29. Diagrama de Bode de la función de transferencia del cero Wz2 y del doble polo W0. Fuente: elaboración propia.	75
Figura 30. Diagrama de bloques de un sistema genérico de control. Fuente: elaboración propia.	76
Figura 31. Diagrama de bloques de las funciones de transferencia de un sistema genérico de control. Fuente: elaboración propia.	76
Figura 32. Diagrama de bloques de nuestro sistema de control. Fuente: elaboración propia.	77
Figura 33. Diagrama de bloques de la instalación FV conectada a red. Fuente: elaboración propia.	79
Figura 34. Módulo comercial del panel fotovoltaico. Fuente: https://www.wccsolar.net/product-page/panel-solar-300w-policristalino?gclid=CjwKCAjw_NX7BRA1EiwA2dpg0j_C8gjKUfXTbmfVaeK4az3i-NwYQYM8wkJooIpih5_0WYSj6zSF-hoCDYsQAvD_BwE	80
Figura 35. Modelado de la placa fotovoltaica en el simulador PSIM. Fuente: elaboración propia.	81

Figura 36. Modelado Eléctrico. Fuente: elaboración propia	81
Figura 37. Módulo comercial del controlador. Fuente: https://www.puntoenergiashop.it/es/controladores-de-carga-mppt/6593-controlador-de-carga-40a-12-24v-mppt-tracer4210an-display-solar-fotovoltaico-8380000039531.html	82
Figura 38. Topología genérica de un convertidor Buck-Boost. Fuente: elaboración propia.....	83
Figura 39. Circulación de la corriente en modo Buck. Fuente: elaboración propia.....	83
Figura 40. Circulación de la corriente en modo Boost. Fuente: elaboración propia.....	84
Figura 41. Circuito del convertidor Buck-Boost en PSIM. Fuente: elaboración propia.....	88
Figura 42. Circuito realimentado en modo Buck en PSIM. Fuente: elaboración propia.....	89
Figura 43. Tensión de salida del convertidor Buck. Fuente: elaboración propia.....	89
Figura 44. Circuito realimentado en modo Boost en PSIM. Fuente: elaboración propia.....	90
Figura 45. Tensión de salida del convertidor Boost. Fuente: elaboración propia.....	90
Figura 46. Sistema automático de control para los diferentes modos de funcionamiento en PSIM. Fuente: elaboración propia.....	91
Figura 47. Comportamiento de la tensión de salida frente a una tensión de rampa en la entrada. Fuente: elaboración propia.....	92
Figura 48. Circuito del convertidor Buck-Boost con perturbación en la entrada para el modo Boost en PSIM. Fuente: elaboración propia.....	93
Figura 49. Comportamiento de la tensión de salida frente a la tensión de entrada en modo Boost. Fuente: elaboración propia.....	93
Figura 50. Intensidad en el inductor en modo Boost. Fuente: elaboración propia.....	94
Figura 51. Intensidad en el condensador en modo Boost. Fuente: elaboración propia.....	94
Figura 52. Corriente por el MOSFET 1 en modo Boost. Fuente: elaboración propia.....	95
Figura 53. Corriente por el MOSFET 2 en modo Boost. Fuente: elaboración propia.....	95
Figura 54. Corriente por el MOSFET 3 en modo Boost. Fuente: elaboración propia.....	96
Figura 55. Corriente por el MOSFET 4 en modo Boost. Fuente: elaboración propia.....	96
Figura 56. Circuito del convertidor Buck-Boost con perturbación en la entrada para el modo Buck en PSIM. Fuente: elaboración propia.....	97
Figura 57. Tensiones de entrada y salida en modo Buck. Fuente: elaboración propia.....	98
Figura 58. Intensidad en el inductor en modo Buck. Fuente: elaboración propia.....	98
Figura 59. Intensidad en el condensador en modo Buck. Fuente: elaboración propia.....	99
Figura 60. Corriente por el MOSFET 1 en modo Buck. Fuente: elaboración propia.....	99
Figura 61. Corriente por el MOSFET 2 en modo Buck. Fuente: elaboración propia.....	100
Figura 62. Corriente por el MOSFET 3 en modo Buck. Fuente: elaboración propia.....	100
Figura 63. Corriente por el MOSFET 4 en modo Buck. Fuente: elaboración propia.....	101
Figura 64. Circuito del convertidor Buck-Boost en PSIM. Fuente: elaboración propia.....	102
Figura 65. Tensiones de entrada y salida en modo Buck-Boost. Fuente: elaboración propia.....	102
Figura 66. Intensidad en el inductor en modo Buck-Boost. Fuente: elaboración propia.....	103
Figura 67. Intensidad en el condensador en modo Buck-Boost. Fuente: elaboración propia.....	103
Figura 68. Corriente por el MOSFET 1 en modo Buck-Boost. Fuente: elaboración propia.....	104
Figura 69. Corriente por el MOSFET 2 en modo Buck-Boost. Fuente: elaboración propia.....	104
Figura 70. Corriente por el MOSFET 3 en modo Buck-Boost. Fuente: elaboración propia.....	105
Figura 71. Corriente por el MOSFET 4 en modo Buck-Boost. Fuente: elaboración propia.....	105
Figura 72. Módulo comercial del MOSFET. Fuente: https://www.infinity-electronic.hk/product/International-Rectifier(Infineon-Technologies)_IRFP4568PBF.aspx	106
Figura 73. Módulo comercial del convertidor Buck-Boost. Fuente: https://joy-it.net/en/products/JT-DPH5005	107
Figura 74. Topología del convertidor Boost.....	108
Figura 75. Convertidor elevador en modo de conducción continua: (a) Estado-ON, (b) Estado-OFF.....	108
Figura 76. Circuito del convertidor Boost en PSIM. Fuente: elaboración propia.....	111
Figura 77. Tensiones de entrada y salida en el convertidor Boost. Fuente: elaboración propia.....	111
Figura 78. Intensidad en el inductor en el convertidor Boost. Fuente: elaboración propia.....	112
Figura 79. Intensidad en el condensador en el convertidor Boost. Fuente: elaboración propia.....	112
Figura 80. Corriente por el MOSFET 1 en el convertidor Boost. Fuente: elaboración propia.....	113
Figura 81. Corriente por el MOSFET 2 en el convertidor Boost. Fuente: elaboración propia.....	113
Figura 82. Módulo comercial del MOSFET. Fuente: https://www.infinity-electronic.hk/product/International-Rectifier(Infineon-Technologies)_IRFP4568PBF.aspx	114
Figura 83. Módulo comercial del convertidor Boost. Fuente: https://www.ebay.es/itm/TL494I-SOIC-16-Made-by-TEXAS-INSTRUMENTS-PWM-Control-Circuit-for-Inverter-/112387807809	115
Figura 84. Representación circuital del sensor. Fuente: elaboración propia.....	116

Figura 85. Representación circuital del compensador y sensor. Fuente: elaboración propia.....	116
Figura 86. Modulaci3n por anchura de pulsos	117
Figura 87. PWM y driver del circuito. Fuente: elaboraci3n propia	117
Figura 88. Diagrama circuital del amplificador de error y el compensador. Fuente: elaboraci3n propia ..	118
Figura 89. Respuesta en frecuencia del compensador tipo III. Fuente: elaboraci3n propia.....	119
Figura 90. Ubicaci3n de polos y ceros del compensador tipo III. Fuente: elaboraci3n propia.	121
Figura 91. Esquema circuital del compensador y sensor con los valores escogidos. Fuente: elaboraci3n propia.....	122
Figura 92. Respuesta en frecuencia del compensador tipo III implementado. Fuente: elaboraci3n propia .	123
Figura 93. Respuesta al escal3n del sistema total dise1ado. Fuente: elaboraci3n propia.....	123
Figura 94. Dise1o de Arduino en PSIM. Fuente: elaboraci3n propia.....	125
Figura 95. Optoacoplador H11AA1. Fuente: https://www.luisllamas.es/arduino-optoacoplador/ (3ltima consulta: septiembre 2020).....	126
Figura 96. Wemos Arduino MEGA + WIFI R3. Fuente: https://www.ebay.es/itm/WeMOS-Mega-WiFi-R3-ATmega2560-ESP8266-USB-TTL-for-NodeMCU-Arduino-Mega-/222611113004 (3ltima consulta: septiembre 2020).....	126
Figura 97. Esquema de montaje del optoacoplador y detector de paso por cero. Fuente: elaboraci3n propia	131
Figura 98. Conexi3n del Arduino al optoacoplador y al inversor. Fuente: elaboraci3n propia	132
Figura 99. Dise1o en PSIM del Inversor de puente completo conectado a la red. Fuente: elaboraci3n propia	133
Figura 100. Filtros paso bajo LC. Fuente: elaboraci3n propia.....	134
Figura 101. Esquema circuito equivalente transformador tensi3n. Fuente: elaboraci3n propia.....	134
Figura 102. Resultado de la potencia a la salida. Fuente: elaboraci3n propia.....	135
Figura 103. Valores de la D.A.T de corriente y tensi3n. Fuente: elaboraci3n propia.....	135
Figura 104. M3dulo comercial del inversor. Fuente: https://es.aliexpress.com/i/32386710473.html (3ltima consulta: septiembre 2020).....	136
Figura 105. M3dulo comercial del convertidor CC-CC. Fuente: https://es.rs-online.com/web/p/convertidores-dc-dc-aislados/1247583/ (3ltima consulta: septiembre 2020).....	137
Figura 106. M3dulo comercial de la bateri3a. Fuente: https://www.amazon.es/Panasonic-LC-PI27R2P-Bater%C3%ADa-plomo-Faston/dp/B003KR0DSE (3ltima consulta: septiembre 2020).....	137
Figura 107. Calculadora online de secciones y caidas de tensiones. Fuente: https://www.monsolar.com/calculadora-secciones-cables (3ltima consulta: septiembre 2020).....	139
Figura 108. Transformador 50 Hz. Fuente: elaboraci3n propia	141
Figura 109. Panel fotovoltaico Fuente: elaboraci3n propia.....	141
Figura 110. Convertidor Buck-Boost. Fuente: elaboraci3n propia	142
Figura 111. Fuente conmutada. Fuente: elaboraci3n propia	142
Figura 112. Inversor Monof3sico. Fuente: elaboraci3n propia.....	142
Figura 113. Convertidor Elevador de Tensi3n Boost. Fuente: elaboraci3n propia	143
Figura 114. BMS 4 celdas. Fuente: elaboraci3n propia	143
Figura 115. Arduino Uno. Fuente: elaboraci3n propia	144
Figura 117. Convertidor Reductor de Tensi3n Buck. Fuente: elaboraci3n propia.....	144
Figura 116. Inductor de alta frecuencia con n3cleo de ferrita. Fuente: elaboraci3n propia.....	144
Figura 117. Bateri3a de Pol3meros de Litio de 4 celdas. Fuente: elaboraci3n propia.....	145
Figura 118. Monitor de carga de bateri3a. Fuente: elaboraci3n propia.....	145
Figura 119. Montaje carga de la bateri3a. Fuente: elaboraci3n propia	146
Figura 120. Montaje del funcionamiento del inversor conectado a la red el3ctrica. Fuente: elaboraci3n propia	147
Figura 121. Esquema de montaje del inversor monof3sico conectado a la red el3ctrica. Fuente: https://es.aliexpress.com/item/32885041215.html?spm=a2g0o.detail.1000013.3.10e111bajMV8io&gps-id=pcDetailBottomMoreThisSeller&scm=1007.13339.169870.0&scm_id=1007.13339.169 (3ltima consulta: septiembre 2020).....	148

ÍNDICE DE TABLAS

<i>Tabla 1. Características de los principales tipos de baterías. Fuente: http://larevalobosquesydesarrollo.blogspot.com (última consulta: septiembre 2020), elaboración propia....</i>	<i>52</i>
<i>Tabla 2. Tecnologías de almacenamiento a escala de red eléctrica y aplicaciones. Fuente: https://www.barriolapinada.es (última consulta: septiembre 2020), elaboración propia.</i>	<i>53</i>
<i>Tabla 3. Baterías utilizadas en instalaciones solares. Fuente: Martínez, S. 2016. Diseño de una cubierta fotovoltaica integrada (TFM). Recuperado de https://docplayer.es/27009155-Diseno-de-una-cubierta-fotovoltaica-integrada-aplicacion-a-vivienda-aislada-en-el-estado-falcon-venezuela.html.....</i>	<i>55</i>
<i>Tabla 4. Equipamiento y material. Fuente: elaboración propia.</i>	<i>151</i>
<i>Tabla 5. Mano de obra. Fuente: elaboración propia.</i>	<i>152</i>
<i>Tabla 6. Software. Fuente: elaboración propia.....</i>	<i>152</i>
<i>Tabla 7. Otros materiales. Fuente: elaboración propia.</i>	<i>153</i>
<i>Tabla 8. Presupuesto total. Fuente: elaboración propia.</i>	<i>154</i>

I. MEMORIA DESCRIPTIVA

1. INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción y antecedentes

Esta propuesta de trabajo de fin de grado surge como consecuencia de la necesidad de ofertar una asignatura tecnológicamente actual y práctica denominada aplicaciones de electrotecnia.

Esta asignatura tiene como objetivo fundamental la formación tecnológica orientada a una red eléctrica inteligente.

Este Trabajo de Fin de Grado desarrolla una parte del demostrador-entrenador completo que se puede observar en la **Figura 1** [13], [14], [16].

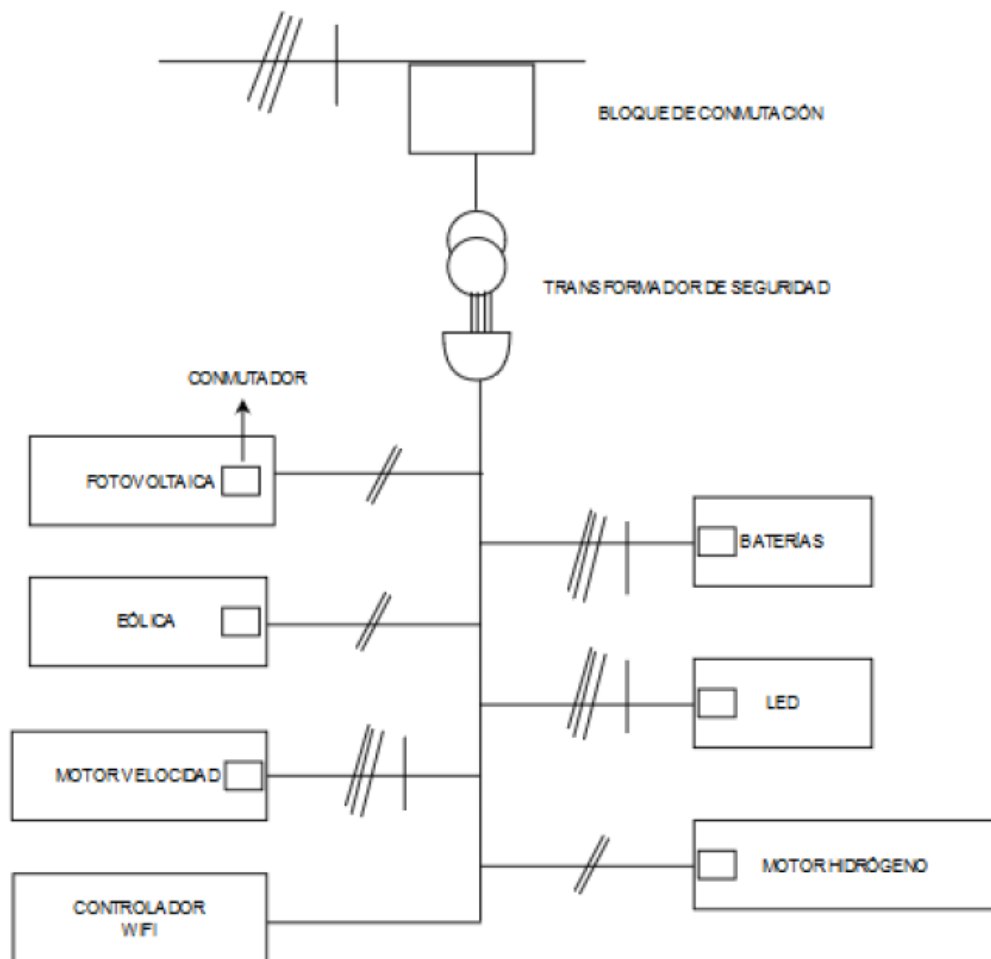


Figura 1. Sistema Entrenador de Productores de Energía Eléctrica conectados a una Red Eléctrica Inteligente. Fuente: elaboración propia.

El crecimiento de las energías renovables se debe por un lado al agotamiento de las fuentes tradicionales para la obtención de electricidad. Así mismo la gran mayoría de dichas fuentes tradicionales son combustibles fósiles que tiene un impacto negativo sobre el medio ambiente. Por su lado, las energías renovables son en su mayoría limpias e inagotables. Entre estas energías renovables se encuentra la solar fotovoltaica y su integración en el Sistema Eléctrico, la cual es el tema de interés de este trabajo.

El sol cuenta con todas las características para ser considerado como la fuente más importante de energía, ya que es renovable, limpia y económica. Además, esta energía es la fuente de las demás energías conocidas, como la eólica e incluso los hidrocarburos. Los sistemas fotovoltaicos son tecnologías que actualmente tienen un gran impacto y crecimiento ya que ellas transforman directamente la energía proveniente del sol en electricidad [1].

Lo más importante del uso de fuentes de energías renovables y el desarrollo de tecnologías que contribuyan a una mayor eficiencia energética y una economía más estable. En la actualidad el desarrollo e implementación de estas tecnologías va a depender en gran medida de la capacidad de gestión y control de los diversos dispositivos que pueden integrar una red independientemente de su tamaño, pero en especial en redes débiles, poco malladas, aisladas o micro-redes [4].

Es un hecho que la electrónica de potencia tiene una mayor presencia en los dispositivos que integran la red, esto tiene por objeto el proporcionar una mejor controlabilidad de la red [14]. Cada vez hay más dispositivos de generación o cargas que contribuyen a la estabilidad del sistema eléctrico de potencia, proporcionando los servicios complementarios (regulación primaria de tensión y frecuencia, control de potencia activa y reactiva, inercia, almacenamiento energético, reserva de potencia, etc.) que les corresponda por escala; a igual que sucede con los sistemas de generación convencionales.

Por contrapartida, la integración de una mayor cantidad de sistemas que usen dispositivos clasificados dentro de la Electrónica de Potencia puede ser perjudicial para algunos aspectos de la red como son: la mayor inyección de armónicos, ciertas limitaciones técnicas, el encarecimiento de los equipos, disminución de la fiabilidad y vida útil de los equipos, aumento de los costes de mantenimiento, etc.

Es de vital interés evolucionar en el I+D de este tipo de Electrónica de Potencia en especial en las topologías electrónicas aplicables a cada dispositivo.

De manera general podemos clasificar en la Electrónica de Potencia según las cuatro conversiones posibles los distintos tipos de convertidores [18]:

- ✚ *Convertidores de CC–CC.* Utilizados principalmente en aplicaciones con baterías o elemento de almacenamiento en continua ya que pueden ser empleados como una fuente reductora o elevadora de voltaje.

- ✚ *Convertidores de CA–CC.* También llamados rectificadores. La corriente continua se puede variar por medio de un tiristor.

- ✚ *Convertidores de CC–CA.* También llamados inversores u onduladores. Modificando la frecuencia de la onda c.a. se controla la velocidad de los motores.

- ✚ *Convertidores CA–CA.* Ciclo-convertidores y convertidor formados por la combinación de un rectificador (CA-CC) y un inversor (CC-CA) en los casos de los convertidores unidireccionales y convertidores bidireccionales (back – to – back).

Una red inteligente "es aquella que puede integrar de forma eficiente el comportamiento y las acciones de todos los usuarios conectados a ella, de tal forma que se asegure un sistema energético sostenible y eficiente", controla demanda y oferta de la energía [2], **Figura 2.**

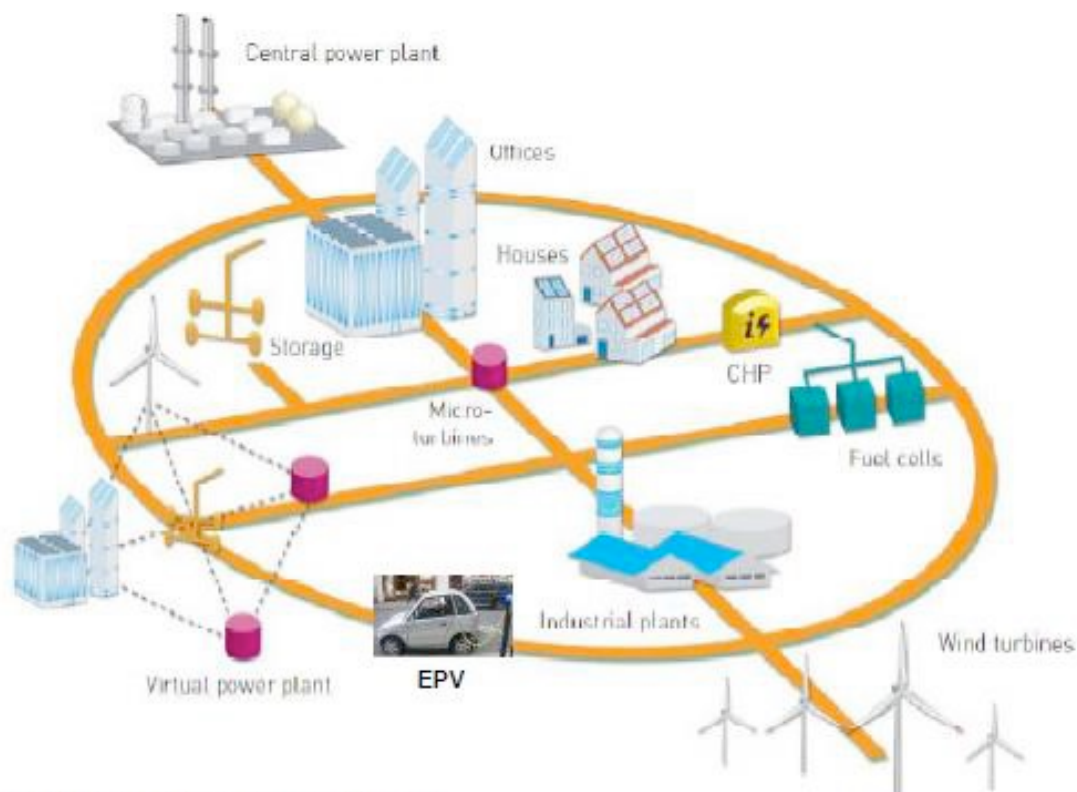


Figura 2. Diagrama de un Sistema Eléctrico de Potencia Inteligente. Fuente:

<https://www.utp.edu.co/cidt/articulos/smart-grids-que-son-y-cuales-son-sus-retos-futuros> (última consulta: septiembre 2020)

Se puede definir un sistema eléctrico de potencia inteligente como una red de componentes eléctricos que suministran, transfieren y usan la energía de manera integrada por todos los usuarios conectados a ella, con un fin claro: un suministro eficiente, sostenible y seguro.

El desarrollo en la electrónica de potencia permite el aprovechamiento de las energías renovables e integra los sistemas de almacenamiento en la Smart Grid [3], [7], empleando paneles solares que aprovechan el efecto fotovoltaico lo que consiste en una forma limpia y eficiente de emplear una de las fuentes renovables más abundantes en nuestro universo: el Sol, mejorando así la calidad de la energía generada y su confiabilidad, facilitando su transporte y asegurando el cumplimiento de los códigos de red.

1.2 Objetivos

El objetivo principal de este trabajo de fin de grado consiste en realizar un kit de integración de energía fotovoltaica en una mini red trifásica que se desarrollará en el laboratorio de Circuitos y Electrónica de Potencia [14], [15], [16], [17], **Figura 3**.

Los objetivos a nivel general de este proyecto para desarrollar la asignatura propuesta son los siguientes:

O1. Facilitar la integración de energías alternativas de pequeña potencia, con unos sistemas de control rudimentarios y combinándolos a su vez para que trabajen en sistemas aislados o en micro-redes.

O2. Fomentar la formación de nuevos técnicos especializados en la tecnología de los equipos referidos en el punto anterior.

O3. La búsqueda de una posible transferencia tecnológica y la creación de nuevas empresas en este sector, así como la producción de patentes en esta nueva industria en el conjunto de las Islas Canarias.

O4. Diseñar montar y gestionar una red inteligente.

O5. Ser capaz de identificar que camino deben de realizar las redes inteligentes para conseguir su desarrollo.

O6. Minimizar el impacto ambiental de nuestro consumo energético evaluando correctamente las repercusiones que se generan a nivel local, nacional y mundial. Identificable con el objetivo 11 de la AGENDA 2030, CIUDADES Y COMUNIDADES SOSTENIBLES.

O7. Recopilar información para poder presentar el trabajo realizado.

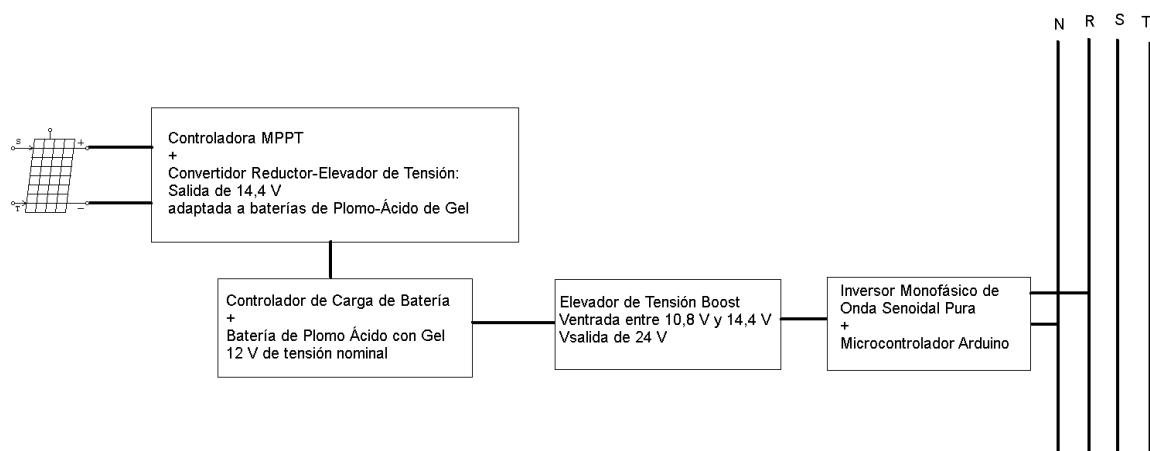


Figura 3. Diagrama de Bloques del Sistema de Producción de Energía Eléctrica Mediante Placas Solares Fotovoltaicas.

Fuente: elaboración propia.

2. ESTADO DEL ARTE

En este capítulo se recogen todos conceptos y conocimientos básicos necesarios para el desarrollo del proyecto.

2.1 Energía solar

La electricidad es una de las formas de energía más versátiles y que mejor se adaptan a cada necesidad. Su utilización está tan extendida que difícilmente podría concebirse una sociedad tecnológicamente avanzada que no hiciese uso de ella [6].

Hoy día existen miles de aparatos de consumo que bien, en forma de corriente continua o de corriente alterna, utilizan la electricidad como fuente de energía y su uso ha provocado un gran aumento de la demanda de consumo eléctrico.

Este hecho ha propiciado la búsqueda de nuevas fuentes de energía y nuevos sistemas de producción eléctrica, basados fundamentalmente, en el uso de energías renovables.

Los sistemas tradicionales de producción de electricidad tienen una problemática asociada que hace necesario intentar desarrollar otro tipo de fuentes energéticas [19]:

- *Centrales hidráulicas*: el efecto invernadero y el cambio climático hacen que cada vez las sequías sean más prolongadas y, por, tanto, no se pueda asegurar la producción estable de electricidad a través de estas centrales.
- *Centrales térmicas*: tienen el problema de que los combustibles fósiles son un recurso limitado en el tiempo. Además, provocan una gran emisión de gases contaminantes perjudiciales para el efecto invernadero.
- *Centrales nucleares*: tienen el problema de la eliminación de los residuos generados, además del potencial riesgo de un accidente nuclear.

Como ya hemos comentado, la tendencia actuales la utilización de energías renovables. Es aquí donde cobra importancia la energía solar. Varias son las formas de aprovechar el sol para la producción de electricidad; se distingue entre:

- *Métodos indirectos*: el sol se aprovecha para calentar un fluido (que puede ser agua, sodio, sales fundidas...) y convertirlo en vapor, con el fin de producir electricidad mediante el movimiento de una turbina. La producción de la electricidad se realiza

mediante un ciclo termodinámico convencional, como se haría en una central térmica de combustible fósil.

- *Métodos directos*: en ellos la luz del sol es convertida directamente a electricidad mediante el uso de las células solares. Se distingue entre sistemas conectados a red y sistemas aislados.

Las diferentes maneras de recoger y aprovechar los rayos del sol para generar energía dan lugar a los distintos tipos de energía solar: fotovoltaica, fototérmica y termoeléctrica. En este proyecto nos centraremos en la energía solar fotovoltaica.

2.2 Instalaciones fotovoltaicas

La energía solar fotovoltaica se puede utilizar para autoconsumo con electrodomésticos de bajo consumo energético, o bien para producción de energía eléctrica cuando se tengan centrales de gran tamaño. En cualquier caso, es necesario disponer de un sistema formado por dispositivos especializados en la transformación de la energía solar en energía eléctrica. Dicho sistema recibe el nombre de sistema fotovoltaico.

Así, y teniendo en cuenta lo dicho, los principales sistemas fotovoltaicos son [8]:

- *Sistemas fotovoltaicos conectados a red*: los sistemas fotovoltaicos de conexión a red se inyecta la energía producida durante las horas de sol a la red eléctrica, realizando el consumo conectando las cargas a la red. El objetivo de estos sistemas será extraer la máxima energía solar posible e inyectarla a la red asegurando un suministro seguro y de calidad.

Las instalaciones deberán disponer de todos los elementos de protección necesarios y encontrarse en condiciones adecuadas para garantizar la seguridad tanto de funcionamiento como de los trabajadores que se encuentren operando en el sistema. De igual manera se incluirá dentro de nuestro sistema fotovoltaico un conjunto de medición, para contabilizar la energía producida por el sistema fotovoltaico durante su periodo de funcionamiento.

La responsabilidad de estos sistemas es menor que en los sistemas aislados, ya que, en caso de avería o pérdida del recurso solar, las cargas pueden seguir

alimentándose con energía producida en otras centrales, por lo que se tiene un sistema más fiable.

- *Sistemas fotovoltaicos de conexión aislada*: los sistemas aislados o autónomos son sistemas que no vierten la energía eléctrica a la red. Estos sistemas se suelen implementar para llevar la electricidad a zonas que no disponen de suministro eléctrico.

Para cubrir la demanda durante las horas sin radiación solar será necesario introducir un sistema de almacenamiento, siendo esta la principal diferencia en comparación con sistemas conectados a red.

La responsabilidad de estos sistemas puede considerarse mayor que la de los sistemas de conexión a red, ya que se pierde el suministro de energía en caso de pérdida de conexión. Para garantizar un suministro de energía en las horas sin recurso solar, será importante elegir un buen sistema de almacenamiento, teniendo en cuenta la generación y la producción a lo largo del año.

- *Sistemas fotovoltaicos conectados a red con sistema de almacenamiento*: este tipo de sistema es el que se plantea en el presente trabajo. Usualmente los sistemas fotovoltaicos conectados a la red no utilizan almacenamiento, pero gracias a los costes cada vez más bajos de los sistemas de almacenamiento, se instalan baterías para almacenar la energía producida y utilizarla posteriormente, por ejemplo, por la noche, cuando la instalación fotovoltaica no produce, de esta forma se obtiene un mayor ahorro económico.

2.3 Descripción de los equipos que componen la instalación

La instalación fotovoltaica a construir va a estar formada por cinco partes fundamentales:

- Generador fotovoltaico
- Controladora de carga y descarga de la batería
- Convertidor Buck-Boost
- Convertidor Elevador
- Batería
- Inversor

Pasamos a describir cada uno de los componentes en detalle.

2.3.1 Panel solar

Los paneles solares o módulos fotovoltaicos están formados por la interconexión de células solares encapsuladas entre materiales que las protegen de los efectos de la intemperie, son las encargadas de captar la energía procedente del sol en forma de radiación solar y transformarla en energía eléctrica por el efecto fotovoltaico [8].

El efecto fotovoltaico se produce al incidir la radiación solar sobre los materiales definidos como semiconductores extrínsecos. Cuando sobre la célula solar incide la radiación, aparece en ella una tensión análoga a la que se produce entre las bornas de una pila, **Figura 4**.

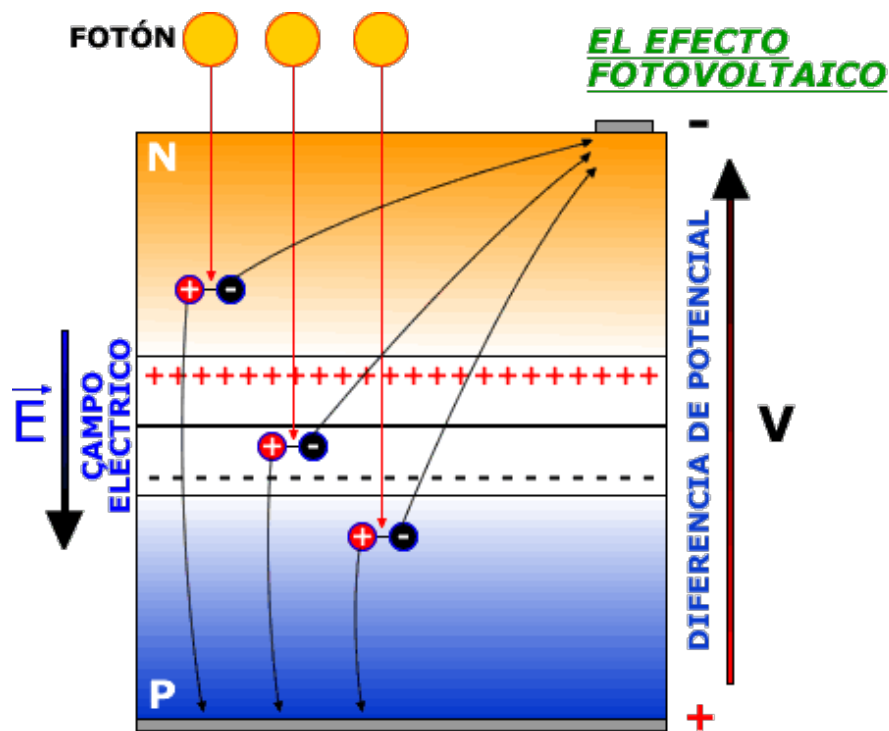


Figura 4. Efecto fotovoltaico. Fuente:

http://www.ujaen.es/investiga/solar/07cursosolar/home_main_frame/03_celula/01_basico/3_celula_03.htm (última consulta: junio 2020)

La distinción entre paneles se hace en función de la fabricación de la célula fotovoltaica, **Figura 5**. La mayoría de las células solares según el tipo de material con las que son fabricadas (silicio generalmente), se dividen en [9]:

- *Monocristalinas*: se componen de secciones de un único cristal de silicio (Si). Presentan una estructura completamente ordenada, son de difícil fabricación y se obtienen de silicio puro fundido y dopado con boro.
- *Policristalinas*: cuando están formadas por pequeñas partículas cristalizadas. Presentan una estructura ordenada por regiones, se obtienen de igual forma que las monocristalinas, pero con menos fases de cristalización.
- *Amorfas*: cuando el silicio no se ha cristalizado.

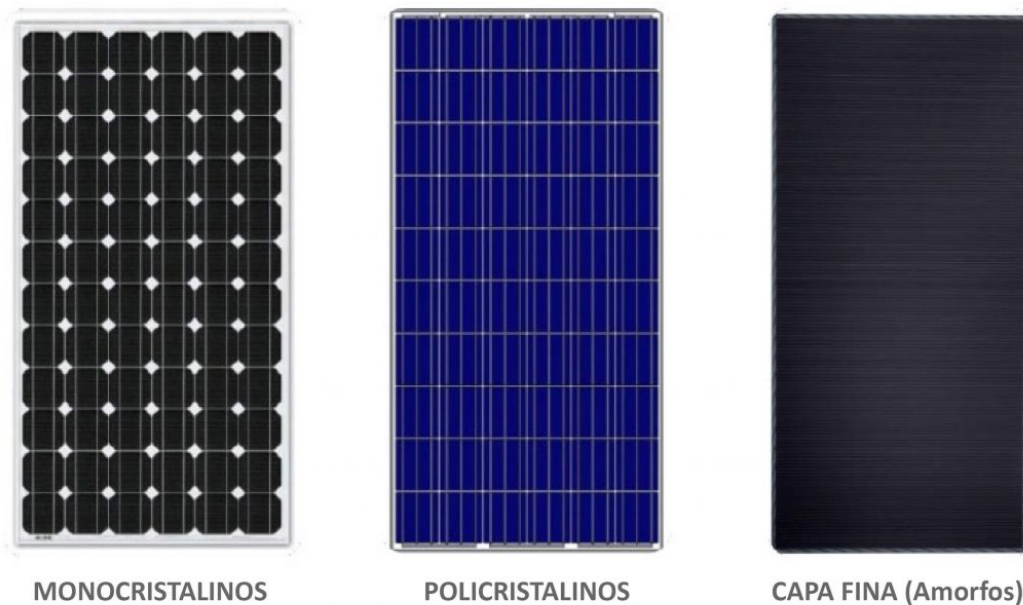


Figura 5. Paneles de silicio monocristalino, policristalino y amorfo. Fuente: <https://ecofener.com/blog/tipos-de-paneles-solares/> (última consulta: junio 2020)

Un panel solar está constituido por varias células iguales conectadas entre sí, en serie y/o paralelo de forma que la tensión y corriente suministrada por el panel se incrementa hasta ajustarse al valor deseado. Como norma general, los paneles solares se fabrican disponiendo primero las células necesarias en serie para alcanzar la tensión que deseamos a la salida del generador fotovoltaico y a continuación se asocian ramales de células en serie en paralelo hasta alcanzar el nivel de corriente deseado, **Figura 6**.

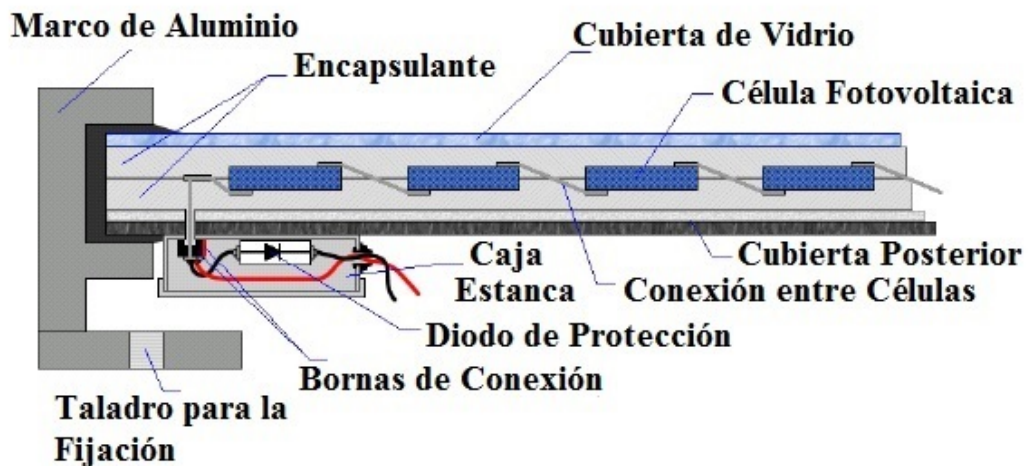


Figura 6. Elementos de un panel fotovoltaico. Fuente: <https://greenkiinacademico.wordpress.com/2019/11/11/diferencia-entre-celda-modulo-panel-y-arreglo-solar/> (última consulta: julio 2020)

2.3.2 Controlador de carga y descarga de baterías

Un controlador o regulador de carga solar se coloca entre el panel fotovoltaico y la batería y básicamente se encarga de controlar el flujo de energía que circula entre ambos equipos.

El control del flujo de energía se realiza mediante el control de los parámetros de Intensidad (I) y Voltaje (V) al que se inyecta en la batería. Este flujo de energía depende del estado de carga de las baterías y de la energía generada por el campo fotovoltaico.

El controlador de carga solar protege la batería contra sobrecargas, llenándola según le resulte más conveniente en cada momento a la batería.

Existen tres estados de carga posibles [9]:

- *Fase Bulk*: En esta fase la batería está descargada y toda la corriente producida por el panel solar fotovoltaico es inyectada en la batería, aumentando la tensión en el campo de las baterías medida que estas se van llenando.
- *Fase absorción*: Cuando la tensión de la batería alcanza la tensión de absorción, el regulador de carga solar se encarga básicamente de mantener la tensión ligeramente por debajo de dicho valor y reduce la corriente paulatinamente hasta que esté llena totalmente la batería.

- *Fase de Flotación:* Tras la fase de absorción el regulador de carga solar alcanza la fase de flotación (generalmente 13,5 V), además en esta fase la corriente inyectada se reduce hasta que la batería se llena por completo.

Hay que tener en cuenta que toda la energía que se genera mayor a la energía que es posible inyectar en la batería se pierde por efecto Joule, en forma de calor en el regulador, por lo que es importante escoger el regulador de carga solar apropiado para la instalación fotovoltaica.

Otras funciones secundarias que realiza el regulador:

- Evita que la batería se pueda descargar por la noche por inversión de corriente mediante un diodo tipo D.
- Proporciona información del estado del sistema: voltaje de la batería, corriente generada, históricos, estado de carga... (sólo en los que tienen reguladores con DISPLAY).

2.3.2.1 Consumo en continua

Cuando el regulador de carga solar tiene conectado un consumo en corriente continua protege la batería contra descargas profundas.

El regulador de carga solar tiene un interruptor tipo A que corta la corriente entregada por la batería al consumo sólo cuando éste se realiza en continua, ya que la corriente sí que pasa por el regulador. En los reguladores con display, cuando no hay consumo en corriente continua, la pantalla de “Consumo o Load” aparecerá el valor 0 A.

2.3.1.1 Consumo en alterna

Lo más habitual es la conexión del regulador de carga solar para el consumo en alterna, en cuyo caso la descarga de la batería se realiza por el inversor y el regulador de carga no puede controlar la descarga de la batería.

2.3.1.2 Tipos de controladores de carga y descarga de baterías

Existen dos tipos de reguladores de carga solar para las instalaciones fotovoltaicas: Los reguladores PWM (Modulación por anchura de pulsos) y los reguladores MPPT (Seguidor del Punto de Máxima Potencia) [10], **Figura 7**.



Figura 7. Tipos de controladores de carga. Fuente: <https://tecnosolab.com/noticias/regulador-carga-pwm-mppt/> (última consulta: julio 2020)

2.3.1.2.1 Regulador de carga solar PWM

Un regulador de carga solar PWM es un regulador de carga sencillo que actúa como un interruptor entre el Panel solar fotovoltaico y la batería. Cuando el panel fotovoltaico está conectado a un regulador de carga solar PWM este está forzado a trabajar a la tensión de la batería, esto provoca pérdidas de rendimiento respecto al punto de máxima potencia (MPP) de los paneles fotovoltaicos. En cuanto se llega a la fase de absorción de la batería, el regulador de carga solar empieza a cortar parte de la posible producción de los paneles fotovoltaicos, modificando la anchura de los pulsos, es decir cortando muchas veces por segundo el contacto entre los paneles fotovoltaicos y la batería, para que no se sobrecargue la batería.

Las ventajas de este tipo de regulador de carga solar son la sencillez, su reducido peso y el precio.

La desventaja principal es la pérdida de rendimiento con respecto a un regulador de carga MPPT, es decir un regulador de carga PWM va a extraer menos energía de un panel fotovoltaico que un regulador de carga MPPT, por lo cual se necesitan más paneles fotovoltaicos para sacar la misma producción.

2.3.1.2.2 Regulador de carga solar MPPT

Un regulador de carga solar MPPT lleva incorporado un seguidor de punto de máxima potencia (Maximum Power Point = MPPT) y un convertidor CC-CC (transformador de corriente continua de alta tensión a corriente continua de baja tensión para alargar la carga de la batería). El MPPT se encarga de trabajar en la entrada de los paneles fotovoltaicos a la tensión más conveniente, para sacar la máxima potencia o para limitar la potencia en fase de “absorción” y “flotación”.

Las ventajas de este tipo de regulador de carga solar frente a uno PWM:

- Saca más rendimiento al panel fotovoltaico.
- Permite emplear paneles fotovoltaicos que no se pueden emplear con un regulador de carga solar PWM, por cuestiones de incompatibilidad de la tensión del panel con la batería.
- Permite trabajar a mayor tensión en el campo fotovoltaico disminuyendo caídas de tensión respectivamente permitiendo emplear cables de menor sección.

Para elegir el regulador de carga solar adecuado para nuestra instalación hemos tenido en cuenta el tipo de aplicación, potencia y tipo de panel fotovoltaico. En función de los objetivos de nuestra instalación hemos elegido un regulador de carga solar MPPT.

2.3.3 Convertidores electrónicos de potencia

Un convertidor de energía es un sistema o equipo electrónico que tiene por objetivo la conversión de energía eléctrica entre dos formatos diferentes. Por ejemplo, obtener corriente continua a partir de corriente alterna.

El concepto inicial de convertidor puede extenderse para incluir aspectos como: eficiencia, reversibilidad, grado de idealidad, fiabilidad, volumen o tecnología por citar las más importantes [14]. En la **Figura 8** se muestra la estructura básica de un convertidor.

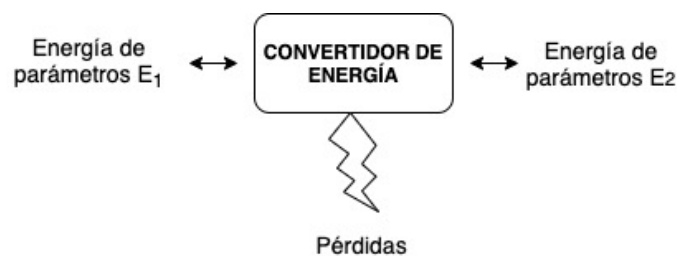


Figura 8. Estructura básica de un convertidor electrónico de energía. Fuente:

<https://ocw.unican.es/pluginfile.php/1986/course/section/2310/convertidores.pdf> (última consulta: julio 2020)

2.3.3.1 Tipos de convertidores

Los convertidores pueden clasificarse según diferentes criterios. Uno de los más comúnmente utilizados es agruparlos según el formato de las energías de entrada y salida. Básicamente y según este criterio pueden establecerse cuatro grandes grupos [13], [14]:

- *Convertidores CA/CC o rectificadores.* Este tipo de convertidores transforman corriente alterna, monofásica o trifásica, en continua.
- *Convertidores CC/CC.* Este tipo de convertidores transforman un determinado valor de corriente continua de entrada en uno distinto de salida, con la posibilidad de incluir, además, aislamiento galvánico entre entrada y salida.
- *Convertidores CC/CA.* Este tipo de convertidores reciben también el nombre de inversores. Básicamente, realizan una conversión de corriente continua en corriente alterna, con la posibilidad de poder controlar tanto la frecuencia como el valor eficaz de la tensión o intensidad de salida.

- *Convertidores CA/CA*. La función de este tipo de convertidores es modificar el valor eficaz de la tensión de entrada, conservando su frecuencia, aunque también puede conseguir una tensión de salida con una frecuencia submúltiplo de la de entrada. En este último caso reciben el nombre específico de cicloconvertidores.

2.3.1.2.3 Convertidores CC/CC

Los convertidores continua – continua sirven para transformar una tensión de entrada continua, generalmente de valor fijo, en una tensión de salida también de corriente continua, con un valor distinto. De forma simplificada se puede pensar que realizan la misma transformación que los transformadores, pero con corriente continua. Su rango de aplicación es el mismo que el de los convertidores CA/CC, con la única diferencia de que la energía primaria de alimentación no es corriente alterna, sino continua.

Desde el punto de vista puramente técnico, este tipo de convertidores presentan algunas ventajas sobre otras formas de regulación cuando se aplican al control de accionamientos de corriente continua:

- Pueden proporcionar una variación continua de salida, lo que se traduce también en una aceleración constante del accionamiento.
- Presentan una respuesta dinámica muy rápida.
- Tienen una elevada eficiencia.

Desde el punto de vista de su arquitectura interna, este tipo de convertidores se agrupan según su capacidad para realizar transformaciones en las que la tensión de entrada se reduce, se eleva, o se reduce o eleva indistintamente.

Para diseñar el convertidor CC/CC que se adecúe mejor a las condiciones de operación del circuito, se deben tener en cuenta los siguientes apartados, **Figura 9**:

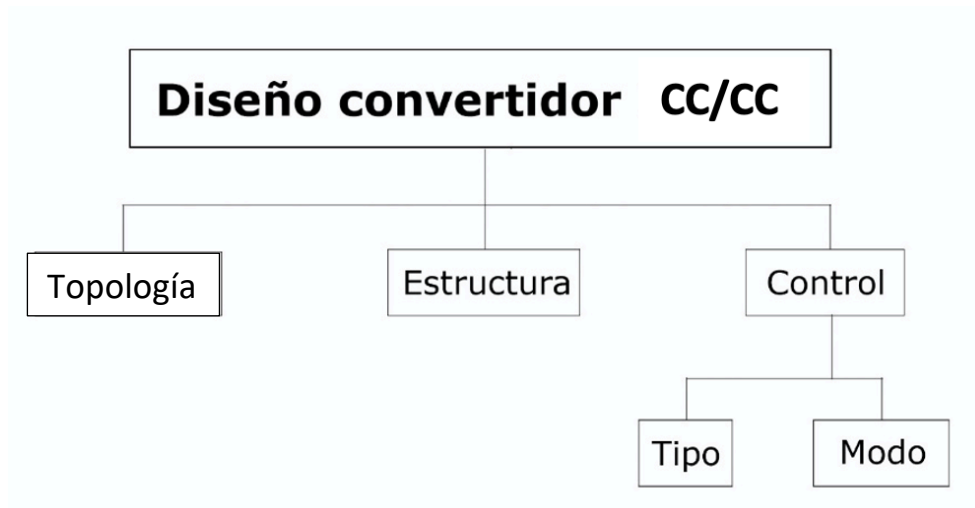


Figura 9. Clasificación de los convertidores CC/CC. Fuente: elaboración propia

2.3.1.2.3.1 Topologías

Se analizan, a continuación, las topologías que vamos a utilizar en la instalación a desarrollar.

✚ Convertidores conmutados CC/CC sin aislamiento galvánico

- *Convertidor reductor (buck)*: se denominan reductores aquellos convertidores CC/CC cuya tensión de salida es siempre inferior a la de entrada. Esta topología da como resultado una señal de tensión muy estable, pero con un importante rizado a la entrada. En la **Figura 10** se muestra el circuito equivalente de este tipo de convertidores.

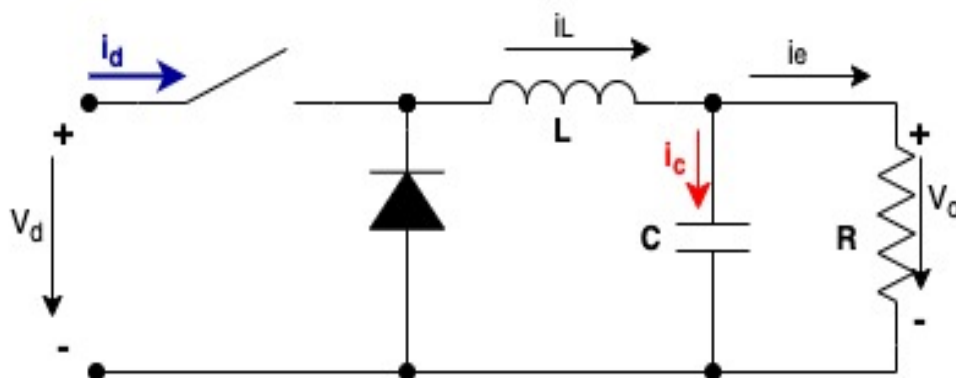


Figura 10. Convertidor Buck. Fuente: elaboración propia

- *Convertidor elevador (Boost)*: la tensión de salida del convertidor es superior a la de entrada. En este caso, se obtienen resultados opuestos al anterior ya que se obtiene un rizado de tensión a la salida superior pero una oscilación de la corriente de entrada inferior. En la **Figura 11** se muestra el circuito básico.

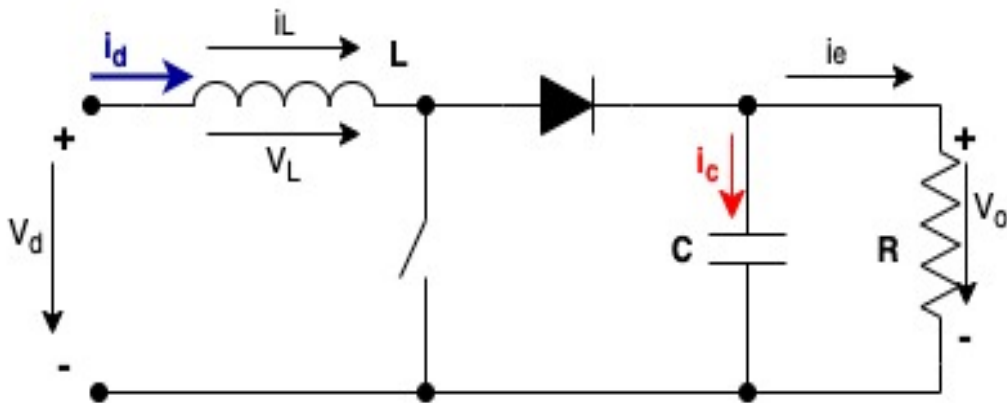


Figura 11. Convertidor Boost. Fuente: elaboración propia

- *Convertidor reductor-elevador (Buck-Boost)*: puede entregar en la salida un valor de tensión menor (modo buck) o mayor a la tensión de la entrada (modo boost), dependiendo del ciclo de trabajo del transistor. Como particularidad, la polaridad de la tensión de salida es siempre opuesta a la tensión de entrada. La topología básica del convertidor buck-boost se muestra en **Figura 12**.

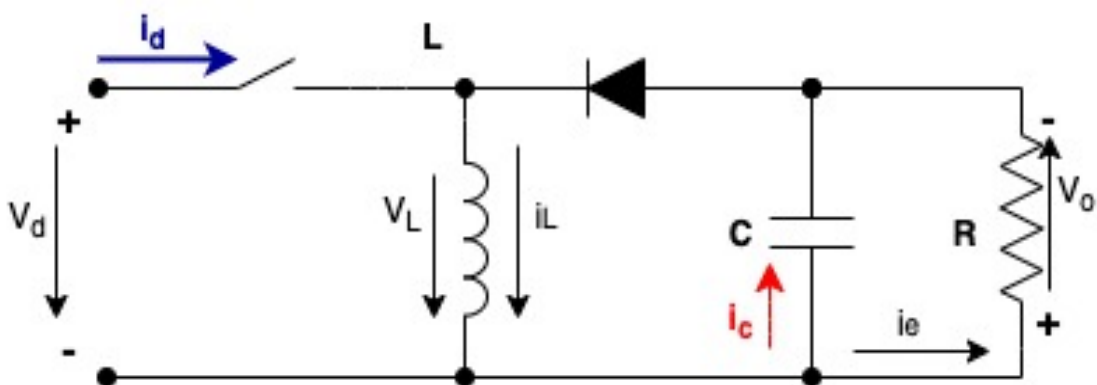


Figura 12. Convertidor buck-boost. Fuente: elaboración propia

2.3.1.2.3.2 Estructura

En este apartado, nos centraremos en la estructura Totem-Pole o puente en H la cual utilizaremos para corregir el factor potencia. Por otro parte, cabe destacar que existen multitud de estructuras, tales como: convertidor de una etapa, dos etapas y multifase entrelazado o interlaving.

✚ Totem-pole o puente en H:

A diferencia de las estructuras convencionales, la tipología Totem-Pole no hace uso de un puente rectificador de diodos a la entrada del convertidor CC/CC. En este caso, todos los diodos del puente son sustituidos por MOSFETs, suponiendo un aumento del rendimiento al ser menores las pérdidas por conducción.

En contrapartida, el sistema de control se vuelve más complejo ya que debe contrarrestar los elevados picos de corriente en los pasos por cero, cuando la tensión de red cambia de semiciclo. Sin un correcto control, el convertidor generará resonancias que junto a los picos de corriente dará lugar a distorsión en la corriente de entrada, aumento de la distorsión armónica total (THD), interferencias electromagnéticas (EMI) e incluso la rotura de componentes.

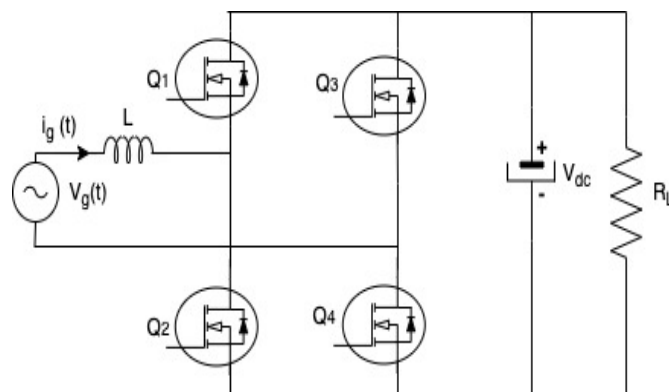


Figura 13. Estructura Totem-Pole de un Boost clásico. Fuente: elaboración propia

2.3.1.2.3.3 Control

Los convertidores CC/CC son circuitos que controlan la carga y descarga de energía de sus elementos pasivos con el objeto de conseguir un nivel de tensión continua determinado. Para ello, es necesario el uso y control de elementos conmutadores.

En este apartado, abordaremos tres aspectos fundamentales para definir el sistema de control: modo de conducción, tipo de control y el elemento encargado de gestionar dicho sistema.

2.3.3.1.1.3.1 Modo de conducción

Todo convertidor puede operar en tres modos de conducción, los cuales se deben a la relación entre el tiempo de descarga total de la energía almacenada de la bobina y el tiempo en el que elemento conmutador se encuentra cerrado. Los modos de conducción posibles son [13], [15]:

Modo de conducción continua (MCC):

La principal característica de este modo reside en que la intensidad que circula a través de la bobina fluctúa entre valores máximo y mínimo, sin llegar a anularse nunca. Para ello, el conmutador se encontrará abierto en un intervalo de tiempo inferior a la descarga total de la bobina, partiendo de un valor de corriente mínimo en cada ciclo de trabajo.

El rizado de corriente que presenta la bobina a plena carga está comprendido entre un 20% y un 40% de la corriente media de entrada; como consecuencia, los picos de corriente son bajos y la corriente eficaz y las pérdidas por conducción se reducen. Su aplicación está centrada en circuitos de media y alta potencia.

Modo de conducción discontinua (MCD):

En el modo discontinuo la corriente que fluye por la inductancia si pasa por cero, por lo que el conmutador estará en circuito abierto un periodo superior del que la bobina puede ceder energía.

Este método tiene la desventaja de generar corrientes de pico elevadas sobre el transistor, diodo y condensador de salida. Por ello, sus aplicaciones son en circuitos de baja potencia.

Modo de conducción crítica (MCCr):

Por último, el modo crítico consiste en operar en el límite entre los modos anteriormente descritos, es decir, la corriente a través de la inductancia se anula únicamente al final de cada ciclo de conmutación. Su utilización se centra en potencias bajas (<300 W).

2.3.3.1.1.3.2 Tipo de control

Actualmente, existe una gran variedad de métodos de control con los que se pretende corregir el factor de potencia. En general, para cualquier estrategia de control se requieren de lazos de control. La etapa de control que diseñaremos para nuestros convertidores la explicaremos al final de este capítulo en el apartado “Modelado para control de convertidores conmutados”.

2.3.3.1.1.3.3 Elementos de potencia

Los convertidores de energía eléctrica se realizan con la ayuda de componentes electrónicos que podemos clasificar en dos familias distintas [14], [16]:

- Los primeros son los llamados *componentes pasivos*, y se trata esencialmente de condensadores e inductancias.
- Los segundos son los llamados *componentes activos* y se trata de componentes a base de semiconductores, de los cuales existen numerosas variedades: diodos, tiristores, transistores...

Ante la necesidad de los convertidores electrónicos de trabajar de forma reversible, se requiere el uso de interruptores reversibles en corriente, también conocidos como interruptores de tres segmentos. El interruptor de tres segmentos es la unión en antiparalelo de un transistor y un diodo formando un único componente. De esta forma se consigue un

elemento que permite el paso de corriente en ambos sentidos, aunque solo soporta tensión en una polaridad.

Aunque se pueden emplear distintos transistores para realizar la función del semiconductor, utilizaremos el MOSFET (**Figura 14**) para que nuestros convertidores puedan trabajar de forma reversible. La principal virtud de este componente es su facilidad de control de puerta, ya que requiere una muy baja corriente de control.

El MOSFET es el transistor más utilizado en la industria microelectrónica, ya sea en circuitos analógicos o digitales, prácticamente la totalidad de los microprocesadores comerciales están basados en transistores MOSFET.

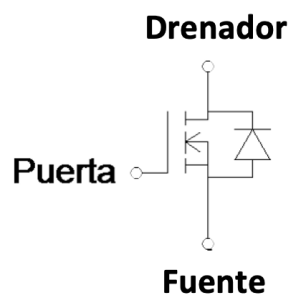


Figura 14. Símbolo de un MOSFET con un diodo en antiparalelo. Fuente: elaboración propia

2.3.1.2.4 Convertidor CC/CA: inversor

Se entiende por convertidor CC/CA o inversor aquel circuito que es capaz de transformar una corriente continua en alterna capaz de transformar una corriente continua en alterna.

En un sistema fotovoltaico de conexión a red eléctrica, la potencia en corriente continua CC generada por el panel solar, debe convertirse en corriente alterna CA para poder ser inyectada a la red eléctrica. Este requisito hace imprescindible la utilización de un inversor que se encargue de dicha conversión, con la finalidad de conseguir la conversión del flujo energético, de corriente CC a CA.

Respecto de las características, los inversores se fabrican considerando dos etapas: una sintetizadora y otra filtradora. La etapa sintetizadora produce una onda de pulsos a partir de una tensión de corriente alterna. La etapa filtradora se ocupa de eliminar los armónicos indeseados de la onda de pulsos para tener a la salida de esta etapa una señal lo mas senoidal posible.

El inversor se caracteriza por ser reductor, es decir, la tensión de salida será menor que la tensión de entrada.

En función de las fases se tienen dos tipos de inversores:

- **Los monofásicos** son aquellas que tienen una única corriente alterna o fase.
- **Los trifásicos** son aquellas que constan de 3 fases o corrientes alternas distintas que dividen la instalación en 3 partes a las que llega potencia constante.

2.3.1.2.4.1 Tipos de inversores

Según el tipo de onda los inversores se pueden clasificar en [14], [21]:

- *Inversores de onda cuadrada.* Este tipo de inversores se basan en un simple “chopeado” de la potencia CC de entrada, con muy poca modulación o filtrado. Estos inversores son los más baratos, pero también los menos eficientes. Producen demasiados armónicos que generan interferencias (ruidos) y pérdidas de potencia. Su rendimiento está en torno a 50-60% y producen una distorsión armónica elevada. Son válidos para alimentar pequeñas cargas resistivas o inductivas. En la actualidad apenas son utilizados.
- *Inversores de onda senoidal modificada o quasi-senoidal.* Este tipo de inversores utilizan técnicas de modulación de ancho de pulso. El ancho de la onda es modificado para acercarla lo más posible a una onda senoidal. El contenido en armónicos es mucho menor que en un inversor de onda cuadrada. Son los que mejor relación calidad/precio ofrecen para la conexión de iluminación, televisión o variadores de frecuencia. En la actualidad apenas son utilizados.
- *Inversores de onda senoidal.* Este tipo de inversores contiene una electrónica más elaborada, con la que se puede conseguir una onda senoidal pura. Los rendimientos de estos inversores rondan el 90%, dependiendo de la potencia. El

inconveniente de este tipo de inversores es el precio. En la actualidad son los inversores que más se utilizan y el que utilizaremos en nuestra instalación.

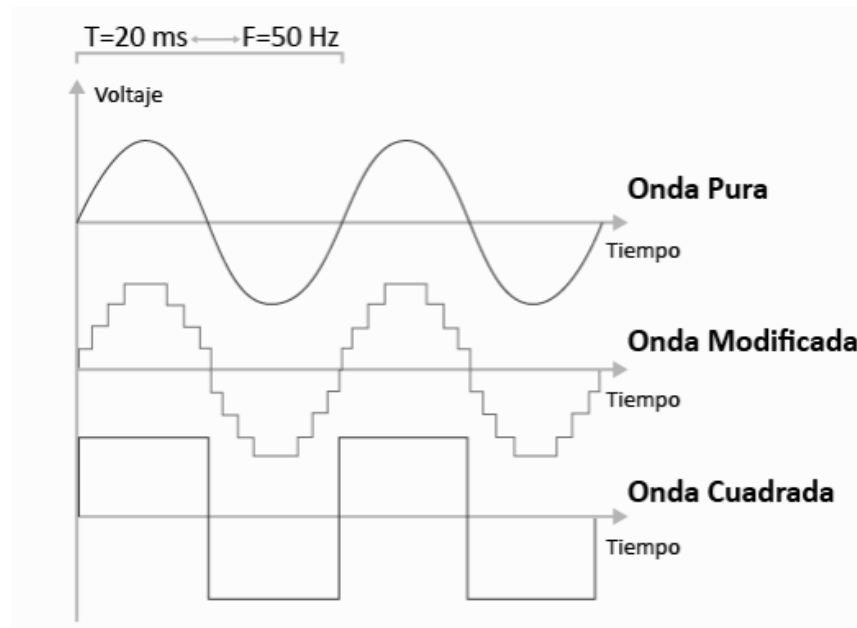


Figura 15. Formas de onda obtenidas por los diferentes tipos de inversores. Fuente: <https://autosolar.es/blog/aspectos-tecnicos/como-son-los-inversores-de-onda-senoidal> (última consulta: septiembre 2020)

2.3.1.2.4.2 Topologías del inversor

A pesar de existir gran número de topologías para construir o diseñar un inversor, las más habituales son las descritas a continuación [15]:

- **Push-pull:**

El inversor push-pull presenta la ventaja de poder ajustar la tensión de salida en función del número de espiras del transformador, por lo que acoplaría la etapa de inversión y elevación.

Su principal inconveniente es que los interruptores que se vayan a utilizar tienen que soportar el doble de la tensión de entrada, ya que además de la tensión de entrada deberán soportar la tensión reflejada en el primario del transformador. Esto se traduce en mayores costes económicos en los interruptores conmutados, además de los costes que ya suponen los bobinados.

Aunque a primera vista parezca una opción interesante para inversores de baja potencia, esta tipología de inversor no tolera asimetrías en las señales de control, ya que se saturaría el núcleo del transformador. Como los ciclos de trabajo deben variar para poder generar una tensión senoidal, esta opción no resulta válida para la presente aplicación.

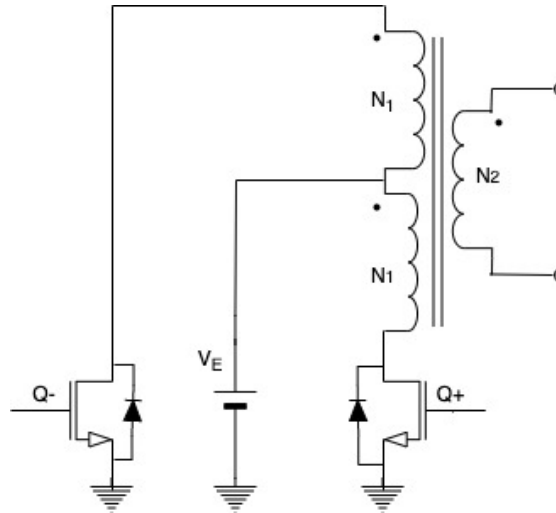


Figura 16. Esquema inversor tipo push-pull monofásico. Fuente: elaboración propia

- **Medio puente:**

La principal característica del inversor en medio puente es que con esta tipología se crea un punto a una tensión flotante a mitad de la tensión de entrada empleando dos condensadores en serie. De esta manera, la forma de onda modulada a la salida del medio puente tendrá la mitad de la tensión de entrada del mismo. El inconveniente que presenta esta característica es que, al tener una tensión más reducida, para la misma potencia, se tienen valores de corriente más grandes, aumentando con ello las pérdidas del sistema.

Su funcionamiento es parecido al del inversor asimétrico, pero varía en que, al tener los condensadores, se consigue evitar una descompensación en la tensión suministrando la energía necesaria para ello. Es por eso que los condensadores deben estar adecuadamente escogidos.

La tipología de inversor de medio puente es adecuada por sus características para sistemas con una entrada de tensión en continua elevada y una potencia en la carga media.

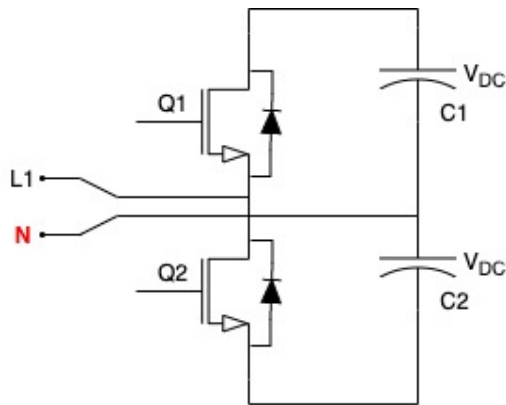


Figura 17. Esquema inversor tipo medio puente monofásico. Fuente: elaboración propia

- **Puente completo:**

La topología de puente completo se caracteriza por tener cuatro interruptores en dos ramas de conmutación. La tensión máxima que se puede obtener a la salida es igual a la tensión que se esté viendo a la entrada del puente, por lo que la potencia a la que se puede trabajar se multiplica por cuatro. En este interruptor los semiconductores solo soportan la tensión de entrada.

Por otro lado, como inconveniente, se tiene que al trabajar con más semiconductores aumentan las pérdidas producidas por la conducción de estos, teniendo a fin de cuentas un rendimiento inferior a otros esquemas de inversión.

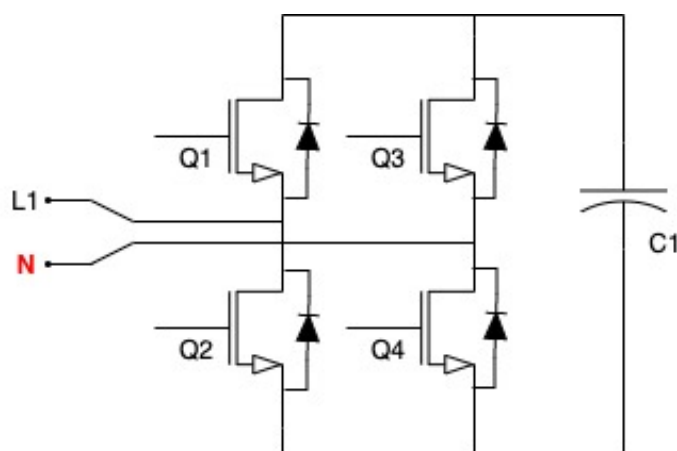


Figura 18. Esquema inversor tipo puente completo monofásico. Fuente: elaboración propia

El esquema de puente en H o puente completo es el más utilizado y será el elegido para explicar la modulación del sistema.

Finalmente, El inversor que se utilizará será un inversor monofásico de puente completo bidireccional con aislamiento galvánico, con una regulación de la apertura y cierre de los interruptores de potencia mediante la técnica de modulación de anchura de pulsos (PWM), esta técnica se explicará a la hora de realizar el diseño del inversor.

En sistemas alimentados con baterías es importante que la energía reactiva regrese a la fuente de corriente continua y, además, por cuestiones de coste y tamaño, es deseable que la característica de direccionalidad esté en el mismo inversor.

2.3.1.2.4.3 Etapa de filtrado

Los filtros que se fabricaban con resistencias, capacitores e inductores, fueron introducidos tanto en Alemania, como en EEUU en el año 1915. Posteriormente en el año 1955, los investigadores R. P. Sallen y E. L. Key diseñaron otro tipo de filtros, conocidos como filtros Sallen Key, donde los cálculos matemáticos se simplificaron utilizando resistencias, capacitores y amplificadores operacionales.

Un filtro es un circuito con el cual se permite el paso de una determinada banda de frecuencias, mientras el resto de las señales que no están dentro de esa banda de frecuencias son atenuadas.

2.3.3.1.2.3.1 Tipos de filtros

Los métodos genéricos para reducir los armónicos se pueden dividir en [17], [19], [22]:

- **Filtro pasivo:**

Los filtros pasivos se componen de resistencias, inductores o capacitores. Este tipo de filtros fueron, cronológicamente, los primeros en desarrollarse, ya que a principios del siglo XX no existían filtros activos, o eran muy caros y voluminosos. Son utilizados para

establecer un camino de baja impedancia para las corrientes armónicas, de forma que circulen por el filtro y no por la fuente de alimentación.

Se suelen utilizar en las siguientes instalaciones:

- Instalaciones que requieren corrección del factor de potencia.
- Instalaciones en las que la distorsión de tensión debe reducirse para evitar perturbar las cargas sensibles.
- Instalaciones en las que la distorsión de corriente debe reducirse para evitar sobrecargas.

Suelen instalarse en paralelo con la carga no lineal, absorbiendo los armónicos para evitar que circulen por la red de distribución. Se ajustan al rango de armónicos que se desea eliminar, utilizando ramificaciones de filtros en paralelo para una eliminación más global. Se basan en proporcionar a las corrientes armónicas un camino de impedancia mucho menor que la red exterior, actuando como sumideros de estas.

Ventajas:

- ✓ Bajo coste.
- ✓ Reducen tensiones armónicas de la tensión de alimentación o corrección del factor de potencia.

Inconvenientes:

- ✗ Selectividad: no compensan todo el margen de armónicos deseado.
- ✗ La resonancia entre filtro e impedancia de la fuente puede causar amplificaciones de las tensiones armónicas.
- ✗ El filtro puede provocar una resonancia paralela con la red de suministro, amplificando las corrientes armónicas.
- ✗ Los filtros pasivos, debido a su componente resistiva, tienen un consumo de componente fundamental, provocando armónicos de tensión.
- ✗ El número de secciones del filtro será mayor cuanto más elevado sea el número de armónicos a atenuar.
- ✗ El filtro de absorción está adaptado a una configuración concreta de red y estado de cargas. Por lo tanto, no podrán eliminarse ni añadirse cargas a un grupo compensado de esta forma.

- **Filtro activo:**

Los filtros activos se componen de los siguientes componentes: amplificadores operacionales, resistencias, inductores y capacitores.

Las desventajas relacionadas con el uso de filtros pasivos pueden ser solventadas con la utilización de filtros activos. Los filtros activos están basados en la utilización de IGBT con el fin de reducir los armónicos, y por tanto mejorar el factor de potencia. El filtro activo mide la magnitud de la corriente armónica y crea la misma intensidad armónica en la corriente opuesta a la corriente armónica original. Por tanto, ambas corrientes al ser de la misma magnitud y opuestas, se anulan entre sí, reduciéndose el contenido en armónicos. Este método se aplica con éxito tanto a sistemas monofásicos como a sistemas trifásicos.

En este tipo de filtros los inductores no suelen emplearse debido que son componentes muy voluminosas, caros y a veces tienen componentes resistivas de elevada magnitud.

Ventajas:

- ✓ Compensación de los armónicos de las cargas más perjudiciales.
- ✓ Eliminación de armónicos de orden superior e inferior.
- ✓ Reducción del ancho de banda del control de corriente.
- ✓ Error relativamente bajo debido a un uso de bucle cerrado.
- ✓ Amplio rango de tensión de entrada.
- ✓ Reduce el coste energético
- ✓ Protección contra sobretensiones y transitorios o fácil de sintonizar.
- ✓ Tamaño pequeño.

Inconvenientes:

- ✗ Necesita fuente de alimentación.
- ✗ Susceptibles de distorsión por intermodulación.
- ✗ Algoritmo especial para reducir la distorsión proveniente de la tensión de red.
- ✗ Estudio pormenorizado, para evitar sobrecostes y sobredimensionados.

- **Filtro híbrido:**

Este tipo de filtros es una combinación de los filtros activos y pasivos. Abarca un amplio rango de niveles de potencia y rendimiento, ofreciendo las ventajas de los filtros de los cuales deriva.

Este tipo de filtros se utiliza en para los siguientes casos:

- Reducir la distorsión de la tensión para evitar perturbar las cargas sensibles.
- Reducir la distorsión de corriente para evitar sobrecargas.
- Cumplir de manera muy estricta los niveles de emisiones armónicas.

2.3.3.1.2.3.2 Respuesta a la frecuencia

Según su respuesta en frecuencia, los filtros tanto pasivos como activos pueden clasificarse básicamente en cuatro categorías diferentes [14]:

- *Filtro pasa bajos:* Son aquellos que introducen muy poca atenuación a las frecuencias que son menores que la frecuencia de corte. Las frecuencias que son mayores que la de corte son atenuadas fuertemente.
- *Filtro pasa altos:* Este tipo de filtro atenúa levemente las frecuencias que son mayores que la frecuencia de corte e introducen mucha atenuación a las que son menores que dicha frecuencia.
- *Filtro pasa banda:* En este filtro existen dos frecuencias de corte, una inferior y otra superior. Este filtro solo atenúa las señales cuya frecuencia sea menor que la frecuencia de corte inferior y aquellas cuya frecuencia sea superior a la frecuencia de corte superior. Por tanto, solo permiten el paso de un rango o banda de frecuencias sin atenuar.
- *Filtro de rechazo de banda:* Este filtro elimina en su salida todas las señales que tengan una frecuencia comprendida entre una frecuencia de corte inferior y otra de corte superior. Por tanto, estos filtros eliminan una banda completa de frecuencias de las introducidas a su entrada.

En nuestro caso para la mitigación de armónicos a la salida del inversor se deberá instalar un filtro que permita pasar las señales de baja frecuencia y elimine las de frecuencias mayores, por lo que el filtro a instalar será un filtro paso bajo.

El filtro paso bajo a instalar podría ser un filtro RC o un filtro LC. Para los circuitos de pequeña electrónica es más habitual el uso de los filtros RC. Para el caso del inversor, en donde la colocación de la bobina es necesaria para mitigar el rizado de la corriente a la salida del puente completo, se optará por un filtro LC. Por otro lado, el uso de un filtro RC traería consigo unas pérdidas que no interesan al sistema. Por lo tanto, el esquema que se utilizará en este filtro tendrá la siguiente forma, **Figura 19**:

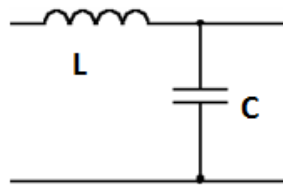


Figura 19. Esquema del filtro LC. Fuente: elaboración propia.

2.3.1.2.4.4 Transformadores

A menudo, los inversores para regular la tensión a la salida requieren de un transformador. El transformador es un dispositivo que permite modificar la potencia eléctrica de corriente alterna con un determinado valor de tensión y corriente en otra potencia de casi el mismo valor, pero con distintos valores de tensión y corriente.

Son máquinas estáticas de bajas pérdidas con dos devanados de corriente alterna arrollados sobre un núcleo magnético y tiene un uso muy extendido en los sistemas eléctricos de transmisión y distribución de energía eléctrica.

Si el transformador es elevador de tensión, la tensión que llega al bobinado primario sale del secundario elevada a un determinado valor. La intensidad del primario se reduce en el secundario en la misma proporción, luego elevan la tensión y reducen la intensidad en igual proporción.

Si el transformador es reductor de tensión, la tensión que llega al bobinado primario sale del secundario reducida a un determinado valor. La intensidad del primario se aumenta en el secundario en la misma proporción que la tensión, luego reducen la tensión y elevan la intensidad en igual proporción.

El funcionamiento de un transformador es el siguiente: el bobinado primario genera un campo magnético que se incrementa al pasar por el circuito magnético, el bobinado secundario se encuentra sometido a la influencia del campo magnético creado, que es variable, induciéndose una corriente y tensión que es proporcional al número de espiras (cuantas más espiras, más tensión, cuantas menos espiras, menor tensión).

La posibilidad de elevar la tensión y reducir la intensidad en las redes de transporte de la energía eléctrica, permite reducir la sección de los conductores y también las pérdidas de energía en el transporte.

La energía que se genera en las centrales se eleva a los valores de la tensión que sea necesaria, y la energía que llega al lugar de utilización se reduce a los valores que convenga a los receptores, por medio de los transformadores.

Los transformadores se utilizan en las instalaciones fotovoltaicas, para acondicionar la tensión de la red a los valores que interesen a la utilización, tanto en caso de instalaciones aisladas, como en casos como el de este proyecto, conectadas a la red eléctrica.

En este sistema solar fotovoltaico, se ha utilizado el transformador elevador, ya que la tensión que aporta el inversor es más baja que la que tiene la línea de red eléctrica a la que se conecta el sistema [13].

2.3.1.2.4.5 Arduino

Para llevar a cabo el control del inversor y el transformador, se ha decidido implementar un control de tipo digital, donde habrá que muestrear la señal de salida del sistema y ejecutar una acción de control en cada periodo de muestreo. Para ello se decidió usar un procesador de propósito general, concretamente un Arduino.

Arduino es una plataforma de electrónica de código libre, que cuenta con un hardware y software sencillo de usar. Al ser de código libre, todo el mundo puede colaborar en el software y usarlo libremente, además de contar con innumerables ejemplos donde aprender y consultar dudas.

Es una placa basada en un microcontrolador Atmel. Los microcontroladores son circuitos integrados en los que se pueden grabar instrucciones. Estas instrucciones permiten crear programas que interactúan con los circuitos de la placa.

El microcontrolador de Arduino posee lo que se llama una interfaz de entrada, que es una conexión en la que podemos conectar en la placa diferentes tipos de periféricos. La información de estos periféricos que conectes se trasladará al microcontrolador, el cual se encargará de procesar los datos que le lleguen a través de ellos. Además, cuenta con una interfaz de salida, que es la que se encarga de llevar la información que se ha procesado en el Arduino a otros periféricos [22].

Principalmente se escogió este procesador porque dispone del hardware y software necesario para las funciones que se van a requerir en este proyecto, como son lectura y escritura de señales analógicas y digitales, además de salidas PWM (pulse width modulation) útiles para generar la señal de disparo de los MOSFETS, y porque su programación es muy sencilla y cómoda, con lo cual el código para el bucle de control que se implementará aquí no necesitará de complejas configuraciones previas para su funcionamiento.

El objetivo del Arduino será simular las señales portadoras y moduladoras, compararlas, y dar disparos a una determinada frecuencia a los interruptores estáticos del inversor monofásico. Los disparos deben generarse de manera que actúen a la vez los interruptores 1 y 4 durante un semiciclo, permaneciendo 2 y 3 apagados; para el siguiente semiciclo actuarán los interruptores 2 y 3, permaneciendo 1 y 4 apagados.

Por otra parte, como el Arduino no es más que un circuito programable necesitará una alimentación para poder funcionar.

Un Arduino es, en esencia, un microcontrolador con muchas ventajas, como veremos:

- ✓ *Precio.* Existen multitud de modelos de placas originales, todos ellos de muy bajo coste, además de existir versiones de otros fabricantes.

- ✓ *Hardware de código abierto y extensible.* Existe la posibilidad de fabricar un modelo reducido más económico únicamente con los componentes necesarios y un micro Atmel pues contamos con toda la información y ficheros de diseño.
- ✓ *Sistema muy didáctico.* Debido a su configuración de hardware y la sencillez del lenguaje, unido a la cantidad de información y ejemplos existentes (compartidos por una gran comunidad), es posible empezar con pequeños proyectos de forma rápida y segura. Además, es compatible con multitud de módulos “plug&play” y el lenguaje Scratch.
- ✓ *Entradas y salidas disponibles.* En función de las necesidades del proyecto, podremos elegir entre las distintas placas, que cuentan con multitud de entradas y salidas digitales, entradas analógicas, así como puertos de comunicaciones.
- ✓ *Amplia gama de versiones y accesorios compatibles.*
- ✓ *Muy extendido y estandarizado.* Existen infinidad de librerías de libre distribución para poder comunicarse con hardware y software de terceros.

Respecto al software, Arduino cuenta con un IDE, un entorno de desarrollo integrado para desarrollar el código, compilarlo y descargarlo directamente en la placa. El lenguaje de programación está basado en Wiring/Processing, que son entornos de trabajo de programación de código libre, que a su vez están basados en lenguajes como C o Java, con lo que el código no resultará difícil de diseñar. Puede ser programada tanto en Windows como MacOS y GNU/Linux [11].

Hay muchos otros microcontroladores y plataformas de microcontroladores disponibles, pero uno de los objetivos que perseguimos para diseñar nuestro inversor es que su coste no resulte muy elevado ni su montaje muy complejo. Es por ello por lo que se ha escogido la placa Arduino para la etapa de control, ya que, con el Arduino, el entorno de desarrollo IDE Arduino y algunas nociones de programación, se puede efectuar fácilmente el control del todo el inversor al no requerir algoritmos complejos.

2.3.1.2.4.6 Optoacoplador

Dado que se va a trabajar con un sistema de potencia que maneja tensiones y corrientes relativamente grandes, se debe aislar la etapa de control para evitar que se dañe debido a

posibles picos de tensión o corriente que pudieran llegar al controlador, así como para aislar también el ruido de la parte de potencia que pudiera entrar en el sistema de control e interferir con las medidas o señales generadas.

Para ello se va a emplear un optoacoplador, que proporcionará un aislamiento eléctrico entre las dos etapas ya que la única interfaz será un haz de luz.

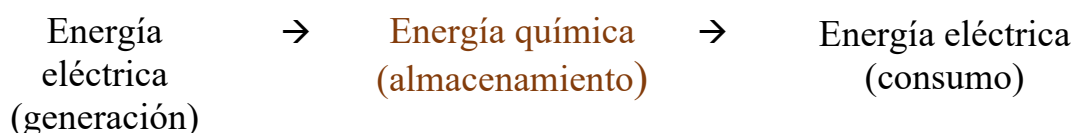
El optoacoplador está formado por un fotodiodo y un fototransistor que interactúan entre sí. Cuando circula corriente por el fotodiodo éste emite un haz de luz que hace que sature el fototransistor y que conduzca. Cuando la luz cesa, el transistor se corta y deja de conducir. De este modo se puede enviar la señal PWM de la etapa de control a través del optoacoplador para que dispare al MOSFET, asegurando además el aislamiento entre etapas [11].

2.3.4 Baterías

La llegada de la energía solar a los módulos fotovoltaicos no se produce de manera uniforme, sino que presenta variaciones por diferentes motivos. Algunas de estas variaciones son predecibles, como la duración de la noche o las estaciones del año, pero existen otras muchas causas que pueden producir alteraciones de manera aleatoria en la energía recibida, como puede ocurrir con un aumento de la nubosidad en un determinado instante.

Este hecho hace necesario utilizar algún sistema de almacenamiento de energía para aquellos momentos en que la radiación recibida sobre el generador fotovoltaico no sea capaz de hacer que la instalación funcione en los valores diseñados. Para ello se utilizarán las baterías.

Las baterías son dispositivos capaces de transformar la energía química en eléctrica. El funcionamiento en una instalación fotovoltaica será el siguiente [17], [19], [23]:



Tres son las misiones que tienen las baterías en las instalaciones fotovoltaicas:

- Almacenar energía durante un determinado número de días.
- Proporcionar una potencia instantánea elevada
- Fijar la tensión de trabajo de la instalación.

Parámetros eléctricos importantes para elegir una batería:

- *Capacidad*: Uno de los parámetros más importantes que tener en cuenta a la hora de elegir un acumulador. Se define como la cantidad de electricidad que puede lograrse en una descarga completa del acumulador partiendo de un estado de carga total del mismo.
- *Eficiencia de carga*: relación entre la energía empleada para recargar la batería y la energía realmente almacenada. Interesa que sea un valor lo más alto posible.
- *Autodescarga*: proceso mediante el cual el acumulador sin estar en uso tiende a descargarse.
- *Profundidad de descarga*: cantidad de energía, en tanto por ciento, que se

obtiene de la batería durante una determinada descarga, partiendo del acumulador totalmente cargado. Está relacionada con la duración o vida útil del acumulador. Si los ciclos de descargas son cortos (en torno al 20%, por ejemplo), la duración del acumulador será mayor que si se somete a descargas profundas (por ejemplo, del 80%).

Además de los parámetros eléctricos, las características que serían deseables para las baterías a utilizar en las instalaciones solares son:

- Buena resistencia al ciclado (proceso de carga-descarga)
- Bajo mantenimiento
- Buen funcionamiento con corrientes pequeñas
- Amplia reserva de electrolito
- Depósito para materiales desprendidos
- Vasos transparentes

2.3.4.1 Tipos de baterías

Las baterías se clasifican en función de la tecnología de fabricación y de los electrolitos utilizados. En la **Tabla 1** podemos comparar los principales tipos de baterías que hay en el mercado, a través de sus características básicas.

TIPO DE BATERÍA	TENSIÓN POR VASO(V)	TIEMPO DE RECARGA	AUTODESCARGA POR MES	Nº DE CICLOS	CAPACIDAD (POR TAMAÑO)	PRECIO
Pb (Plomo-ácido)	2	8-16 horas	5 %	Medio	30-50 Wh/kg	Bajo
Ni-Cd (níquel-cadmio)	1,25	10-14 horas	30 %	Elevado	48-80 Wh/kg	Medio
Ni-Mh (níquel-metal hydride)	1,25	2-4 horas	20 %	Medio	60-120 Wh/kg	Medio
Li ion (ión litio)	3,16	2-4 horas	25 %	Medio-bajo	110-160 Wh/kg	Alto

Tabla 1. Características de los principales tipos de baterías. Fuente: <http://larevalobosquesydesarrollo.blogspot.com> (última consulta: septiembre 2020), elaboración propia.

A continuación, vamos a analizar el estado de desarrollo de estas baterías solares mediante la **Tabla 2**.

BATERÍAS	APLICACIONES	CARACTERÍSTICAS	OPORTUNIDADES DE MEJORA
Plomo-ácido	Nivelación y regulación de la carga, reserva rodante, estabilización de la red, red aislada	Tecnología madura, aún sigue fuerte luego de más de 150 años en el mercado, bajo costo, buena duración de la batería, alto contenido reciclado	Limitada profundidad de descarga, baja densidad energética, huella de contaminación grande, alta necesidad de mantenimiento, corrosión de los electrodos, vida útil limitada
Ni-Cd (níquel-cadmio)	Sistema aislado	Tecnología madura	Costos elevados, densidad de energía baja, usa químicos tóxicos
Ni-Mh (níquel-hidruro metálico)	Sistema aislado	Tecnología madura	Auto-descarga elevada, densidad de energía baja
Li ion (ión litio)	Calidad de la energía, frecuencia de regulación, gran almacenamiento	Gran densidad de energía, buen ciclo de vida, alta eficiencia de carga y descarga, buena escalabilidad, aplicaciones versátiles	Alto costo de extremadamente sobrecalentamiento intolerancia a las descargas profundas de larga duración

Tabla 2. Tecnologías de almacenamiento a escala de red eléctrica y aplicaciones. Fuente: <https://www.barriolapinada.es> (última consulta: septiembre 2020), elaboración propia.

Para nuestra instalación hemos elegido la batería de plomo-ácido debido a que en instalaciones fotovoltaicas se requiere una gran capacidad de acumulación, para suministrar la demanda energética prevista y prever una reserva para varios días con baja irradiación.

Otro factor que hemos tenido en cuenta es el precio y la disponibilidad para el caso que sea necesaria su sustitución. Además, las baterías de plomo ácido soportan relativamente bien las condiciones adversas que pueden aparecer.

Dentro del tipo de batería plomo-ácido, nos podemos encontrar diferentes modelos. La siguiente **Tabla 3** nos muestra diferentes modelos de baterías de plomo-ácido que se utilizan en la práctica (dependiendo de la aplicación de la instalación), con las ventajas e inconvenientes que pueden presentar.

TIPO	VENTAJAS	INCONVENIENTES
Tubular estacionaria	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Ciclado profundo ✓ Tiempos de vida largos ✓ Reserva de sedimentos 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Precio elevado ✗ Disponibilidad escasa
Arranque (SLI, automóvil)	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Precio ✓ Disponibilidad 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Mal funcionamiento ante ciclado profundo y bajas corrientes ✗ Escasa reserva de electrolito
Solar	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Fabricación similar a SLI ✓ Amplia reserva de electrolito ✓ Buen funcionamiento en ciclados medios 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Tiempos de vida medios. ✗ No recomendada para ciclados profundos y prolongados
Gel	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Escaso mantenimiento 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Deterioro rápido en condiciones de funcionamiento extremas de V-I

Tabla 3. Baterías utilizadas en instalaciones solares. Fuente: Martínez, S. 2016. Diseño de una cubierta fotovoltaica integrada (TFM). Recuperado de <https://docplayer.es/27009155-Diseno-de-una-cubierta-fotovoltaica-integrada-aplicacion-a-vivienda-aislada-en-el-estado-falcon-venezuela.html>

Nuestra instalación solar es de pequeña dimensión, por tanto, elegiremos una batería de plomo-gel, vigilando que no se produzcan ciclos de descargas profundos.

2.3.5 Bus

Una vez determinado los componentes que deberá integrar nuestra instalación, es necesario determinar la arquitectura más apropiada para la conexión y transmisión de la información entre los dispositivos que forman parte de la instalación.

Existen múltiples configuraciones posibles para un sistema PV-batería. Se pueden clasificar en cuatro grupos: CC, CA, CC/CA y en línea. Utilizaremos una configuración de CA.

En nuestro sistema, la información se transmite como una señal de datos superpuesta sobre la alimentación en corriente continua de 12 Vcc y de 24 Vcc del cable bus el cual se utiliza como medio de comunicación.

Por tanto, el cable bus cumple dos funciones principales:

- Transmite la tensión de alimentación a los componentes.
- Es el medio de transporte de la información entre sensores

Para dimensionar el cableado de la instalación es importante saber qué es un cable y sus características principales.

2.3.5.1 Cable eléctrico

Un cable eléctrico es un conductor de electricidad que se fabrica generalmente en cobre, por la excelente conductividad de ese metal, o de aluminio por ser más económico a pesar de que su grado de conductividad es menor [17], [12].

Un cable eléctrico está formado por, **Figura 20**:

- Un conductor que es aquel elemento encargado de llevar la corriente eléctrica formado normalmente por uno o varios hilos.
- Un aislante que recubre al conductor, que evita la circulación de la corriente eléctrica fuera de él.
- Capa de relleno que cumple la función de aislar y que envuelve al conductor para que la sección circular del conjunto se mantenga.

- Cubierta protectora que está realizada por materiales que protegen al cable de forma mecánica.

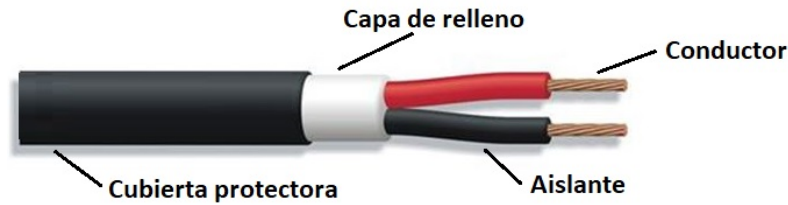


Figura 20. Partes de un cable eléctrico. Fuente: <http://blog.fullwat.com/caidas-de-tension-en-instalaciones/>

Se pueden clasificar según el nivel de tensión en:

- Muy alta tensión por encima de los 770 kV
- Alta tensión hasta 66 kV
- Media tensión hasta 30 kV
- Baja tensión hasta 1000 V
- Muy baja tensión hasta 50 V

Comercialmente hay muchos tipos de cables eléctricos, pero vamos a ver los principales y más usados.

- *Unipolares*: formados por un hilo conductor.
- *Multipolares*: formados por más de un hilo.
- *Mangueras*: formado por 2 o 3 conductores rodeados de protección.
- *Rígidos*: difíciles de deformar.
- *Flexibles*: fáciles de deformar.
- *Planos*: de forma plana.
- *Redondos*: de forma redonda.
- *Coaxial*: Tiene un núcleo chapado en cobre, rodeado por un aislante dieléctrico.

Un escudo tejido de cobre rodea la capa aislante, el cual está finalmente unido por una cubierta de plástico más exterior.

- *Trenzado*: consiste en pares de alambres de cobre aislantes, los cuales están trenzados alrededor del otro.

- *Con aislante*: con capa protectora.
- *Al aire*: sin aislamiento.
- *Blindados*: Está hecho de uno o más alambres aislantes que están colectivamente adjuntos por una lámina de aluminio Mylar o tejido trenzado de blindaje.
- *Cables para Baja Tensión, para Media y para Alta Tensión*.

Por otra parte, el aislamiento del cable eléctrico consiste en colocar un recubrimiento aislante sobre el conductor para evitar fugas de corriente. Se clasifican en dos grandes grupos: termoplásticos y termoestables.

1. AISLAMIENTOS TERMOPLÁSTICOS

Los más usuales son:

- *PVC*: Policloruro de vinilo
- *ZI*: Poliolefinas
- *PE*: Polietileno lineal
- *PU*: Poliuretano

2. AISLAMIENTOS TERMOESTABLES

Los más usuales son:

- *EPR*: Etileno Propileno
- *XLPE*: Polietileno Reticulado
- *EVA*: Acetato de Etil Vinil
- *SI*: Silicona
- *PCP*: Neopreno
- *SBR*: Caucho Natural

Con respecto al tamaño de un cable viene determinado por su sección. La sección del cable es el área del conductor por donde va a circular la corriente. Esta sección es la que tenemos que calcular para que nuestro conductor sea el correcto para la instalación. Los conductores elegidos deben tener suficiente sección para que permita todo el paso de la corriente que va a circular por el circuito, en caso contrario se calentarían en exceso pudiendo llegar a quemarse. Resumiendo, los conductores eléctricos, a más longitud mayor resistencia y a más sección menor resistencia.

Los cables eléctricos deben cumplir dos condiciones que serán las que determinarán la sección [12]:

- *Condición térmica:* No sobrepasar la intensidad máxima admisible que puede soportar el conductor para que el aislante del conductor no se caliente en exceso y pueda deteriorarse o incluso quemarse. Intensidad determinada por el REBT (Reglamento Electrotécnico para Baja Tensión de España).
- *Condición de la Máxima Caída de Tensión:* No sobrepasar el valor máximo permitido de caída de tensión entre el inicio de la instalación y el punto más alejado. Estos valores máximos también vienen especificados en el REBT. Si la caída de tensión es muy grande, hace que se reduzca demasiado la tensión al final de la línea y puede dar problemas de funcionamiento de los aparatos más alejados.

2.4 Modelado para control de convertidores conmutados

Desde el punto de vista dinámico los convertidores CC-CC los podemos clasificar como sistemas de estructura variable (VSS) ya que las ecuaciones diferenciales que rigen su dinámica dependen en gran medida de la posición del o de los conmutadores, originando un modelo de comportamiento dinámico discontinuo. Para cumplir con las especificaciones de rechazo de perturbaciones de línea o de la carga, eliminar errores estacionarios o simplemente para cumplir con las especificaciones de tiempo de subida, de establecimiento o de sobrepico es necesario incluir lazos de control. Ello implica tener en cuenta que muchos convertidores, además de tener un modelo dinámico discontinuo, poseen un comportamiento dinámico no lineal y de fase no mínima. Este es el caso de nuestro convertidor Boost y de la etapa elevadora de nuestro convertidor Buck-Boost. Lo que implica la necesidad de obtener un modelo promediado y linealizado para incluirlo en ambos convertidores.

En general, el siguiente esquema refleja la estructura de un convertidor CC-CC con lazo de control (**Figura 21**), donde el cometido de la entrada de control es el de procesar la potencia de entrada de manera que obtengamos la potencia deseada en la salida [24].

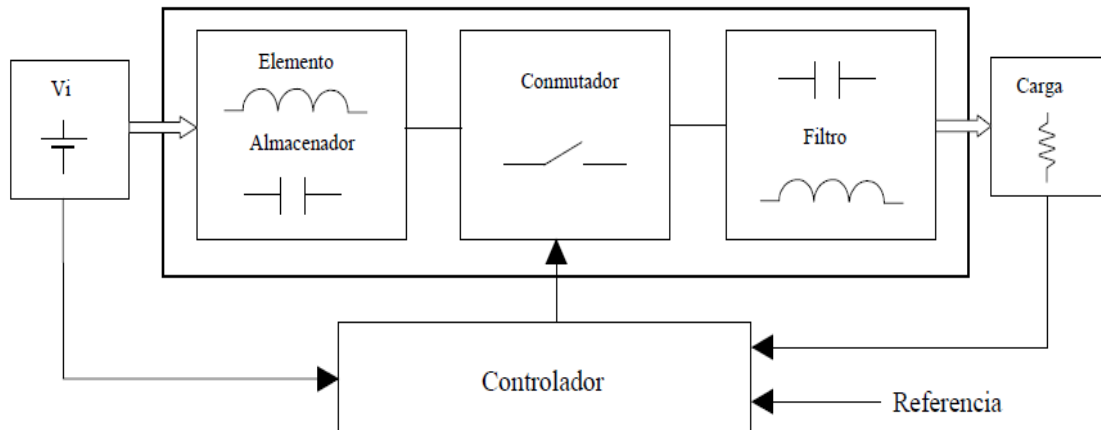


Figura 21. Diagrama de bloques de un convertidor cc-cc con lazo de control. Fuente: elaboración propia

2.4.1 Modelo de estados promediado

Partiendo de la premisa de que nuestro circuito opera siempre en modo continuo, lo que implica que la corriente que atraviesa el inductor no se hace nunca cero durante el ciclo, existen sólo dos estados diferentes del circuito. Cada estado puede ser representado por un modelo lineal del circuito o por su correspondiente conjunto de ecuaciones de espacio de estados. El número total de elementos que almacenan energía determinará el orden del sistema.

Las siguientes ecuaciones de espacio de estado describen los estados de operación de un convertidor Boost en modo continuo.

$$\text{Estado On} \rightarrow \text{Intervalo } T_S d \rightarrow \begin{cases} \dot{X} = A_1 x + B_1 V_S \\ y_1 = C_1 \dot{X} \end{cases}$$

$$\text{Estado Off} \rightarrow \text{Intervalo } T_S d' \rightarrow \begin{cases} \dot{X} = A_2 x + B_2 V_S \\ y_2 = C_2 \dot{X} \end{cases}$$

Donde x representa el vector de variables de estado.

Nuestro objetivo ahora es sustituir el espacio de estado que describe dos circuitos lineales consecutivos dentro del ciclo T_S , por un único espacio de estado que describa aproximadamente el circuito durante el ciclo T_S . Para esto simplemente tomamos la media de las ecuaciones dinámicas y estáticas de los dos intervalos. A las ecuaciones del intervalo

$T_S d$ se las multiplica por d y a las del intervalo $T_S d'$ se las multiplica por d' . De esta forma resulta el siguiente sistema continuo.

$$\dot{X} = d(A_1 x + B_1 V_s) + d'(A_2 x + B_2 V_s)$$

$$y = dy_1 + d'y_2 = (dC_1 + d'C_2)x$$

Dando formato a la ecuación, siguiendo la descripción standard de un sistema lineal continuo de espacio de estados, obtenemos el espacio de estados promediado básico (en un único periodo T_S):

$$\dot{X} = (dA_1 + d'A_1)x + (dB_1 x + d'B_2)V_s$$

$$y = (dC_1 + d'C_2)x$$

Hay que destacar que en las ecuaciones anteriores el ciclo de trabajo d no es una variable dependiente aún. De esta forma si asumimos que el ciclo de trabajo permanece constante ciclo a ciclo, sustituimos d por D , denominado como “estado estable DC del ciclo de trabajo”, obtenemos:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + BV_s \\ y &= Cx\end{aligned}$$

Donde

$$\begin{aligned}A &= DA_1 + D'A_2 \\ B &= DB_1 + D'B_2 \\ C &= DC_1 + D'C_2\end{aligned}$$

Partiendo de este sistema lineal, superponemos ahora una perturbación en la línea de voltaje de alimentación (\hat{v}_g) de la forma $v_g = V_g + \hat{v}_g$, donde V_g es la entrada de voltaje DC. Esta variación causa la correspondiente perturbación en el vector de estado $x = X + \hat{x}$, donde X es el valor dc del vector de estado y \hat{x} la perturbación AC impuesta. Igualmente,

$$y = Y + \hat{y}, y$$

$$\dot{\hat{x}} = AX + BV_g + Ax + Bv_g$$

$$Y + \hat{y} = CX + C\hat{x}$$

Separando la parte del estado estable (DC), de la parte dinámica (AC) resulta el modelo de estado estable (DC):

$$AX + BV_g = 0; Y = CX \rightarrow Y = -CA^{-1}BV_g$$

y el modelo dinámico (AC):

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B\hat{v}_g$$

$$\hat{y} = C\hat{x}$$

Hay que resaltar que el vector de estado estable (DC) X , en general depende únicamente del ciclo de trabajo D y de las resistencias del modelo original, pero no de los elementos de almacenaje (bobina y condensador). Esto es debido a que X es la solución del sistema lineal de ecuaciones:

$$AX + BV_g = 0$$

en el cual la bobina y el condensador son valores proporcionalmente constantes. De esta forma se completa la aproximación a un sistema de primer orden de las condiciones exactas en DC.

Por otra parte, en el modelo dinámico (AC), la función de transferencia vector de estados-voltaje se puede obtener fácilmente como:

$$\frac{\hat{x}(S)}{\hat{v}_g(S)} = (SI - A)^{-1}B$$

$$\frac{\hat{y}(S)}{\hat{v}_g(S)} = C(SI - A)^{-1}B$$

2.4.2 Perturbaciones

Supongamos ahora que el ciclo de trabajo cambia en cada periodo, esto lo expresamos como $d(t) = D + \hat{d}$ donde D es el estado estable (DC) del ciclo de trabajo y como antes \hat{d} es la variación impuesta. De la misma forma definimos las siguientes perturbaciones:

$$x = X + \hat{x}, y = Y + \hat{y}, v_g = V_g + \hat{v}_g$$

el modelo básico queda:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} = & \underbrace{AX + BV_g}_{\text{Término "CC"}} + \underbrace{A\hat{x} + B\hat{v}_g}_{\text{Variación lineal}} + \underbrace{[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_g]}_{\text{Variación del ciclo de trabajo}} \hat{d} + \underbrace{[(A_1 - A_2)\hat{x} + (B_1 - B_2)\hat{v}_g]}_{\text{Término de segundo orden no lineal}} \hat{d} \\ & - B_2 \hat{v}_g \hat{d} \end{aligned}$$

$$Y + \hat{y} = \underbrace{CX}_{\text{Término "CC"}} + \underbrace{C\hat{x}}_{\text{Término "CA"}} + \underbrace{(C_1 - C_2)X\hat{d}}_{\text{Término "CA"}} + \underbrace{(C_1 - C_2)\hat{x}\hat{d}}_{\text{Término no lineal}}$$

El espacio de estados perturbado descrito, es no lineal por la presencia del producto de valores dependientes del tiempo como son \hat{x} e \hat{y} .

2.4.3 Linealización y modelo promediado final del espacio de estado

Vamos a realizar ahora la aproximación en pequeña señal, partiendo de que las variaciones con respecto al estado estable de las variables son pequeñas:

$$\frac{\hat{v}_g}{V_g} \ll 1, \frac{\hat{d}}{D} \ll 1, \frac{\hat{x}}{X} \ll 1$$

Entonces, usando esta aproximación, podemos despreciar los términos no lineales obteniendo así un sistema lineal que incluye la modulación por variación del ciclo de trabajo \hat{d} y además resulta una forma muy efectiva de eliminar componentes armónicas.

Después de separar las ecuaciones del espacio de estados en “parte estable” (DC) y “parte dinámica (AC)” de nuestro sistema linealizado; obtenemos los siguientes resultados, para el modelo promediado del espacio de estado.

Modelo del estado estable:

$$X = -A^{-1}BV_g, Y = CX = -CA^{-1}V_g$$

Modelo dinámico (pequeña señal-AC):

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B\hat{v}_g + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_g]\hat{d}$$

$$\hat{y} = C\hat{x} + (C_1 - C_2)X\hat{d}$$

Cabe destacar que estas ecuaciones representan el modelo de pequeña señal de cualquier convertidor continua-continua de dos estados, trabajando en modo continuo.

Directamente podemos obtener las funciones de transferencia:

$$\frac{\hat{x}(s)}{\hat{d}(s)} \text{ e } \frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}(s)}:$$

$$\frac{\hat{x}(S)}{\hat{d}(S)} = (SI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_g]$$

$$\frac{\hat{y}(S)}{\hat{d}(S)} = C(SI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_g] + (C_1 - C_2)X$$

2.4.4 Cálculo de la función de transferencia

2.4.4.1 Espacio de estados promediado del convertidor boost

Para facilitar los cálculos matriciales, sólo se tendrán en cuenta las pérdidas en el condensador y la bobina. De esta forma, tanto las pérdidas en el transistor como las del diodo se tendrán en cuenta solamente como factores de corrección de la tensión de alimentación.

Las ecuaciones de estado que describen las dinámicas de las dos topologías son las siguientes, siendo $x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}$ el vector de estado y v_o la tensión en la carga, (**Figura 22**):

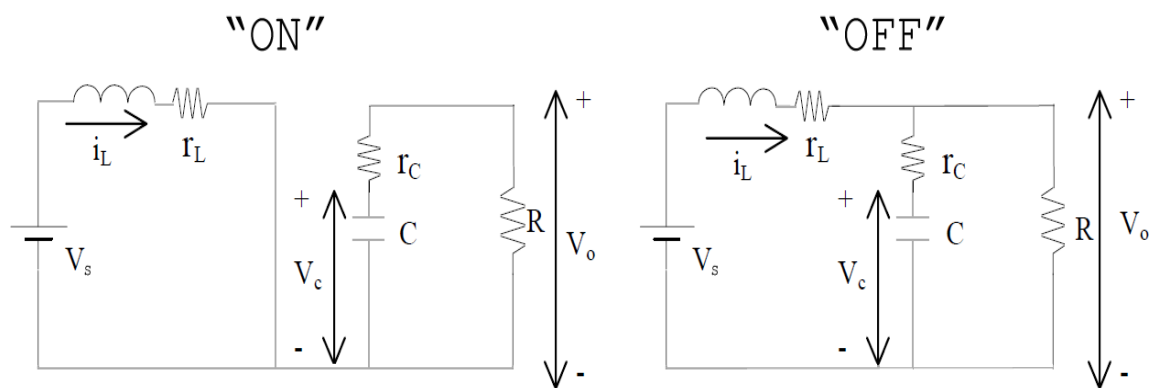


Figura 22. Topología Onm/OFF del convertidor BOOST. Fuente:elaboración propia

- Topología "ON":

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_1 x + B_1 V_s \\ v_o &= C_1 x + D_1 V_s \end{aligned}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-r_L}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}; C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix}; D_1 = 0$$

- Topología "OFF":

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_2 x + B_2 V_s \\ v_o &= C_2 x + D_2 V_s \end{aligned}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-(r_L + r_c || R)}{L} & \frac{-R}{L(R + r_c)} \\ \frac{R}{C(R + r_c)} & \frac{-1}{C(R + r_c)} \end{bmatrix}; B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ L \end{bmatrix}; C_2 = \begin{bmatrix} R || r_c & \frac{R}{R + r_c} \end{bmatrix}; D_2 = 0$$

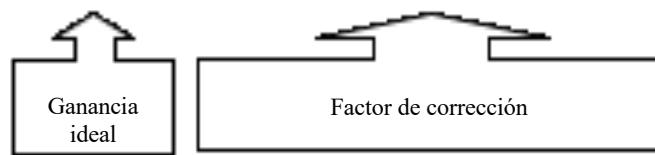
Aplicando los valores obtenidos, se obtiene el siguiente modelo final promediado de espacio de estado. Modelo de espacio de estado (en CC):

$$X = \begin{bmatrix} I_L \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_s}{R^*} \begin{bmatrix} 1 \\ (1 - D)R \end{bmatrix}, \quad Y = \frac{V_s(1 - D)R}{R^*}$$

en el cual $R^* \approx (1 - D)^2 R + r_L + D(1 - D)(r_c || R)$, I_L representa la corriente en continua de la bobina, V_c representa la tensión DC del condensador e Y la tensión de salida.

Antes de continuar cabe resaltar la modificación que sufre la ganancia del voltaje en dc, comparado con la ganancia ideal, que es debido a la inclusión de las resistencias parásitas, como se puede observar en la siguiente ecuación:

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{Y}{V_g} = \frac{1}{1 - D} \frac{(1 - D)^2 R}{(1 - D)^2 R + R_L + D(1 - D)(R_c || R)}$$



Modelo dinámico (pequeña señal “AC”):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R + (1 - D)(r_c || R))}{L} & \frac{-(1 - D)R}{L(R + r_c)} \\ \frac{(1 - D)R}{(R + r_c)C} & \frac{-1}{(R + r_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ L \end{bmatrix} v_s + \begin{bmatrix} \frac{R((1 - D)R + r_c)}{L(R + r_c)} \\ \frac{-R}{(R + r_c)C} \end{bmatrix} \frac{V_s \hat{d}}{R^*}$$

$$\hat{y} = \left[(1 - D)(r_c || R) \quad \frac{R}{R + r_c} \right] \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} - V_s \frac{r_c || R}{R^*} \hat{d}$$

en el cual $R^* \approx (1 - D)^2 R + r_L + D(1 - D)(r_c || R)$.

2.4.4.2 Funciones de transferencia

Aplicando Laplace en las ecuaciones calculadas anteriormente podemos obtener las siguientes funciones de transferencia de interés:

- Función de transferencia de control de la tensión: $G_{v \rightarrow d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|$
- Función de transferencia de control de la corriente del inductor del circuito (se utiliza en el control en modo corriente): $G_{i \rightarrow d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right|$

2.4.5 Funciones de transferencia básicas en lazo abierto

El desarrollo matemático del modelo en pequeña señal nos permite determinar las siguientes funciones de transferencia:

1. Audio-susceptibilidad en lazo abierto: $A(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_1(s)} \right|_{\hat{d}=0, \hat{i}_o=0}$
2. Impedancia de salida en lazo abierto: $Z_o(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{d}=0, \hat{v}_1=0}$
3. Función de transferencia de control de la tensión: $G_{v \rightarrow d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{i}_o=0, \hat{v}_1=0}$
4. Función de transferencia de control de la corriente del inductor del circuito (se utiliza en el control en modo corriente): $G_{i \rightarrow d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{i}_o=0, \hat{v}_1=0}$

2.4.6 Función de transferencia de control de la tensión mediante el ciclo de trabajo

Mediante las variaciones del ciclo de trabajo tenemos que conseguir que nuestra tensión de salida se mantenga estable, es por ello por lo que, las funciones de transferencia anteriormente listadas, la que nos interesa para nuestro proyecto es la “función de transferencia de control de la tensión”. Para facilitar la comprensión utilizamos la ecuación que se muestra a continuación.

$$G_{v \rightarrow d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_i=0} = G_{do} \frac{\left[1 + \frac{s}{\omega_{z1}} \right] \left[1 - \frac{s}{\omega_{z2}} \right]}{\frac{s^2}{\omega_o^2} + \frac{s}{\omega_o Q} + 1}$$

Donde:

$$G_{do} = \frac{\partial V_o}{\partial D} = V_i \frac{\partial \left[\frac{1}{1-D} \right]}{\partial D} = \frac{V_i}{(1-D)^2} = \frac{V_i}{D'^2} = \frac{V_o^2}{V_i}$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_c C}$$

$$\omega_{z2} = \frac{(1-D)^2}{L} (R - (R \parallel R_c)) \approx \frac{(1-D)^2}{L} (R - R_c) \approx \frac{(1-D)^2}{L} R = \frac{D'^2 R}{L} = \frac{R}{L} \left[\frac{V_i}{V_o} \right]^2$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{(1-D)^2 R}{R + R_c}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} (1-D) = \frac{D'}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \frac{V_i}{V_o}$$

$$Q \approx \frac{\omega_o}{\frac{1}{(R + R_c)C}} \approx \omega_o RC$$

Cabe señalar que esta función de transferencia representa a un sistema de segundo orden en conducción continua, con un cero debido a la resistencia en serie del condensador de salida ($-\omega_{z1}$) y un cero adicional en el semiplano derecho del plano complejo ($+\omega_{z2}$),

lo que convierte al convertidor Boost en un sistema de fase no mínima, de difícil compensación en lazo cerrado.

2.4.7 Introducción teórica a la respuesta en frecuencia

Partiendo de una función genérica $G(s)$, sabemos que el valor de una función de transferencia $G(s)$, para un valor s específico, es un número complejo cuya amplitud es $|G(s)|$ y cuyo ángulo es $\arg\{G(s)\}$. Los diagramas de Bode muestran cómo varía la amplitud y el ángulo de ese número complejo, cuando se toma todos los posibles valores del eje imaginario positivo ($s = j\omega$; $\omega \in (0, \infty)$).

$$G(s) \rightarrow G(j\omega)$$

El resultado expresa la respuesta de un sistema en estado estacionario a una entrada sinusoidal, siendo su función descriptiva expresada en magnitud y fase.

$$M \angle \phi = Me^{j\phi}$$

Específicamente se definen los diagramas de:

- *Magnitud*: en el diagrama de magnitud la abscisa (eje horizontal) muestra el valor de ω en escala logarítmica y la ordenada (eje vertical) muestra la magnitud de $F(j\omega)$ medida en decibelios:

$$|F(j\omega)|_{\text{db}} = 20 \log_{10} |F(j\omega)|$$

- *Fase*: en el diagrama de fase la abscisa (eje horizontal) muestra el valor de ω en escala logarítmica y la ordenada (eje vertical) muestra el ángulo de medida de $F(j\omega)$ en grados o radianes:

Aquí podemos ver un ejemplo (**Figura 23**):

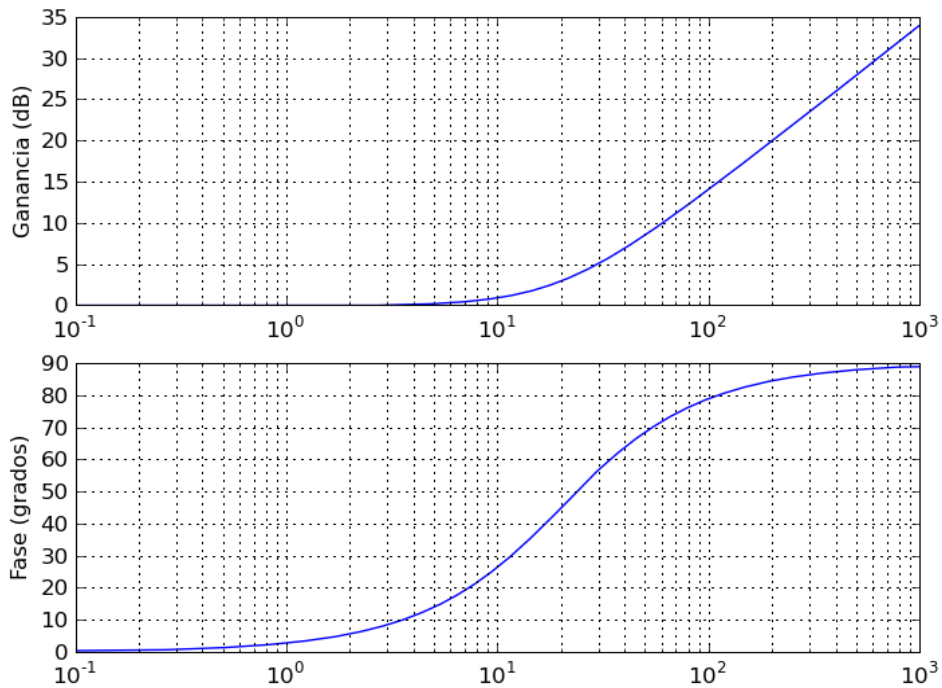


Figura 23. Ejemplo de diagrama de Bode. Fuente: elaboración propia

De este diagrama se obtiene de forma directa datos característicos del sistema, que son necesarios para el estudio de la estabilidad tanto en lazo abierto como en lazo cerrado:

- *Ancho de banda (BW)*: Es el rango de frecuencias (desde $\omega \rightarrow 0$ hasta $\omega = \omega_o$) para el cual la Magnitud [dB] de la respuesta en frecuencia no desciende de -3dB.
- *Frecuencia de corte (ω_o)*: Es la frecuencia en la cual la Magnitud [dB] de la respuesta en frecuencia está 3 dB debajo del valor de la frecuencia $\omega = 0$.
- *Margen de Fase*: Es la cantidad de retardo de fase adicional en la frecuencia de la ganancia de cruce que se requiere para llevar el sistema a la frontera de la inestabilidad. La frecuencia de Ganancia de cruce es la frecuencia en la cual la Magnitud es 0 dB.
- *Margen de ganancia*: Es el recíproco de la Magnitud en la frecuencia de cruce para la fase. Se define esta frecuencia donde el ángulo de fase $\phi = -180^\circ$.

2.4.8 Criterios de estabilidad usando diagrama de bode

Simplificando estos criterios podemos afirmar que: Un sistema es inestable cuando el margen de ganancia y de fase son negativos (**Figura 24**):

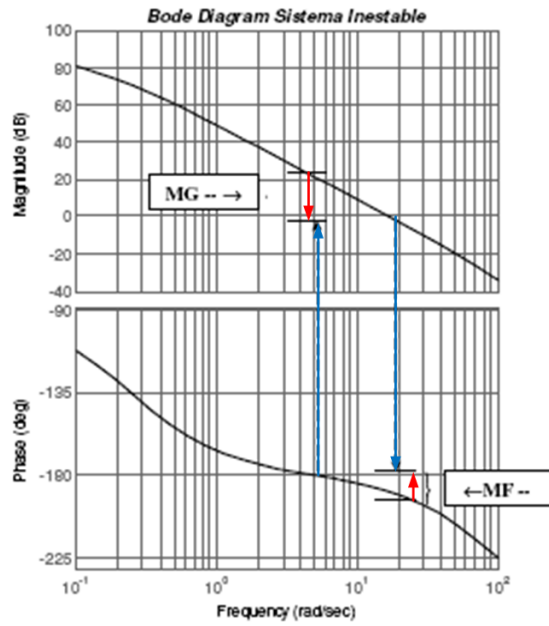


Figura 24. Diagrama de Bode de un Sistema Inestable. Fuente: elaboración propia.

Un sistema es estable cuando el margen de ganancia y de fase son positivos (**Figura 25**):

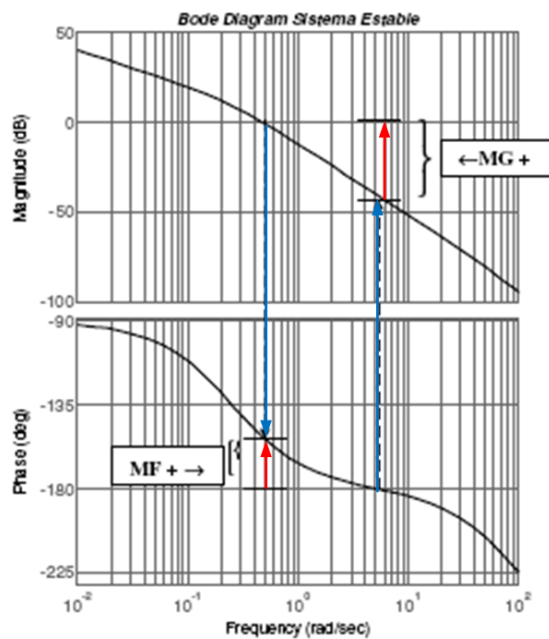


Figura 25. Diagrama de Bode de un Sistema Estable. Fuente: elaboración propia.

2.4.9 Respuesta en frecuencia del convertidor Boost

En este sub-apartado vamos a ver con más detenimiento la influencia de los polos y ceros que constituyen nuestra función de transferencia de control de tensión en función del ciclo de trabajo en modo de conducción continua. Para empezar, hemos de destacar del cero ω_{z1} , que su posición queda fijada por los valores de R_c y C . Estos valores no son modificados posteriormente, así que su posición y efectos en el diagrama de Bode no varían ante cambios en la R_{carga} y las tensiones de circuito. La frecuencia en la que está ubicado este cero se puede calcular mediante la fórmula:

$$\omega_{z1} = 2\pi f_{z1} \rightarrow f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_c C}$$

Y su aporte al diagrama de bode se observa en esta gráfica (**Figura 26**):

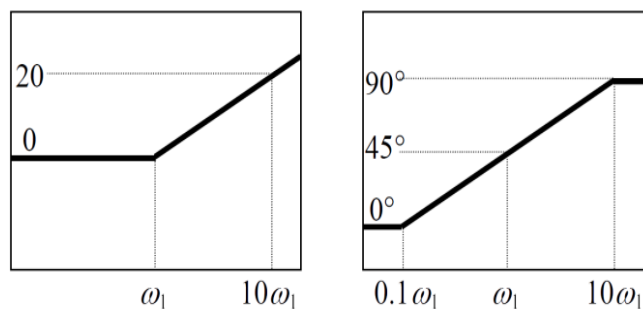


Figura 26. Diagrama de Bode del cero Z1. Fuente: elaboración propia

Siguiendo con el polo doble, vemos que su frecuencia depende del valor de la bobina (L), del condensador (C), de la tensión de entrada (V_i) y de la tensión de salida (V_o). El valor de la frecuencia se calcula mediante la aplicación de la fórmula:

$$\omega_o = 2\pi f_o \rightarrow f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \frac{V_i}{V_o}$$

Suponiendo que nuestro convertidor está trabajando cerca del punto de trabajo ideal, podemos decir que V_i y V_o permanecen constante. Aplicando esta premisa el doble polo no se vería afectado ante cambios en la R_{carga} . Hay que destacar que añade un cambio brusco en la fase de -180° y que en el módulo presenta un sobrepico característico situado a la frecuencia de resonancia ω_o seguido de una pendiente de -40db/dec .

Todo esto queda mejor explicado en la siguiente gráfica (**Figura 27**):

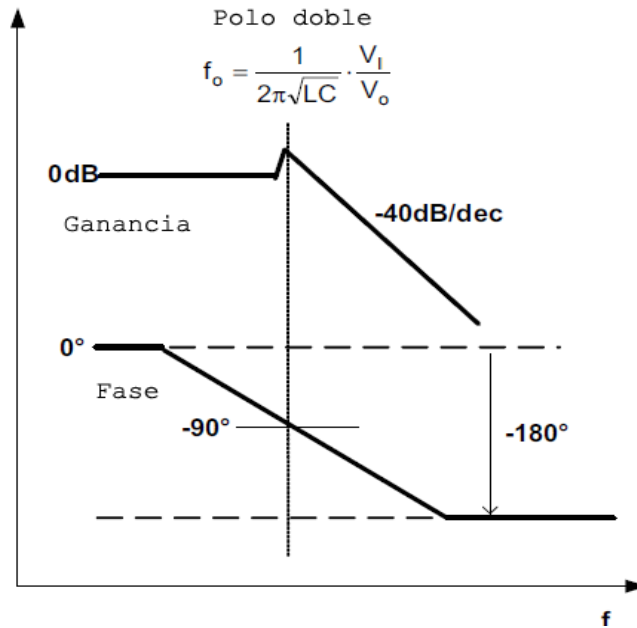


Figura 27. Diagrama de Bode de la función de transferencia del doble polo W_0 . Fuente: elaboración propia

Para terminar, hemos dejado el cero de la fase no mínima ω_{z2} , que depende de la resistencia de carga (R) y del valor de la bobina (L), pero también de la tensión de entrada (V_i) y de la tensión de salida (V_o), aplicando la premisa anterior, vemos que este cero no resulta inmune a ninguna variación, ni de la R_{carga} ni de las tensiones del circuito, es por ello que resulta crítico para la respuesta conjunta.

Su frecuencia se calcula mediante la ecuación:

$$\omega_{z2} = 2\pi f_{z2} = \frac{((1 - D)^2 \cdot (R - R_L))}{L} \rightarrow f_{z2} \cong \frac{R}{2\pi L} \left(\frac{V_i}{V_o}\right)^2$$

Este cero es el que complica la estabilización de la ganancia del lazo ya que añade al diagrama de Bode del módulo de la función de transferencia una pendiente de +20 dB/dec, pero con fase negativa de -45°/dec, afectando a una década posterior y una anterior, como se muestra en la siguiente figura (**Figura 28**):

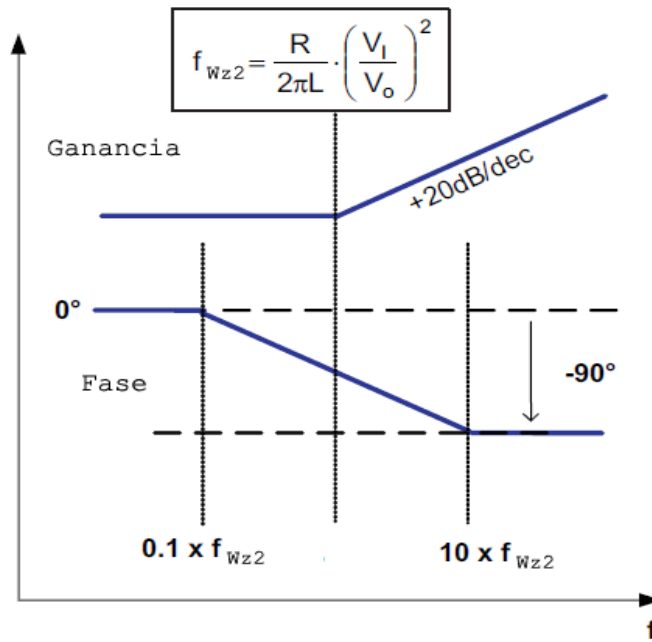


Figura 28. Diagrama de Bode de la función de transferencia del cero no mínimo $Wz2$. Fuente: elaboración propia

Estudiando los efectos simultáneamente del cero no mínimo y el doble polo se observa que sólo es posible conseguir márgenes de fase aceptables con frecuencias de cruce de ganancia (anchos de banda de lazo de control) pequeñas, de ahí la dificultad a la hora de cerrar el lazo para control. Gráficamente queda expresado en la **Figura 29**:

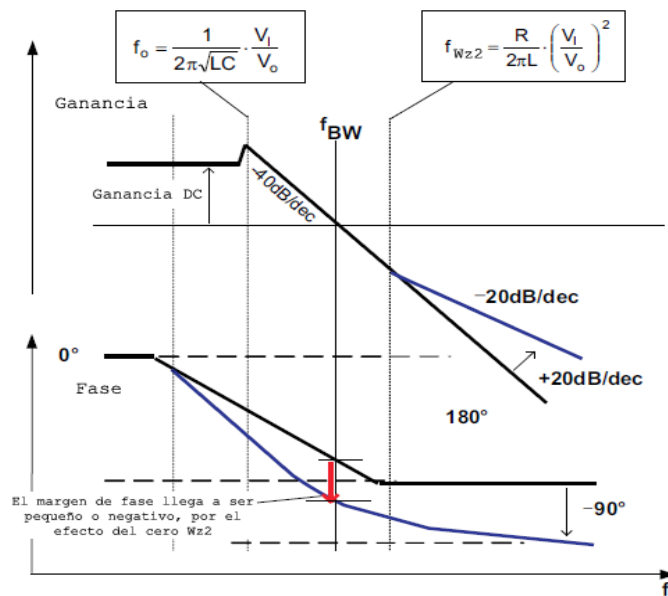


Figura 29. Diagrama de Bode de la función de transferencia del cero $Wz2$ y del doble polo $W0$. Fuente: elaboración propia

2.4.10 Introducción a la teoría de control

Una vez obtenida la función de transferencia de nuestro sistema, aplicamos la teoría de control para obtener o mejorar los resultados y para conseguir que nuestro circuito sea inmune a las perturbaciones. Esto implica la utilización de un lazo de realimentación y la implementación, en el sistema global, de un bloque que interprete la señal de error producida y modifique el ciclo de trabajo para que se establezca la tensión de salida. A este bloque se le denomina “controlador” y es el encargado de actuar sobre la entrada de nuestro sistema, en función de la señal de error producida entre la diferencia de la señal de salida y la señal de referencia o consigna. En el siguiente gráfico queda reflejado de forma genérica un sistema de control (**Figura 30**).

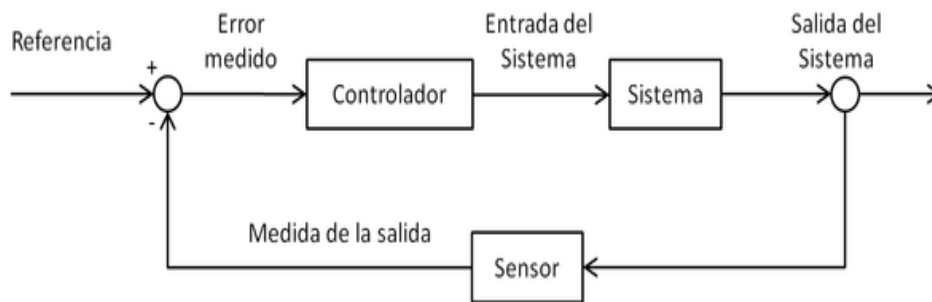


Figura 30. Diagrama de bloques de un sistema genérico de control. Fuente: elaboración propia

Sustituyendo los bloques por sus funciones de transferencia se puede calcular fácilmente la nueva función de transferencia, denominada “de lazo cerrado” (**Figura 31**).

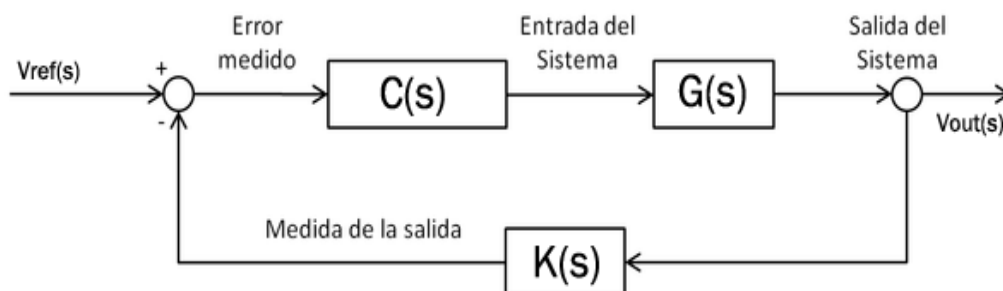


Figura 31. Diagrama de bloques de las funciones de transferencia de un sistema genérico de control. Fuente: elaboración propia

Aplicando la siguiente fórmula, obtenemos el resultado matemático de la nueva función de transferencia global.

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{C(s) \cdot G(s)}{1 + K(s) \cdot C(s) \cdot G(s)}$$

2.4.11 Diagrama de bloques de nuestro sistema de control

Aplicando la teoría se muestra a continuación el diagrama de bloques que constituirá el sistema de control por tensión a aplicar (**Figura 32**):

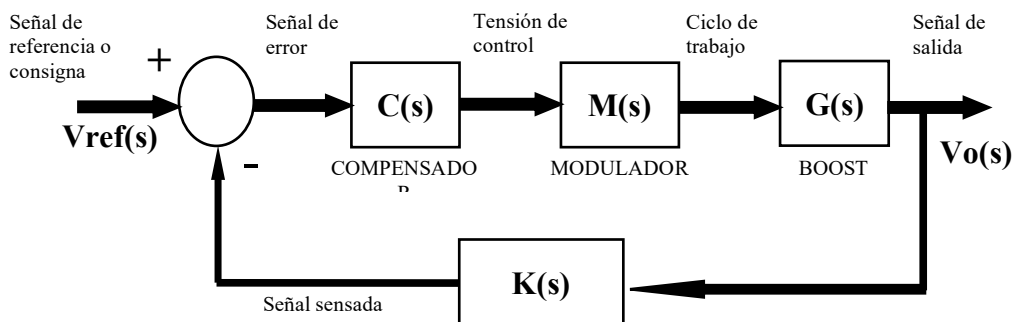


Figura 32. Diagrama de bloques de nuestro sistema de control. Fuente: elaboración propia

A grosso modo, de la salida se toman muestras a través del sensor que son comparadas con la consigna. De la diferencia de ambas señales se obtiene la señal de error, la cual será interpretada por nuestro compensador, devolviendo la tensión de control que el modulador convertirá en el ciclo de trabajo a la entrada de la función de transferencia de nuestro Boost. Nuestro sistema tiene un comportamiento diferente al del lazo abierto y es por esto que es importante definir las funciones de transferencia de los bloques que actúan en el sistema.

De esta forma nuestra nueva función de transferencia se calcula mediante la resolución de la fórmula:

$$\frac{V_{ref}(s)}{V_o(s)} = \frac{C(s) \cdot M(s) \cdot G(s)}{1 + K(s) \cdot C(s) \cdot M(s) \cdot G(s)}$$

II. MEMORIA JUSTIFICATIVA

3. DISEÑO, ELECCIÓN DE COMPONENTES Y SIMULACIÓN

3.1 Introducción

Antes de realizar el diseño, la elección de componentes y las correspondientes simulaciones, se presenta un diagrama de bloques donde podemos observar las diferentes partes de nuestra instalación de potencia, **Figura 33**. Para poder hacerse una idea general de cómo es la instalación.

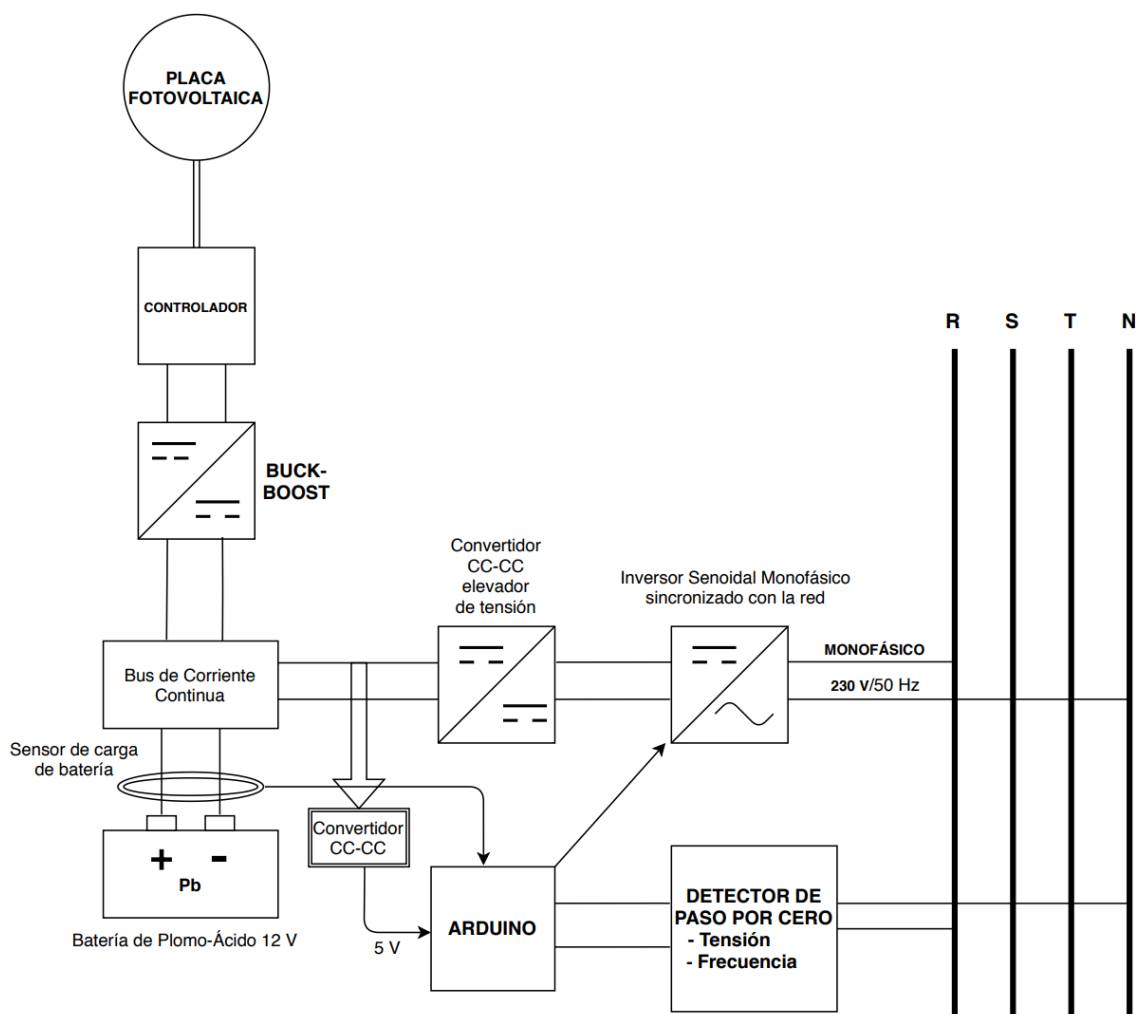


Figura 33. Diagrama de bloques de la instalación FV conectada a red. Fuente: elaboración propia

3.1.1 Panel solar fotovoltaico

3.1.1.1 Elección del modelo comercial del panel fotovoltaico

En este apartado vamos a elegir el panel fotovoltaico que utilizaremos en la presente instalación. El módulo fotovoltaico escogido es *WS-300* del fabricante WAREE, **Figura 34**. Está constituido por 72 células fotovoltaicas de silicio policristalino de alta eficiencia.

A continuación, se muestra las características eléctricas principales del módulo fotovoltaico que se empleará para la instalación solar objeto:

- Tipo de panel: policristalino
- Máxima potencia: 300 W
- Tensión de salida en el punto de máxima potencia (V_{mp}): 36,41 V
- Corriente de salida en el punto de máxima potencia (I_{mp}): 8,24 A
- Voltaje en circuito abierto sin corriente de carga (V_{oc}): 44,5 V
- Corriente de cortocircuito con tensión de salida 0 V (I_{sc}): 8,24 A



Figura 34. Módulo comercial del panel fotovoltaico. Fuente: https://www.wccsolar.net/product-page/panel-solar-300w-policristalino?gclid=CjwKCAjw_NX7BRA1EiwA2dpg0j_C8gjKUfXTbmfVaeK4az3i-NwYQYM8wkJooIpih5_0WYSj6zSF-hoCDYsQAvD_BwE

El soporte adecuado para este tipo de dispositivo es una estructura solar especial para paneles fotovoltaicos. El soporte elegido es una estructura inclinada de 30° del fabricante Autosolar. La ventaja de la Estructura Inclinada es la rapidez con que se puede instalar la

estructura, ya que los triángulos van premontados, y no se necesitan herramientas especiales más allá de una llave inglesa o de tubo y lo que se necesite para anclar la estructura a la superficie donde se instale.

Este soporte solar está fabricado íntegramente en aluminio de alta calidad, mientras que la tornillería y accesorios son de acero inoxidable, además ofrece resistencia y durabilidad durante muchos años.

Todas las simulaciones que vamos a realizar en PSIM tienen las características descritas anteriormente como podemos observar en la **Figuras 35 y 36**:

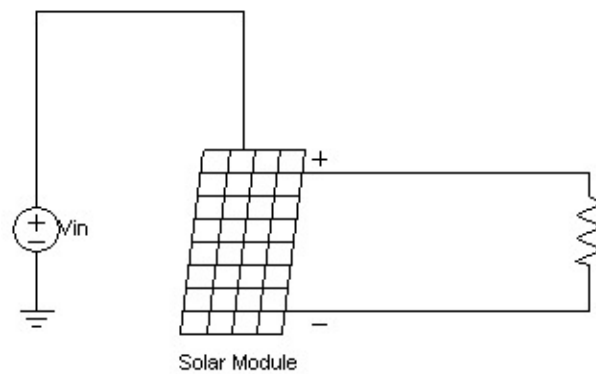


Figura 35. Modelado de la placa fotovoltaica en el simulador PSIM. Fuente: elaboración propia

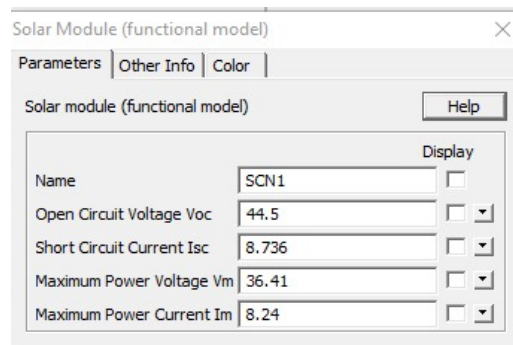


Figura 36. Modelado Eléctrico. Fuente: elaboración propia

3.1.2 Controlador

3.1.2.1 Elección del modelo comercial del controlador

El controlador elegido para la posterior instalación es el *TRACER-3210AN* del fabricante EPEVER **Figura 37**. Cuyas características principales son:

- Corriente de carga nominal: 30 A. Valor recomendado para paneles de 300 W.
- Máximo voltaje de entrada: 100 V

Este controlador de carga de batería solar gestiona y regula automáticamente el voltaje y la corriente que entra en la batería desde el panel solar, y está diseñado con protección contra cortocircuitos, protección contra cortocircuitos, protección de polaridad inversa y protección contra sobrecargas para garantizar que las baterías no estén sobrecargadas.



Figura 37. Módulo comercial del controlador. Fuente: <https://www.puntoenergiashop.it/es/controladores-de-carga-mppt/6593-controlador-de-carga-40a-12-24v-mppt-tracer4210an-display-solar-fotovoltaico-8380000039531.html>

3.1.3 Convertidor CC-CC Buck-Boost

La topología del convertidor Buck-Boost que vamos a desarrollar se muestra en la **Figura 38**:

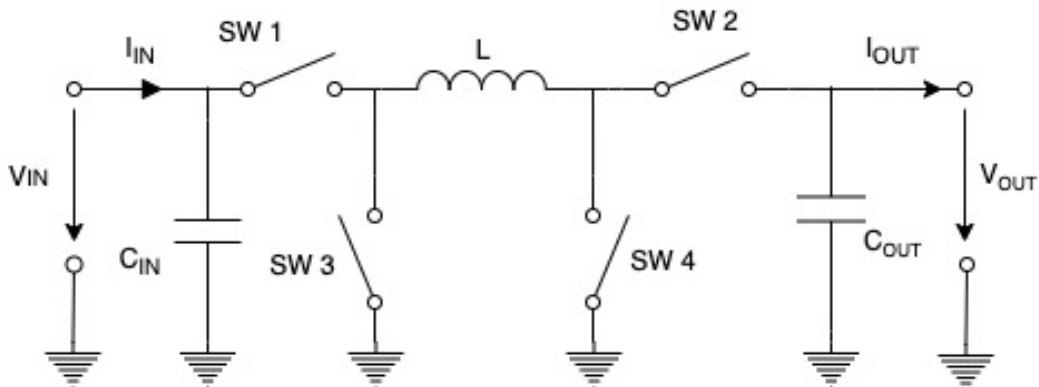


Figura 38. Topología genérica de un convertidor Buck-Boost. Fuente: elaboración propia

Cuando funciona en modo Buck, es decir, cuando la tensión de entrada es superior a la salida, el controlador debería hacer funcionar el circuito (**Figura 39**), es decir controlamos los transistores Q1 y Q2 mientras que el transistor Q3 lo mantenemos en conducción permanente y el Q4 se mantendrá siempre apagado:

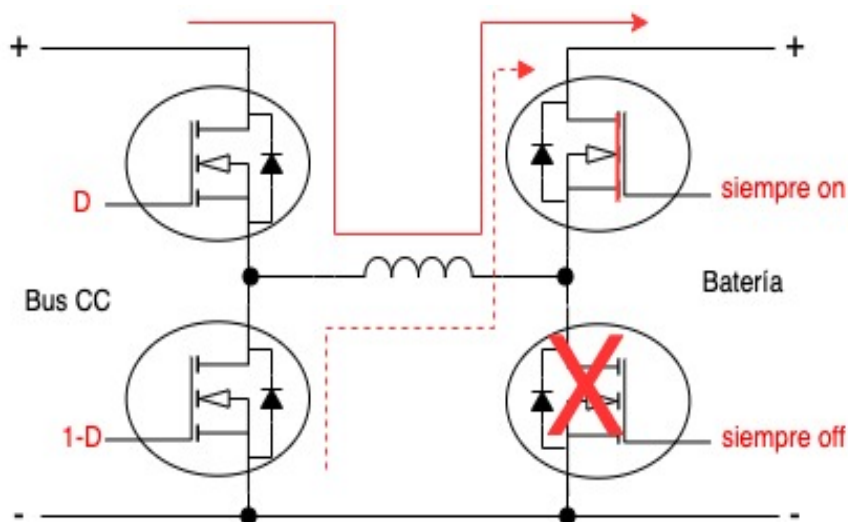


Figura 39. Circulación de la corriente en modo Buck. Fuente: elaboración propia

Mientras que trabajando en modo Boost, es decir cuando la tensión de entrada es inferior a la de salida, el funcionamiento sería, **Figura 40**:

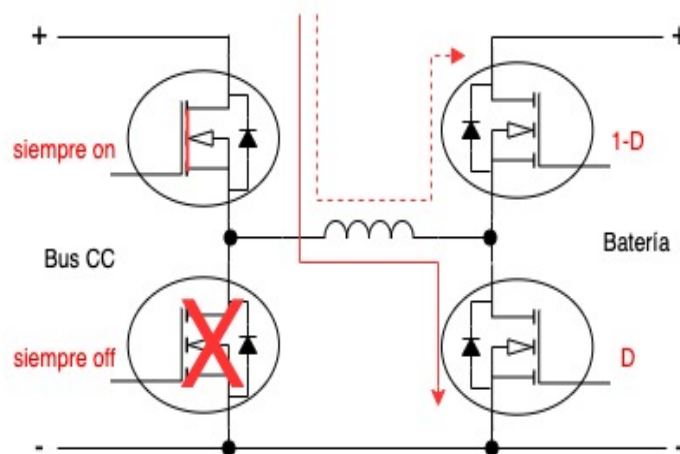


Figura 40. Circulación de la corriente en modo Boost. Fuente: elaboración propia

Es decir, el transistor Q1 está polarizado de tal manera que siempre esté encendido, mientras que el transistor Q2 siempre estará en circuito abierto.

Para poder realizar el diseño necesitamos conocer los siguientes parámetros:

- Rango de la tensión de entrada
- Voltaje nominal de salida
- Corriente máxima de salida
- Frecuencia de conmutación
- Circuito integrado de control que se va a utilizar

Especificaciones de diseño:

- Entrada:
 1. Tensión:
 - Máxima ($V_{IN_m\acute{a}x}$): 44,5 V
 - Mínima ($V_{IN_m\acute{i}n}$): 6 V
- Salida:
 1. Tensión de salida nominal (V_{OUT}): 14,4 V
 2. Rizado de la tensión de salida máximo (V_{riz}): 100 mVpp
 3. Corriente de salida máxima (I_{OUT}): 10 A
 4. Frecuencia de conmutación (f_s): 100 kHz
 5. Rendimiento estimado mínimo (η): 90%

En primer lugar, habrá que calcular el ciclo de trabajo mínimo y máximo mediante:

$$D_{\text{BUCK}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}_{\text{máx}}} \cdot n} = \frac{14,4}{44,5 \cdot 0,9} = 0,359$$

$$D_{\text{BOOST}} = 1 - \frac{V_{\text{IN}_{\text{mín}}} \cdot n}{V_{\text{OUT}}} = 1 - \frac{6 \cdot 0,9}{14,4} = 0,625$$

A continuación, habrá que calcular y seleccionar los inductores:

$$L_{\text{BUCK}} > \frac{V_{\text{OUT}}(V_{\text{IN}_{\text{máx}}} - V_{\text{OUT}})}{K \cdot f_s \cdot V_{\text{IN}_{\text{máx}}} \cdot I_{\text{OUT}}} = \frac{14,4 \cdot (44,5 - 14,4)}{0,3 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 44,5 \cdot 10} = 32,46 \mu\text{H}$$

$$L_{\text{BOOST}} > \frac{(V_{\text{IN}_{\text{mín}}})^2 (V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}_{\text{mín}}})}{K \cdot f_s \cdot I_{\text{OUT}} \cdot (V_{\text{OUT}})^2} = \frac{6^2 \cdot (14,4 - 6)}{0,3 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 14,4^2} = 4,86 \mu\text{H}$$

K: Coeficiente estimado que representa la relación entre la corriente máxima de salida y las variaciones de corriente a través del inductor, o rizado de corriente del inductor, o rizado de corriente del inductor. Se recomienda entre 0,2 y 0,4. Nosotros hemos escogido 0,3.

Una vez calculados los valores de los inductores, escogemos el de mayor valor, que en nuestro caso sería L_{BUCK} . A continuación, necesitamos conocer la corriente máxima que circulará por ellos con el fin de elegir un valor adecuado del catálogo de fabricantes.

Buck:

$$\Delta I_{\text{máx}} = \frac{(V_{\text{IN}_{\text{máx}}} - V_{\text{OUT}})D_{\text{BUCK}}}{f_s \cdot L} = \frac{(44,5 - 14,4) \cdot 0,359}{100 \cdot 10^3 \cdot 32,46 \cdot 10^{-6}} = 3,329 \text{ A}$$

$$I_{\text{sw}_{\text{máx}}} = \frac{\Delta I_{\text{máx}}}{2} + I_{\text{OUT}} = \frac{3,329}{2} + 10 = 11,66 \text{ A}$$

Boost:

$$\Delta I_{\text{máx}} = \frac{V_{\text{IN}_{\text{mín}}} \cdot D_{\text{BOOST}}}{f_s \cdot L} = \frac{6 \cdot 0,625}{100 \cdot 10^3 \cdot 32,46 \cdot 10^{-6}} = 1,15 \text{ A}$$

$$I_{sw_m\acute{a}x} = \frac{\Delta I_{m\acute{a}x}}{2} + \frac{I_{OUT}}{1 - D_{BOOST}} = \frac{1,15}{2} + \frac{10}{1 - 0,625} = 27,24 \text{ A}$$

De los Inductores calculados tendremos que escoger uno que cumpla con las características en los peores casos de ambos modos. Es decir, $L > 32,46 \mu\text{H}$ (L_{buck}) y la corriente que debe soportar será superior a $27,24 \text{ A}$ ($I_{m\acute{a}xima_Boost}$).

Ahora se puede seleccionar el inductor en los catálogos de cualquier fabricante, por ejemplo: https://www.coilcraft.com/prod_pwr.cfm.

En nuestro caso hemos escogido un inductor de $33 \mu\text{H}$; con una resistencia dinámica de $2,9 \text{ m}\Omega$; una frecuencia máxima de funcionamiento de 1000 kHz y una corriente máxima antes de saturación de $25,8 \text{ A}$.

Debido a la corriente máxima que podemos soportar utilizaremos dos inductores de $33 \mu\text{H}$ en serie y a su vez éstos en paralelo con otra rama en serie formada por otros dos inductores de $33 \mu\text{H}$. De esta forma conseguiremos que se pueda soportar una corriente máxima de saturación de $51,8 \text{ A}$.

Otro aspecto importante en el diseño del convertidor CC-CC, corresponde al dimensionamiento de los condensadores de salida C_{out} . Utilizaremos la formulación siguiente para calcular los condensadores de los diferentes modos de operación Buck y Boost.

Buck:

$$C_{OUT1} = \frac{K \cdot I_{OUT}}{8 \cdot f_s \cdot V_{riz}} = \frac{0,3 \cdot 10}{8 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-3}} = 37,5 \mu\text{F}$$

Este valor será válido si la carga no se desconecta.

$$C_{OUT2} = \frac{(K \cdot I_{OUT})^2 \cdot L}{2 \cdot V_{OUT} \cdot V_{riz}} = \frac{(0,3 \cdot 10)^2 \cdot 32,46 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 14,4 \cdot 100 \cdot 10^{-3}} = 101,44 \mu\text{F}$$

Este valor será válido en el caso de que la carga se desconecte para prevenir los sobre impulsos.

En cualquier caso, debe cumplir esta relación:

$$ESR < \frac{V_{riz}}{I_{OUT}} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{10} = 10 \text{ m}\Omega$$

Boost:

$$C_{OUT1} = \frac{I_{OUT} \cdot D_{BOOST}}{f_s \cdot V_{riz}} = \frac{10 \cdot 0,375}{100 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-3}} = 375 \text{ }\mu\text{F}$$

$$ESR < \frac{V_{riz}}{\left(\frac{I_{OUT}}{1 - D_{BOOST}} + \frac{K \cdot I_{OUT} \cdot V_{OUT}}{2 \cdot V_{IN}} \right)} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{1 - 0,375 \cdot \frac{0,3 \cdot 10 \cdot 14,4}{2 \cdot 44,5}} = 6,05 \text{ m}\Omega$$

A continuación, podemos seleccionar el condensador a utilizar teniendo en cuenta la frecuencia de conmutación a la que va a trabajar, la tensión máxima que debe soportar, la ESR mínima calculada y la capacidad que hemos obtenido.

En la página <https://www.vishay.com/docs/28322/140rtm.pdf> hemos elegido un conjunto de condensadores cuyo circuito equivalente sería un condensador de 10.000 μF con una resistencia dinámica en serie de 4,5 $\text{m}\Omega$.

3.1.3.1 Simulación del convertidor Buck-Boost

A partir de las especificaciones de diseño del circuito hemos dibujado el esquema del convertidor CC-CC Buck-Boost en PSIM, **Figura 41**:

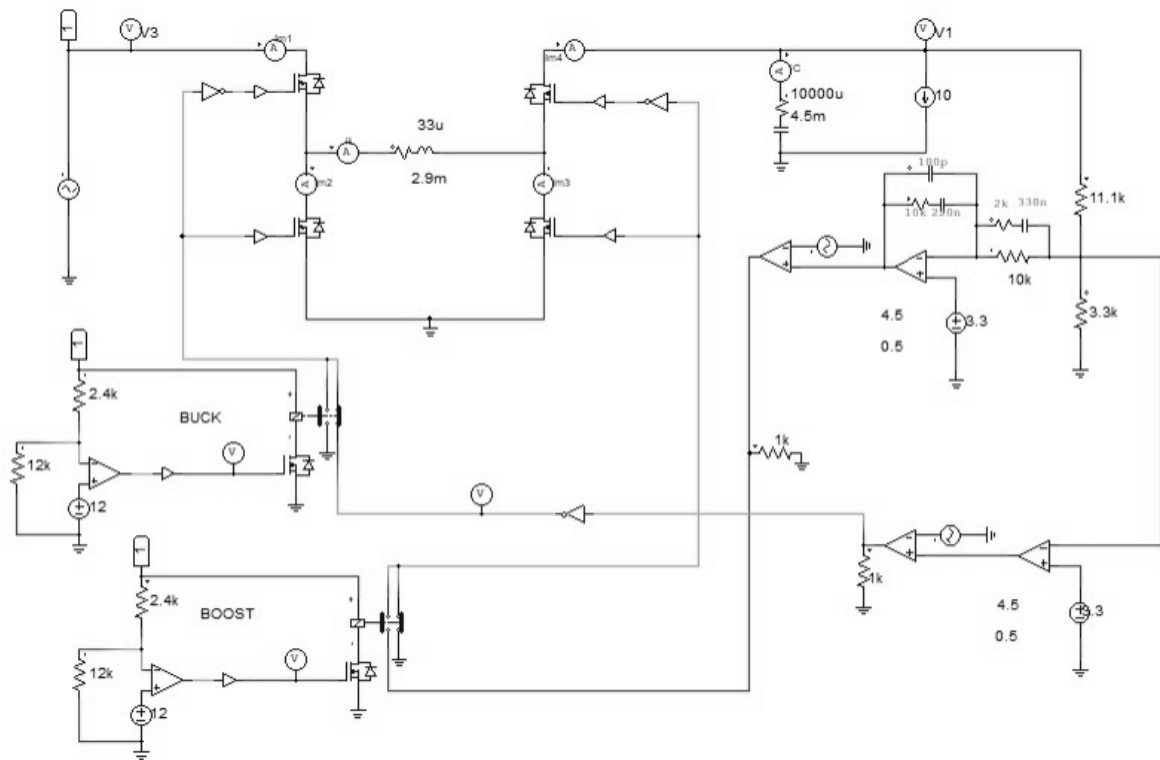


Figura 41. Circuito del convertidor Buck-Boost en PSIM. Fuente: elaboración propia

Para el control del modo de funcionamiento Buck o reductor hemos diseñado esta etapa realimentada negativamente (**Figura 41**), que hemos verificado que no necesita compensación, **Figura 42**.

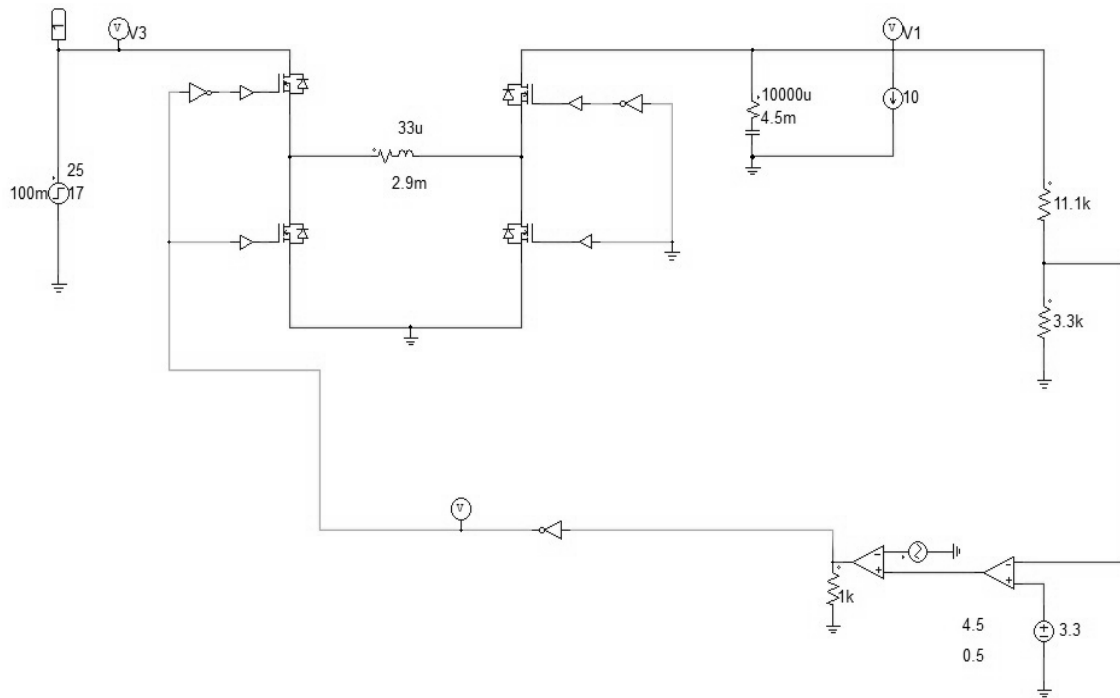


Figura 42. Circuito realimentado en modo Buck en PSIM. Fuente: elaboración propia

3,3 V es una tensión de referencia que disponemos en el controlador Arduino.

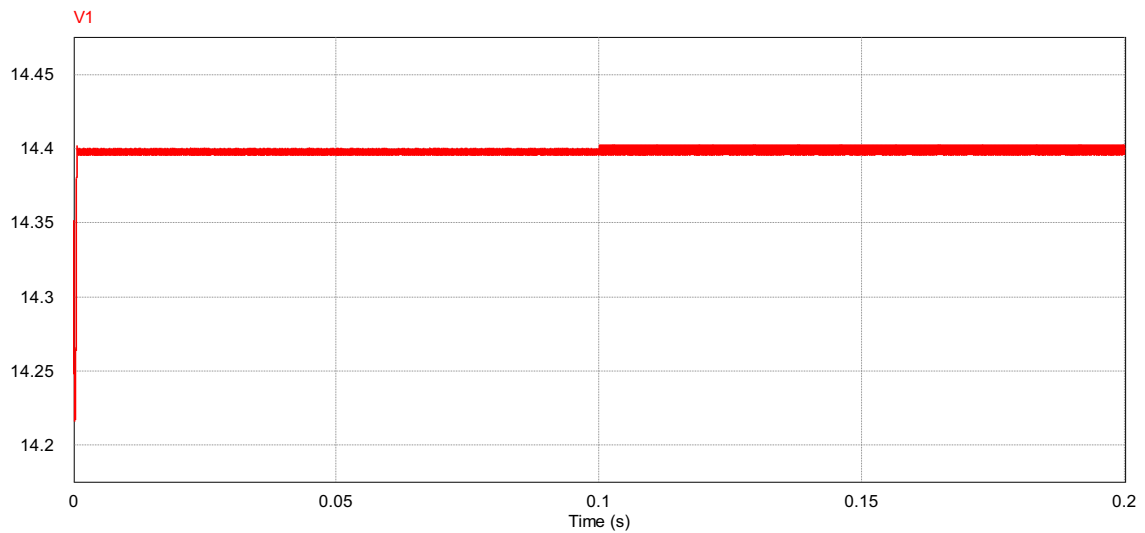


Figura 43. Tensión de salida del convertidor Buck. Fuente: elaboración propia

Como podemos observar la tensión de salida se mantiene en 14 V y cuando sufre una perturbación de 100 ms mantiene los 14 V, es decir tenemos un sistema estable.

Mientras que para el modo Boost hemos diseñado una etapa realimentada y compensada como se observa en la **Figura 44**.

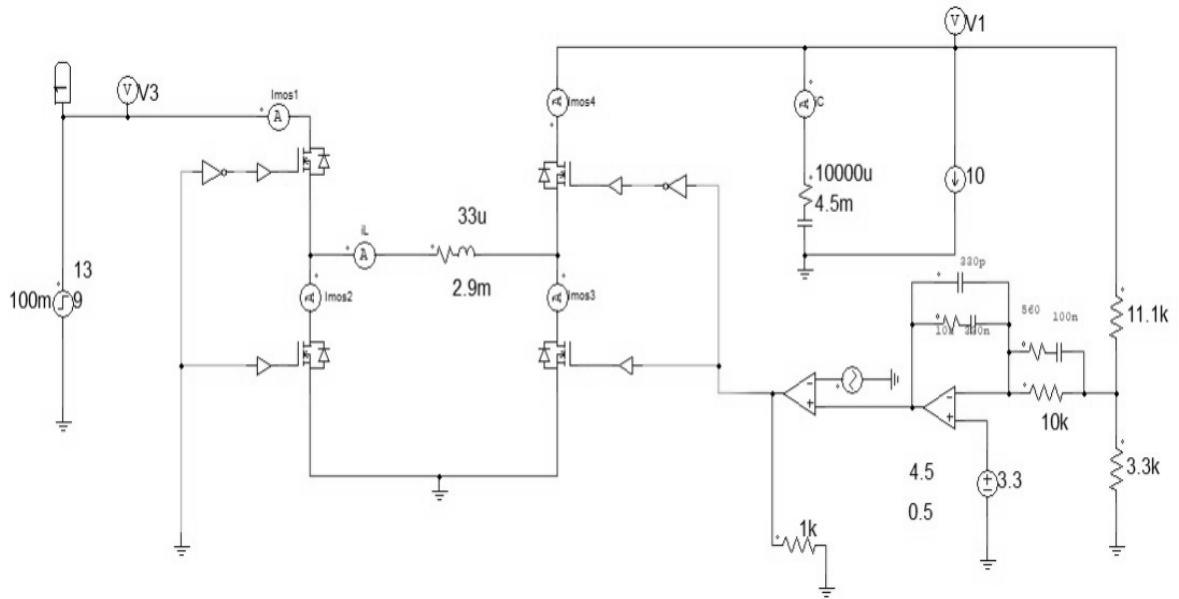


Figura 44. Circuito realimentado en modo Boost en PSIM. Fuente: elaboración propia

Se verifica su estabilidad mediante una perturbación como se ve en la figura anterior dando como resultado lo que se puede observar en la salida, **Figura 45**.

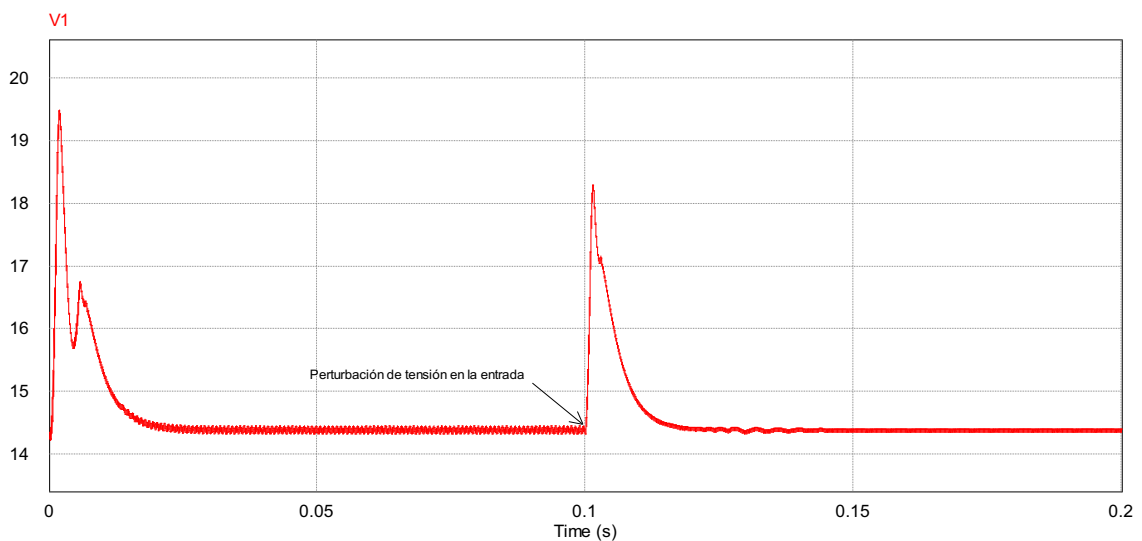


Figura 45. Tensión de salida del convertidor Boost. Fuente: elaboración propia

Por otro parte, como hemos podido ver en las imágenes anteriores adjuntas, hemos diseñado un sistema que nos permite realizar de forma automática la conmutación entre los dos controladores realimentados para el sistema completo.

Es decir, cuando la entrada sea inferior a 14,4 V funcionará la parte del circuito que me eleva la tensión (modo Boost), mientras que cuando sea superior funcionará en modo Buck, **Figura 46.**

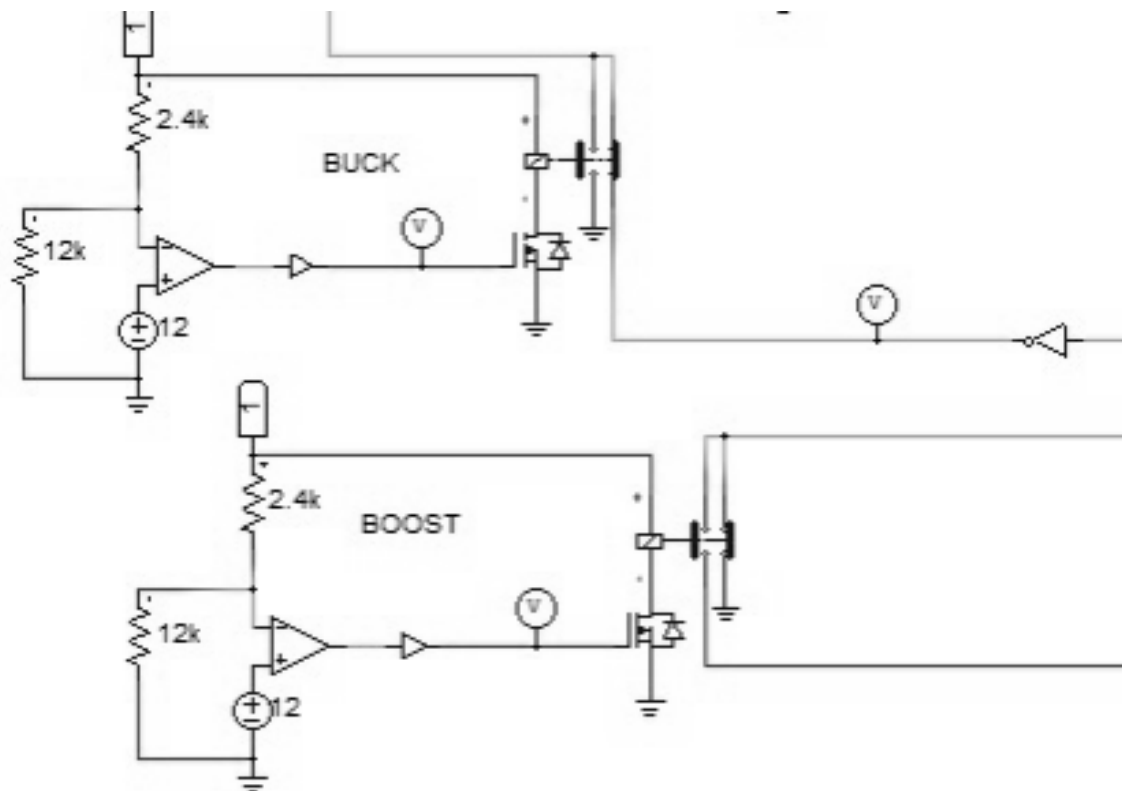


Figura 46. Sistema automático de control para los diferentes modos de funcionamiento en PSIM. Fuente: elaboración propia

Vamos a verificar el funcionamiento de la conmutación los diferentes modos Buck y Boost:

- Respuesta de la tensión de salida ($V1$) frente a una tensión de rampa en la entrada ($V3$):

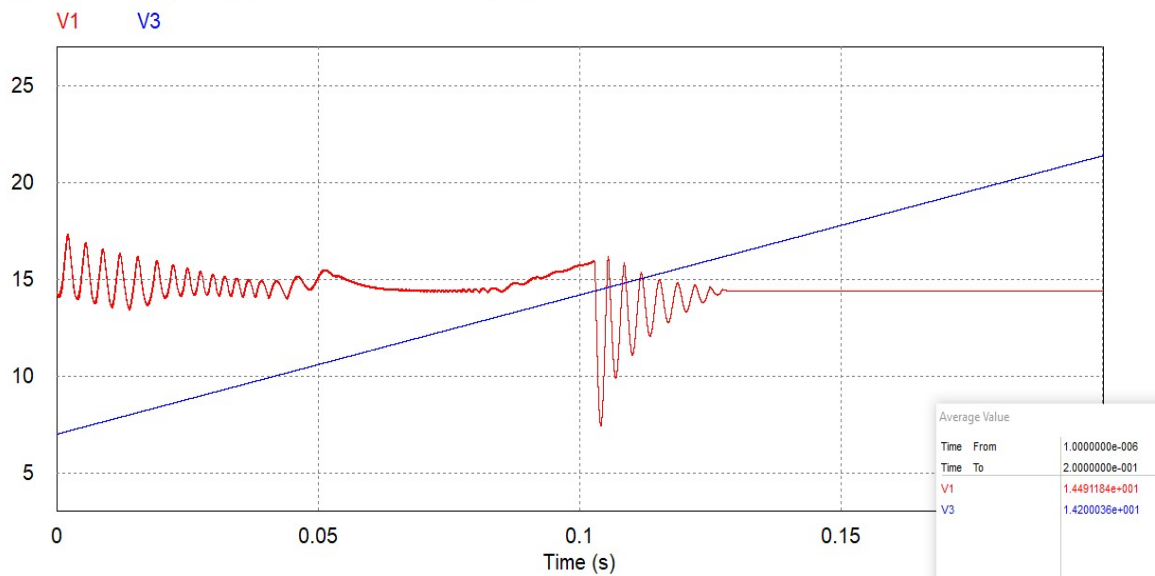


Figura 47. Comportamiento de la tensión de salida frente a una tensión de rampa en la entrada. Fuente: elaboración propia

Se observa que cuando la tensión de entrada llega a 14,4 V el sistema sigue intentando mantener constante el valor de la tensión de salida en una zona estable con el valor deseado $V_0 = 14,4$ V.

3.1.3.1.1 Modo de funcionamiento boost

Hemos puesto en la entrada una perturbación con el fin de verificar la respuesta del sistema de control, **Figura 48**.

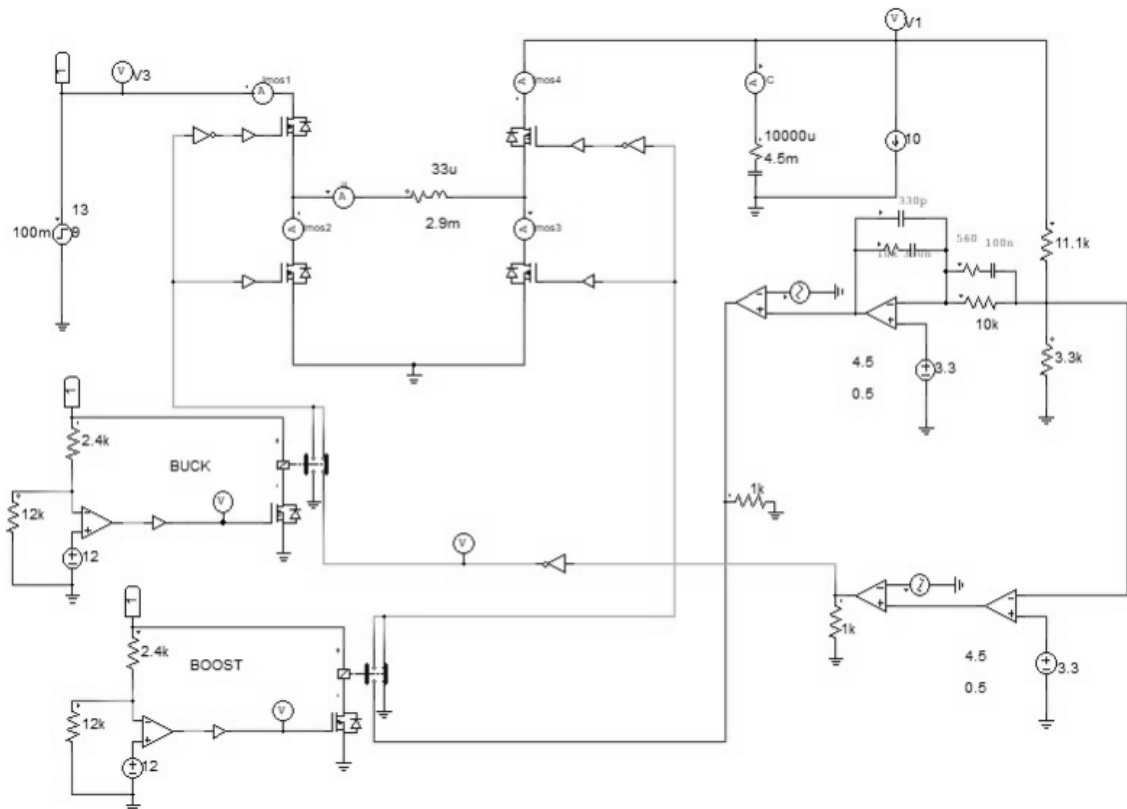


Figura 48. Circuito del convertidor Buck-Boost con perturbación en la entrada para el modo Boost en PSIM. Fuente: elaboración propia

🚦 Simulaciones en modo Boost:

- Tensión de salida (V1) frente a la tensión de entrada (V3), **Figura 49**.

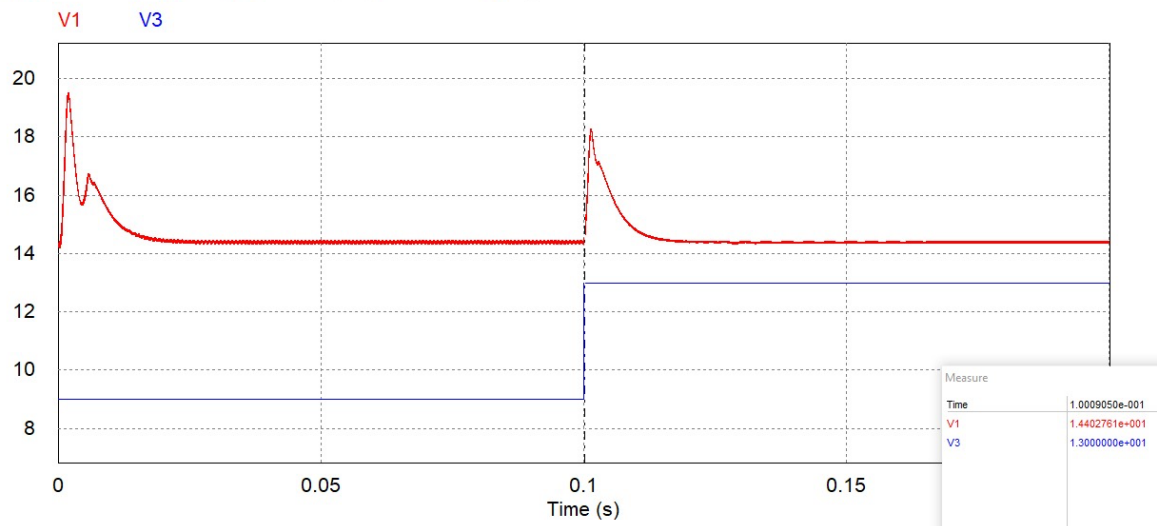


Figura 49. Comportamiento de la tensión de salida frente a la tensión de entrada en modo Boost. Fuente: elaboración propia

Como podemos observar en la figura anterior la respuesta de control es la esperada en el modo de funcionamiento Boost, es decir, eleva la tensión de salida al nivel deseado.

- Corriente por inductor (**Figura 50**) y por condensador (**Figura 51**):

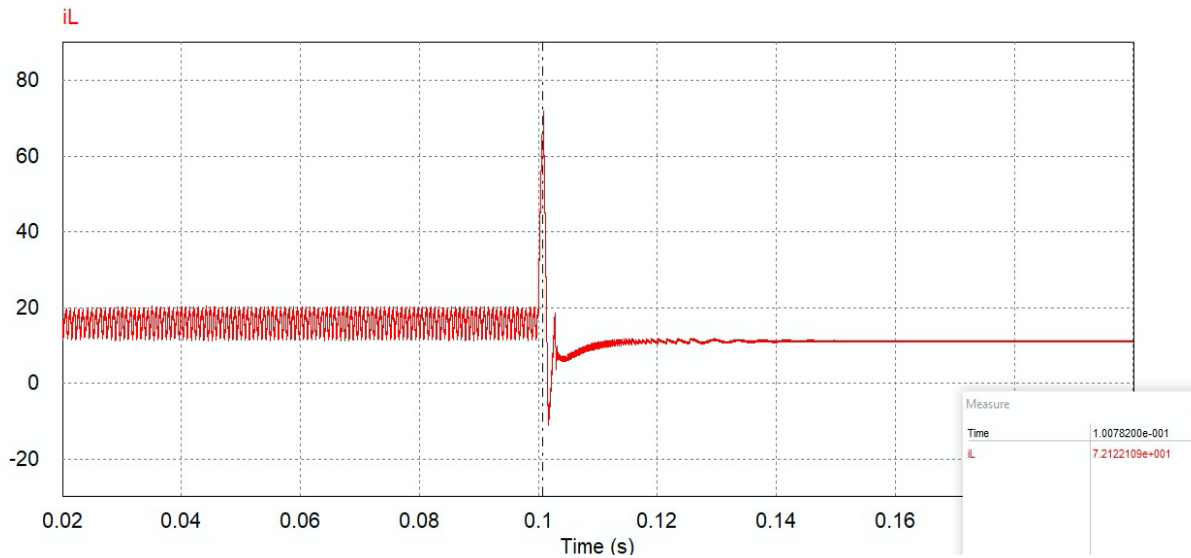


Figura 50. Intensidad en el inductor en modo Boost. Fuente: elaboración propia

$$I_{L\text{m}\acute{a}\text{x}} = 72,12 \text{ A}$$

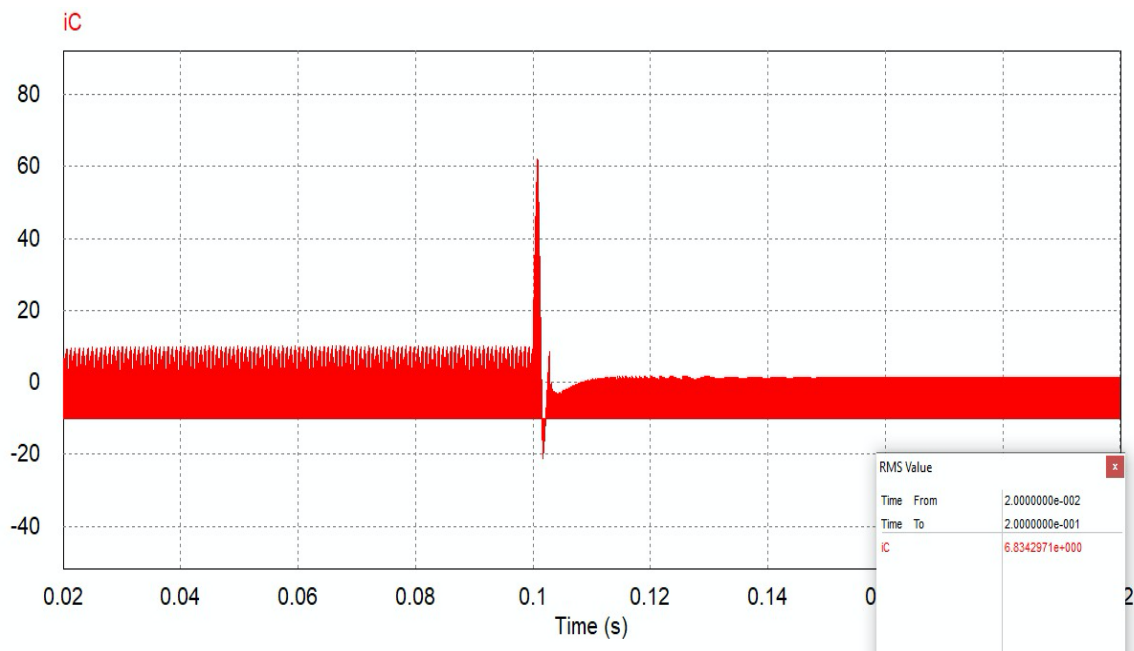


Figura 51. Intensidad en el condensador en modo Boost. Fuente: elaboración propia

$$I_{C\text{rms}} = 6,83 \text{ A}$$

- Corriente por los cuatro MOSFETS (Figura 52, 53, 54, 55):

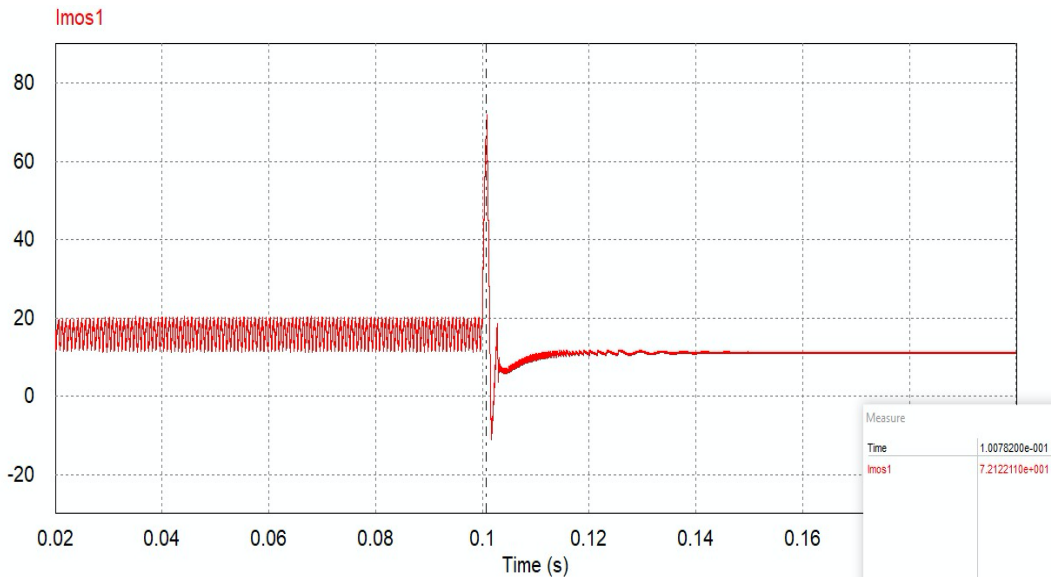


Figura 52. Corriente por el MOSFET 1 en modo Boost. Fuente: elaboración propia

$I_{mos1} = 72,12 \text{ A}$

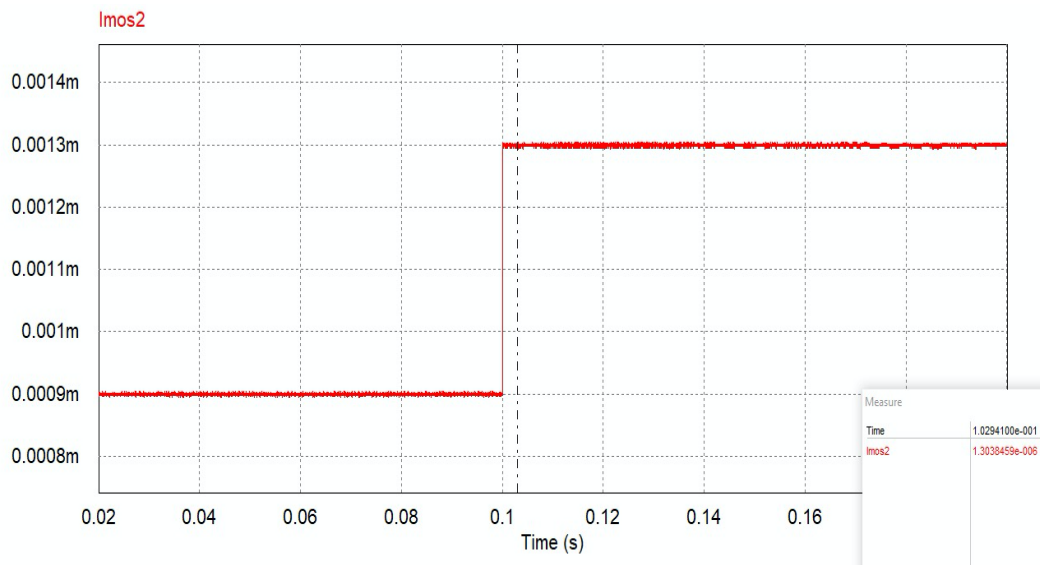


Figura 53. Corriente por el MOSFET 2 en modo Boost. Fuente: elaboración propia

$I_{mos2} \approx 0 \text{ A}$

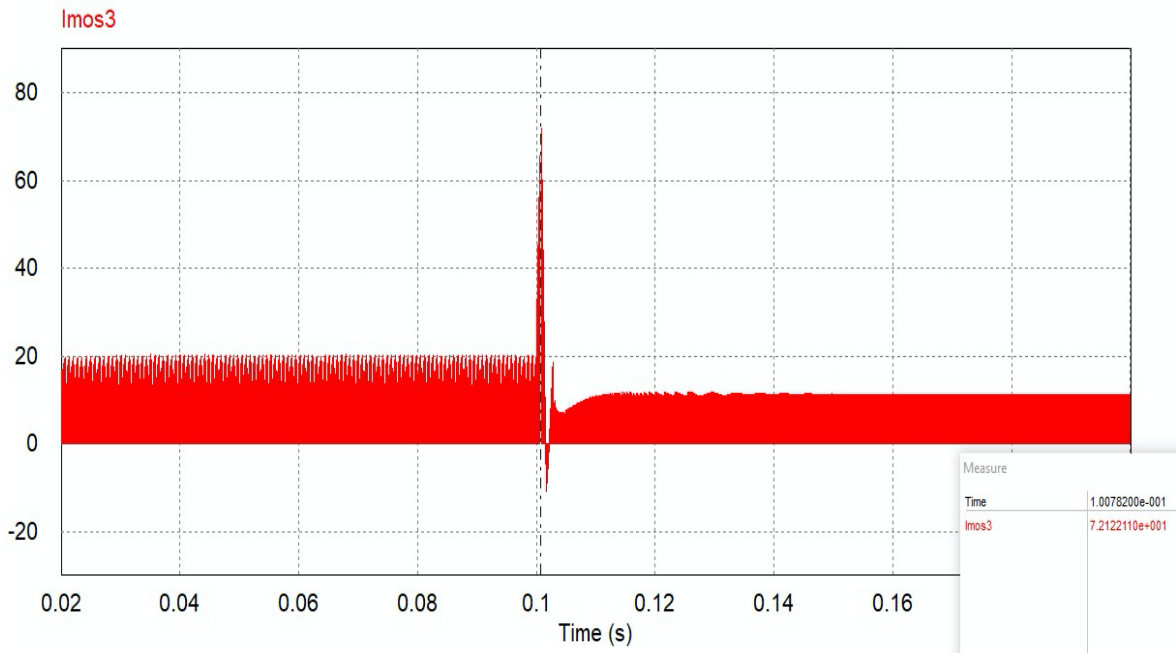


Figura 54. Corriente por el MOSFET 3 en modo Boost. Fuente: elaboración propia

$I_{mos3} = 72,12 \text{ A}$

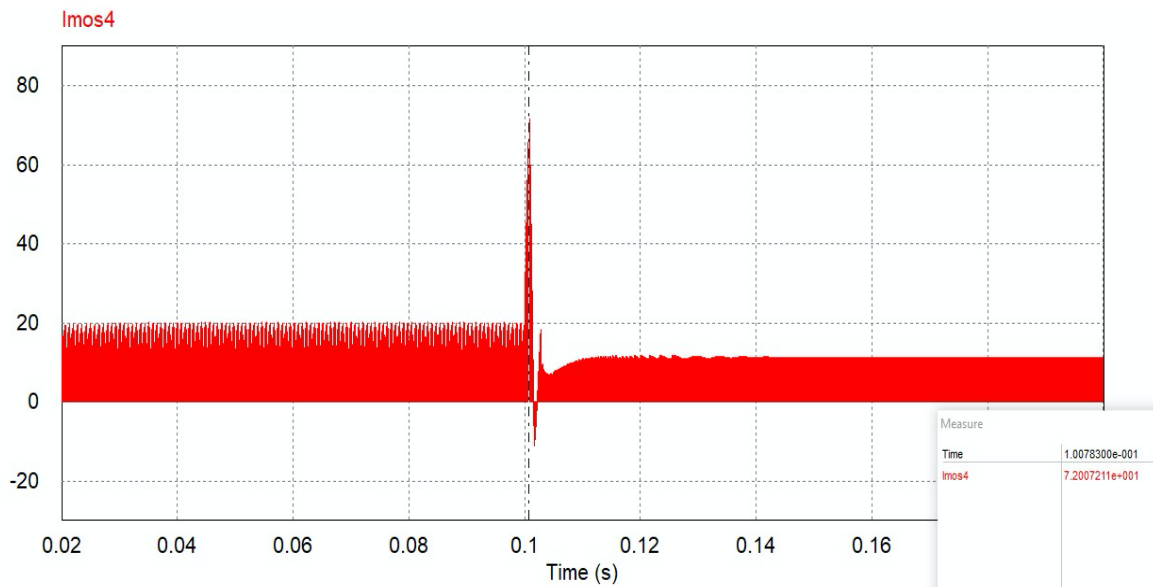


Figura 55. Corriente por el MOSFET 4 en modo Boost. Fuente: elaboración propia

$I_{mos4} = 72 \text{ A}$

3.1.3.1.2 Modo de funcionamiento buck

En este caso, nos interesa verificar la respuesta del sistema del modo Buck, por esta razón hemos modificado el rango de fuente de tensión que tenemos en la entrada, **Figura 56**.

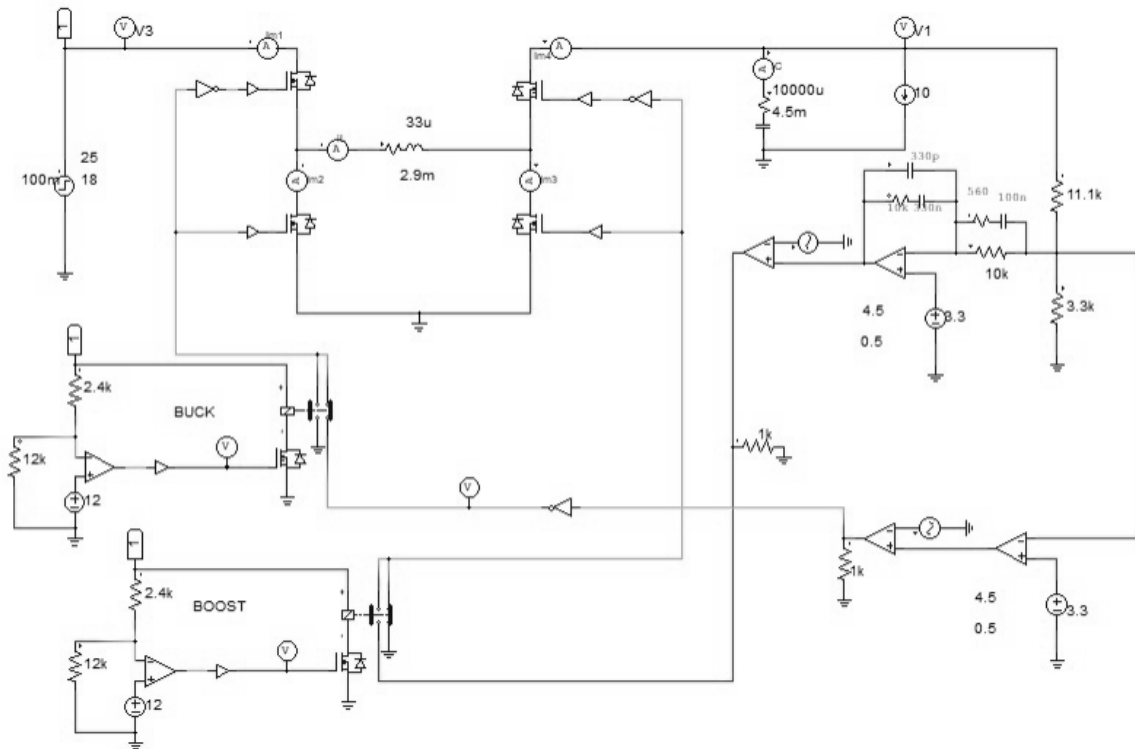


Figura 56. Circuito del convertidor Buck-Boost con perturbación en la entrada para el modo Buck en PSIM. Fuente: elaboración propia

En la **Figura 57** comprobamos que nuestro sistema está funcionando en el modo Buck, es decir, reduce la tensión que alimenta al sistema, obteniendo a la salida el valor deseado de tensión $V_0 = 14,4 \text{ V}$.

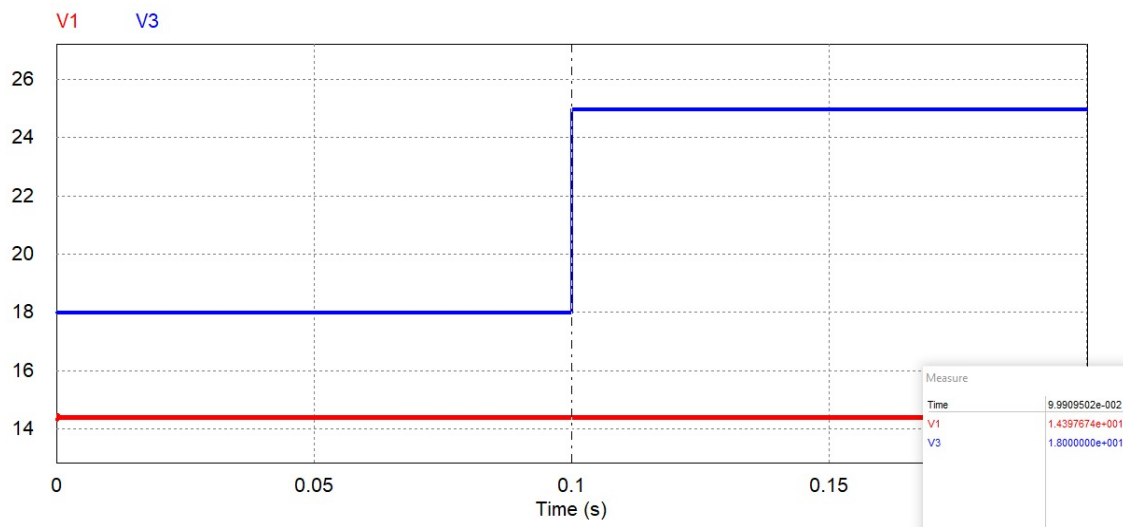


Figura 57. Tensiones de entrada y salida en modo Buck. Fuente: elaboración propia

- Corriente por inductor (**Figura 58**) y por condensador (**Figura 59**):

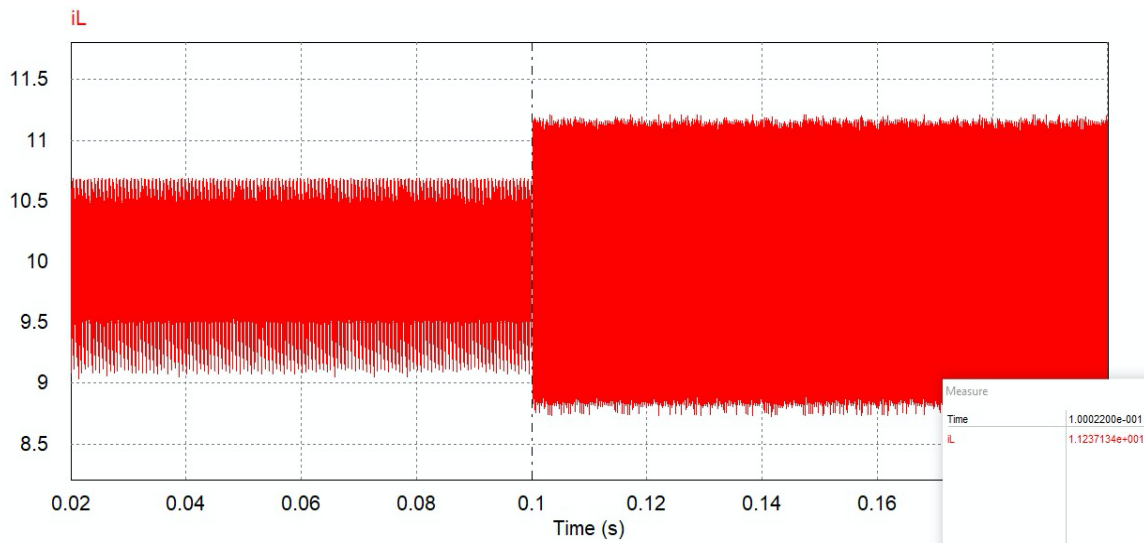


Figura 58. Intensidad en el inductor en modo Buck. Fuente: elaboración propia

$$I_{L\text{m}\acute{a}\text{x}} = 11,24 \text{ A}$$

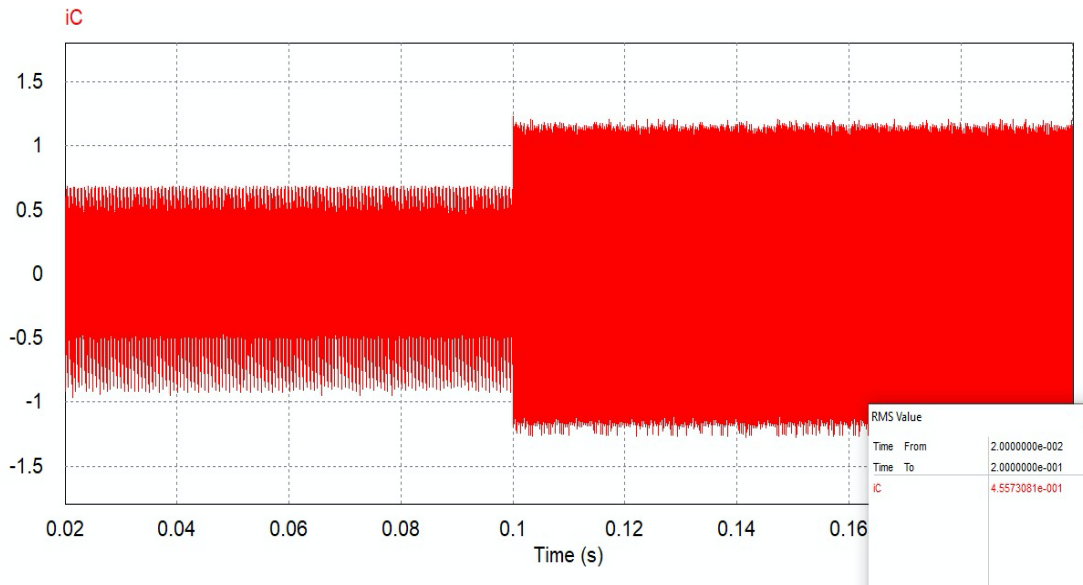


Figura 59. Intensidad en el condensador en modo Buck. Fuente: elaboración propia

$$I_{C_{rms}} = 45,57 \text{ A}$$

- Corriente por los cuatro MOSFETS (**Figuras 60, 61, 62, 63**):

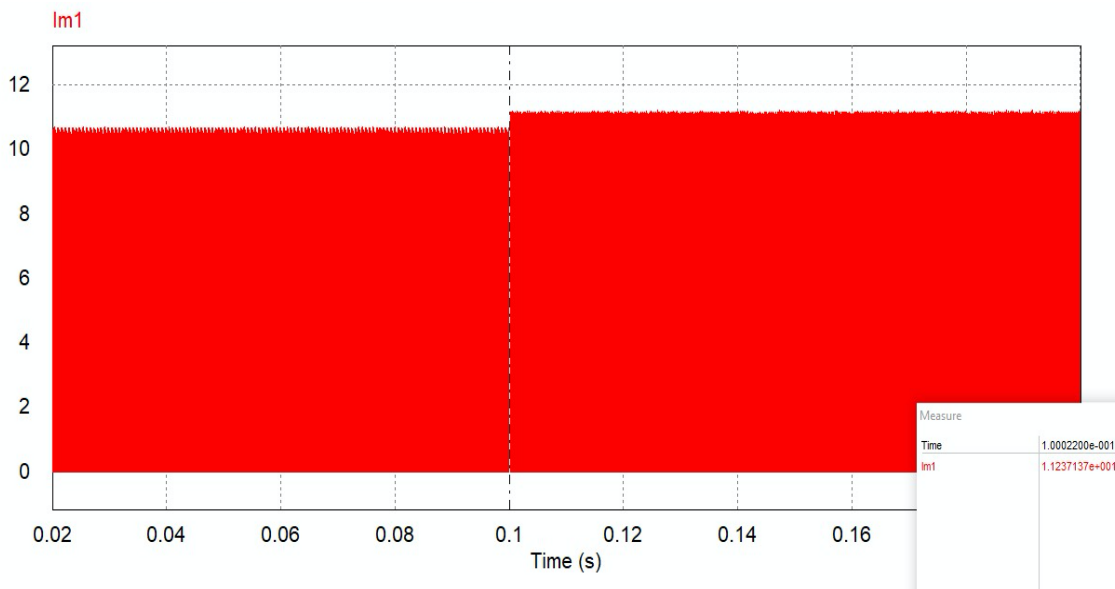


Figura 60. Corriente por el MOSFET 1 en modo Buck. Fuente: elaboración propia

$$I_{mos1} = 11,24 \text{ A}$$

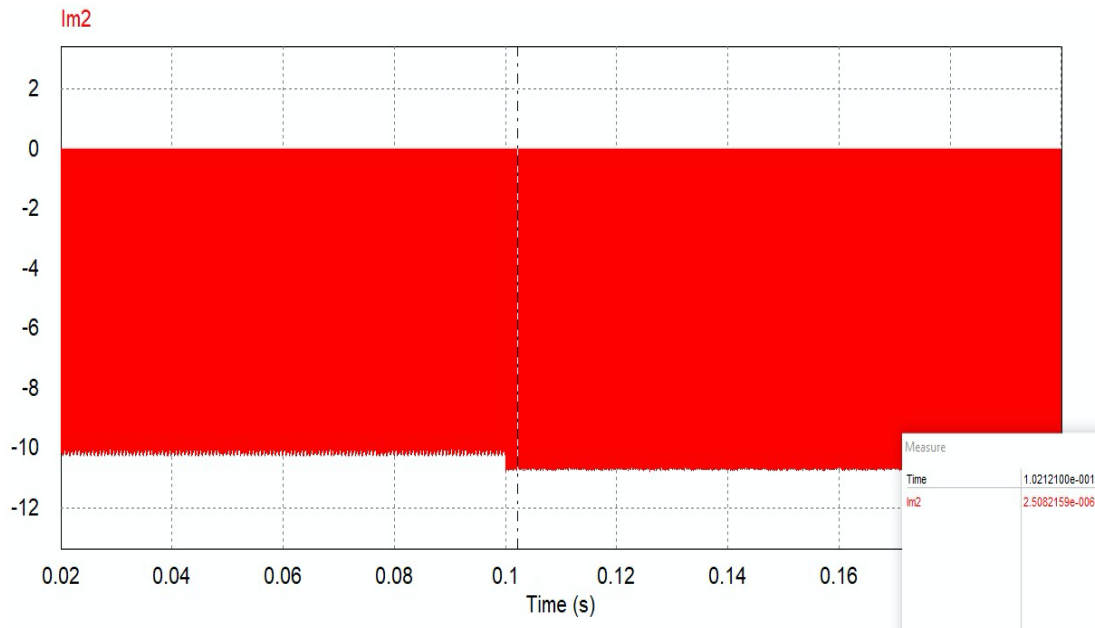


Figura 61. Corriente por el MOSFET 2 en modo Buck. Fuente: elaboración propia

$I_{mos2} \approx 0 \text{ A}$

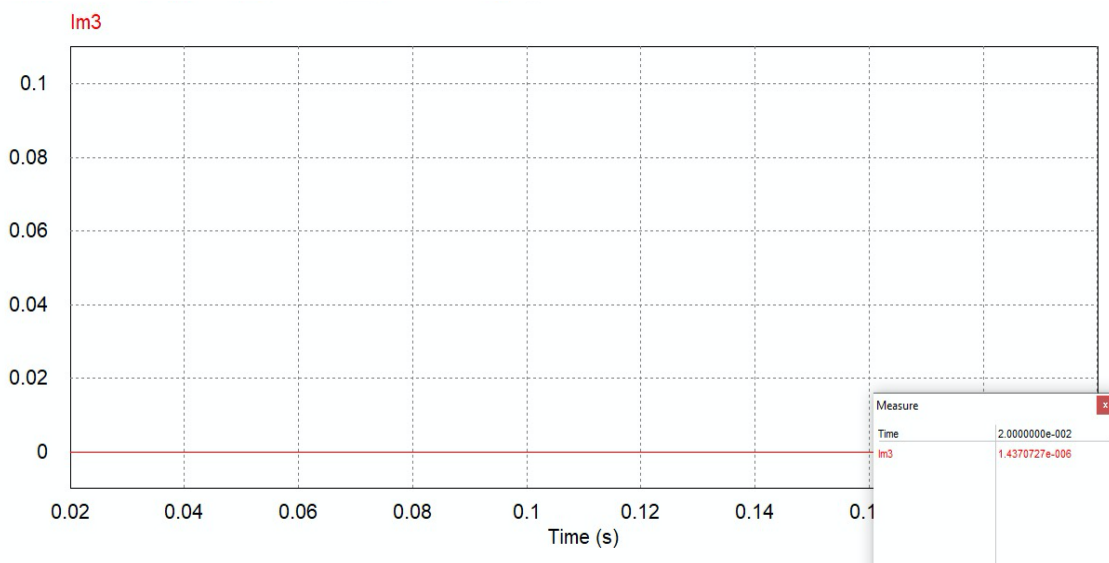


Figura 62. Corriente por el MOSFET 3 en modo Buck. Fuente: elaboración propia

$I_{mos3} \approx 0 \text{ A}$

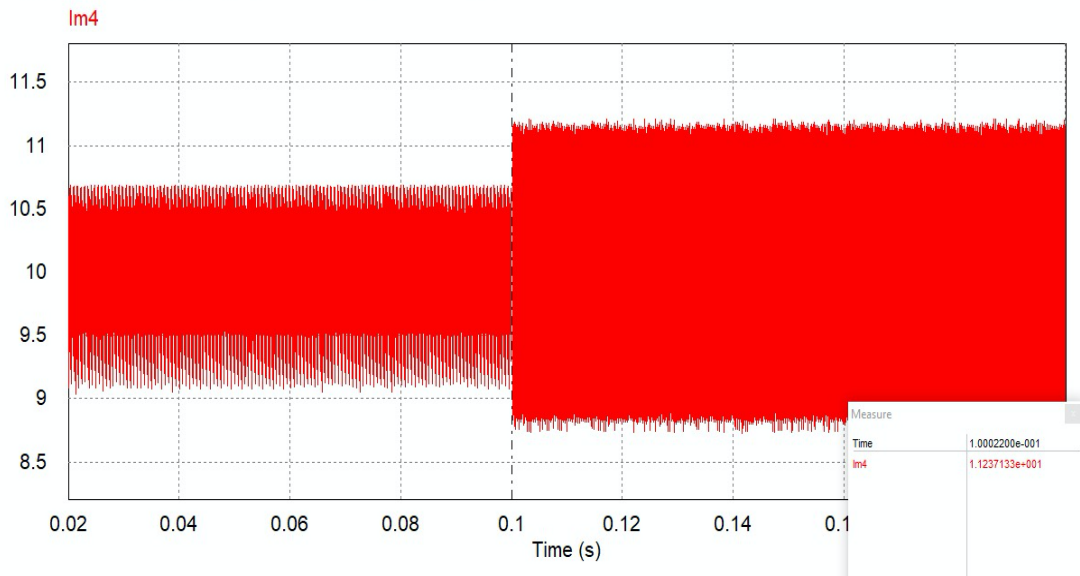


Figura 63. Corriente por el MOSFET 4 en modo Buck. Fuente: elaboración propia

$I_{mos4} = 10,45 \text{ A}$

3.1.3.1.3 Modo de funcionamiento Buck-Boost

Para comprobar el funcionamiento del convertidor como reductor y elevador simultáneamente, modificaremos la fuente de tensión a la entrada, para ello estableceremos como tensión mínima de entrada 6 V y tensión máxima 44,5 V, **Figura 64**.

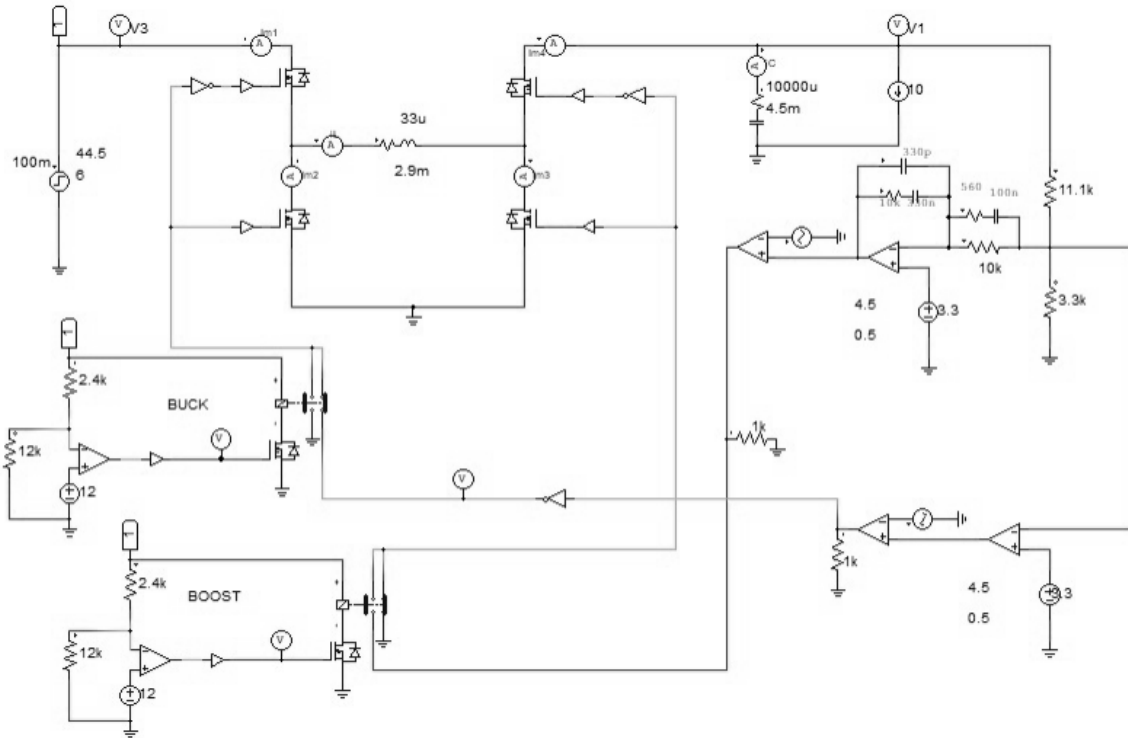


Figura 64. Circuito del convertidor Buck-Boost en PSIM. Fuente: elaboración propia

🚦 Simulaciones en modo Buck-Boost:

- Tensión de salida ($V1$) frente a la tensión de entrada ($V3$), **Figura 65:**

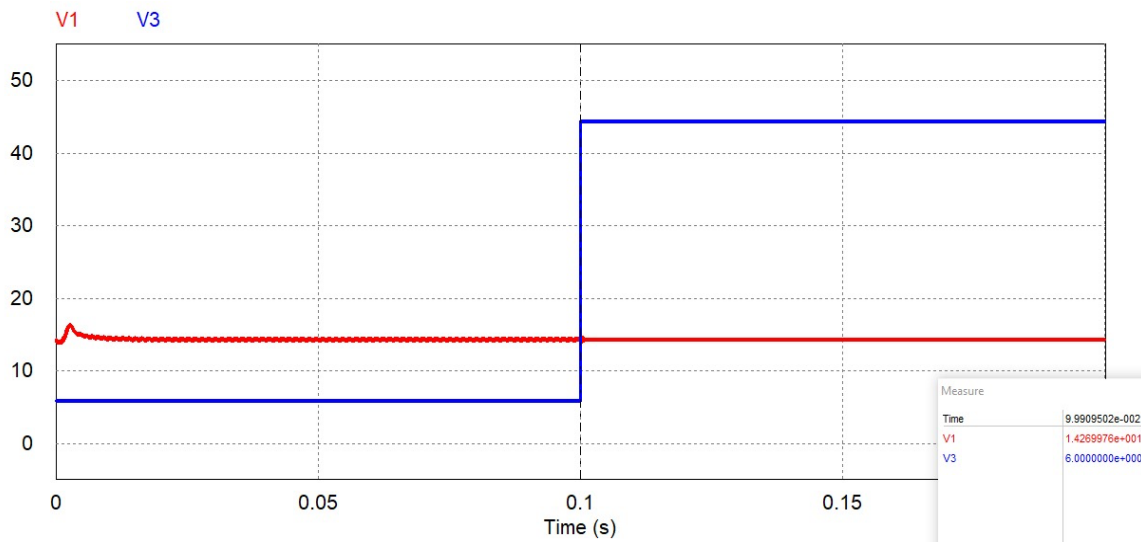


Figura 65. Tensiones de entrada y salida en modo Buck-Boost. Fuente: elaboración propia

En la **Figura 65** vemos como la polaridad de la tensión de salida ($V1$) es inversa a la de la entrada ($V3$). En el intervalo de 0 a 100 ms actúa como Boost elevando la tensión de

salida a 14,4 V. En cambio, durante el intervalo de 100 a 200 ms actúa como Buck reduciendo el voltaje de entrada a los 14,4 V deseados.

- Corriente por inductor (**Figura 66**) y por condensador (**Figura 67**):

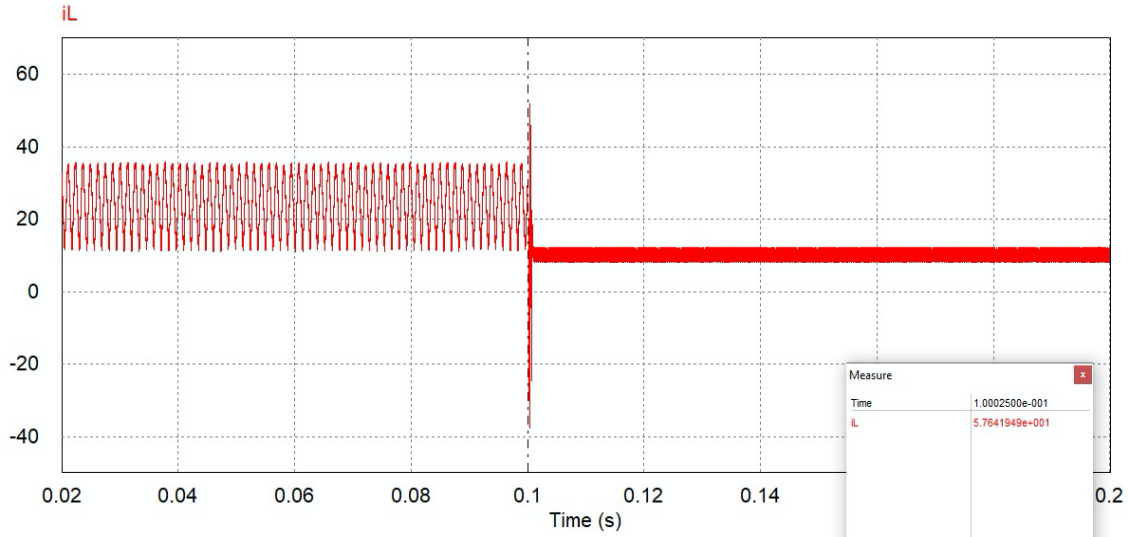


Figura 66. Intensidad en el inductor en modo Buck-Boost. Fuente: elaboración propia

$$I_{C_{rms}}=57,64 \text{ A}$$

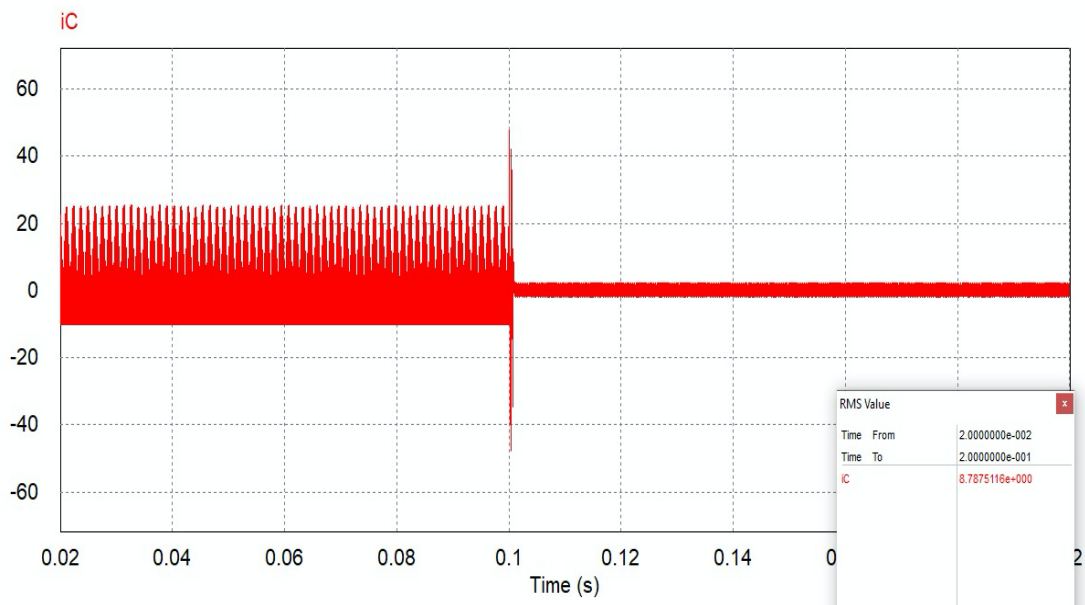


Figura 67. Intensidad en el condensador en modo Buck-Boost. Fuente: elaboración propia

$$I_{L_{m\acute{a}x}}= 8,78 \text{ A}$$

- Corriente por los cuatro MOSFETS (**Figuras 69, 70, 71, 72**):

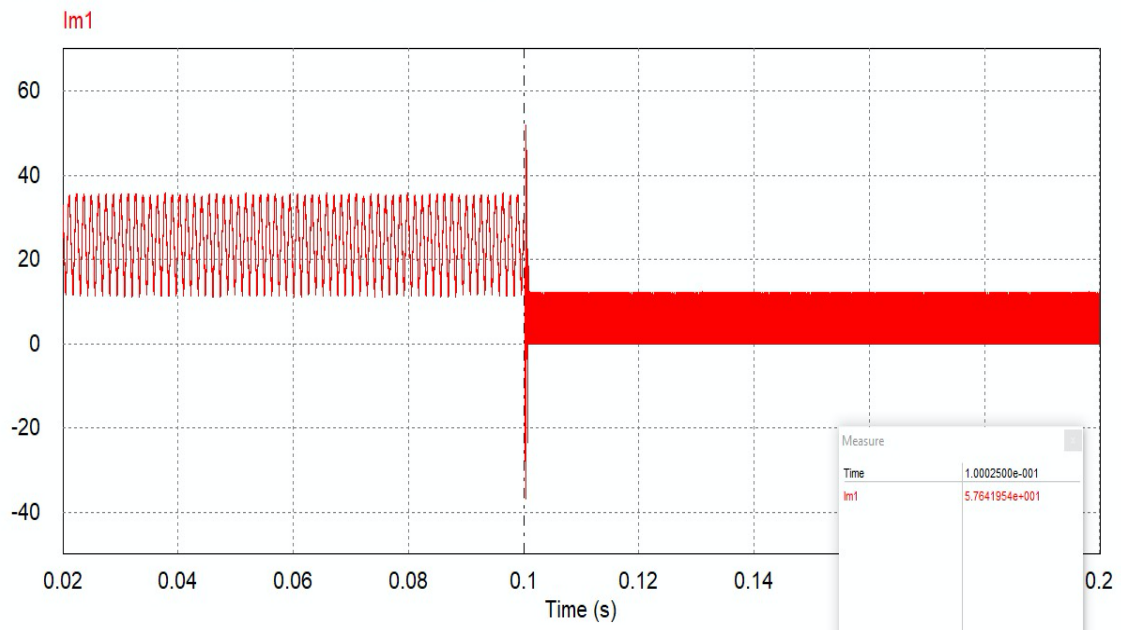


Figura 68. Corriente por el MOSFET 1 en modo Buck-Boost. Fuente: elaboración propia

$I_{mos1} = 57,64 \text{ A}$

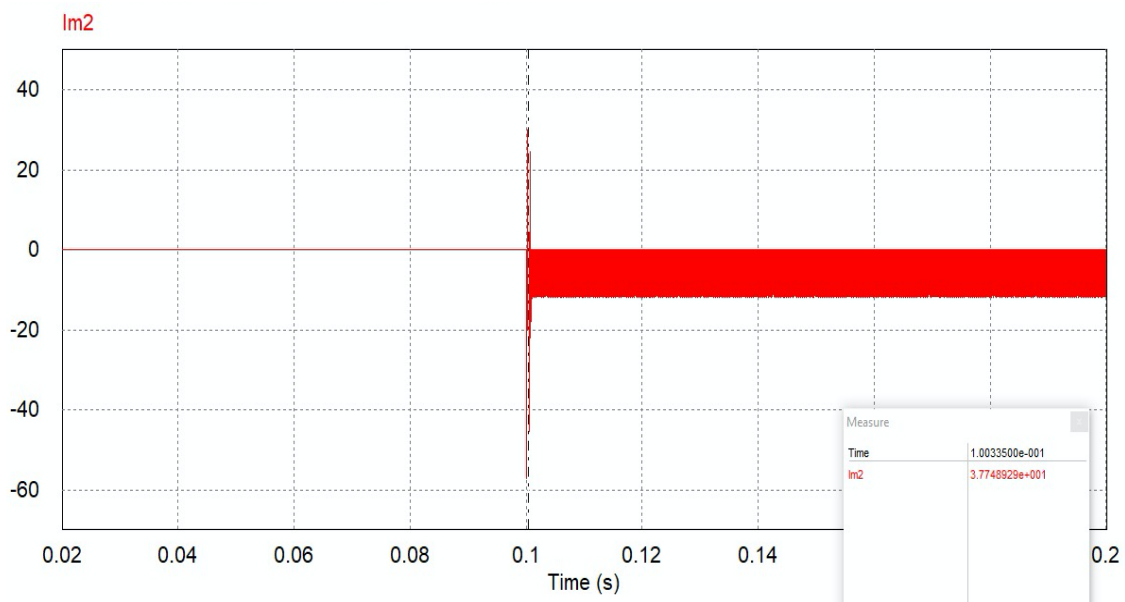


Figura 69. Corriente por el MOSFET 2 en modo Buck-Boost. Fuente: elaboración propia

$I_{mos2} = 37,74 \text{ A}$

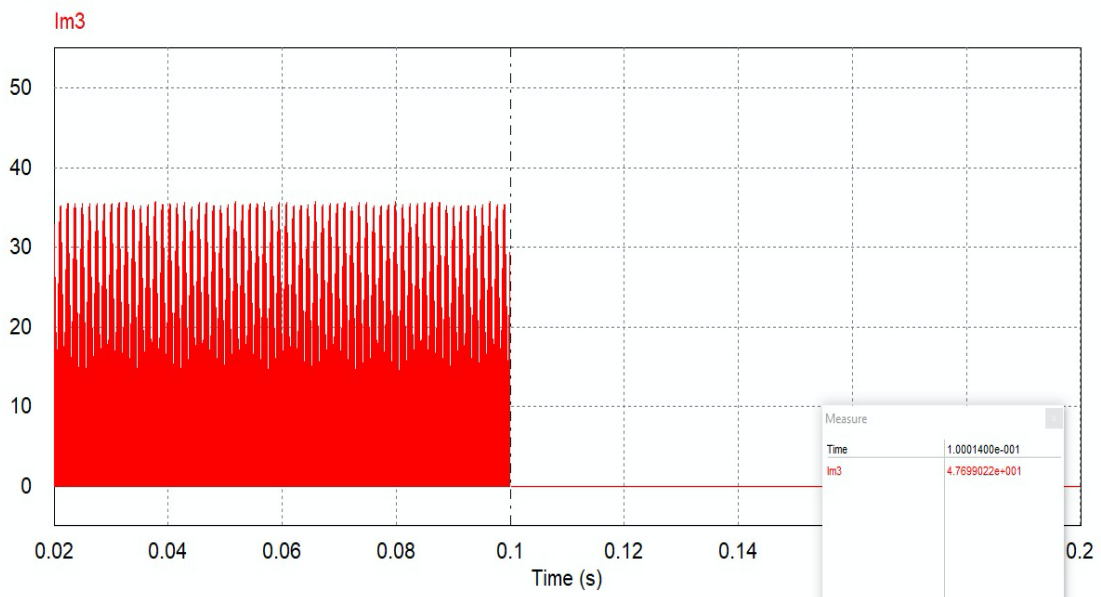


Figura 70. Corriente por el MOSFET 3 en modo Buck-Boost. Fuente: elaboración propia

$I_{mos3} = 47,69 \text{ A}$

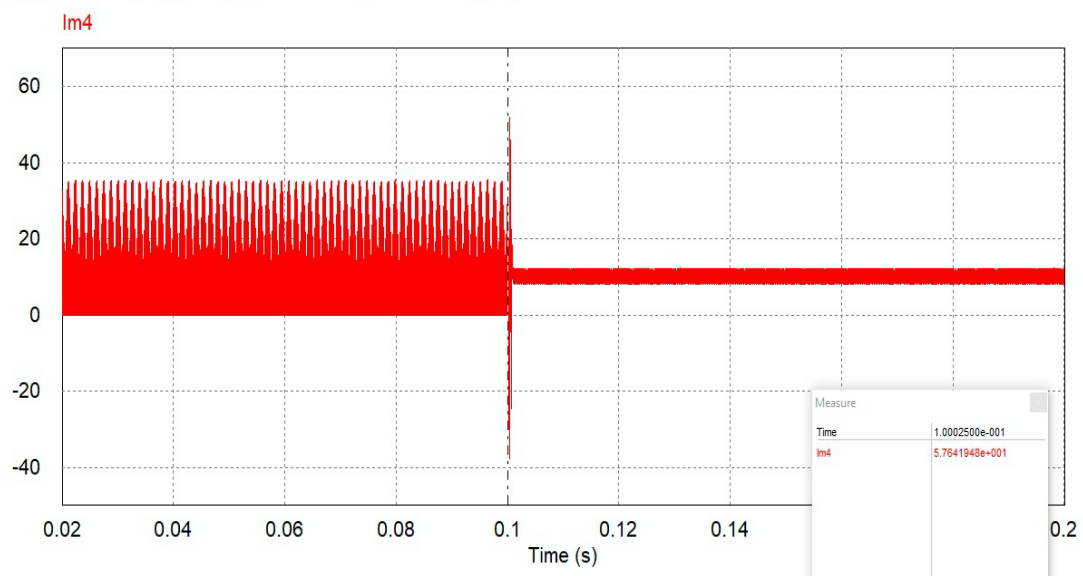


Figura 71. Corriente por el MOSFET 4 en modo Buck-Boost. Fuente: elaboración propia

$I_{mos4} = 57,64 \text{ A}$

3.1.3.2 Elección del transistor mosfet

Tras un estudio de diferentes fabricantes y distintos modelos el MOSFET elegido para realizar las simulaciones que hemos adjuntado del convertidor Buck-Boost es el MOSFET de canal *N* *IRFP4568PBF* del fabricante INFINEON, **Figura 72**.

Cuyas características principales son:

- Tensión de bloqueo máxima (V_{DSS}): 150 V
- Corriente por drenador máxima (I_D): 171 A
- Resistencia en estado conductor ($R_{DS(ON)}$): 4,8 m Ω

Lo que implica que cumple sobradamente con las necesidades que necesitábamos.



Figura 72. Módulo comercial del MOSFET. Fuente: [https://www.infinity-electronic.hk/product/International-Rectifier\(Infineon-Technologies\)_IRFP4568PBF.aspx](https://www.infinity-electronic.hk/product/International-Rectifier(Infineon-Technologies)_IRFP4568PBF.aspx)

3.1.3.3 Elección del modelo comercial del convertidor Buck-Boost

El convertidor Buck-Boost elegido para el posterior montaje es el *JT-DPH5005* del fabricante Joy-IT, **Figura 73**.

Cuyas características principales son:

- Voltaje de entrada: CC 6-50 V
- Voltaje de salida: 0-50 V
- Corriente de salida: 5 A

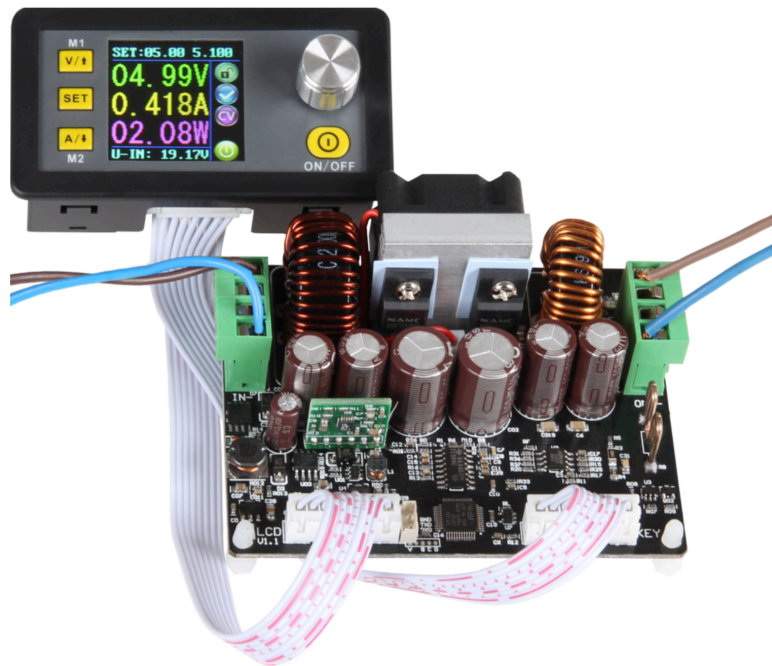


Figura 73. Módulo comercial del convertidor Buck-Boost. Fuente: <https://joy-it.net/en/products/JT-DPH5005>

3.1.4 Convertidor CC-CC elevador Boost

La estructura de un convertidor Boost consta de un inductor y un condensador a la salida necesario para mantener la tensión y minimizar el rizado presente en la salida del convertidor. La topología del convertidor Boost es la que se muestra en la **Figura 74**:

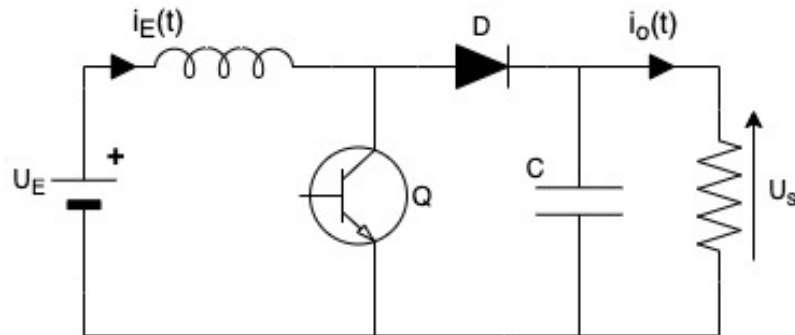


Figura 74. Topología del convertidor Boost

Podemos distinguir dos estados de funcionamiento cuando trabajamos en modo continuo o CCM, **Figura 76**:

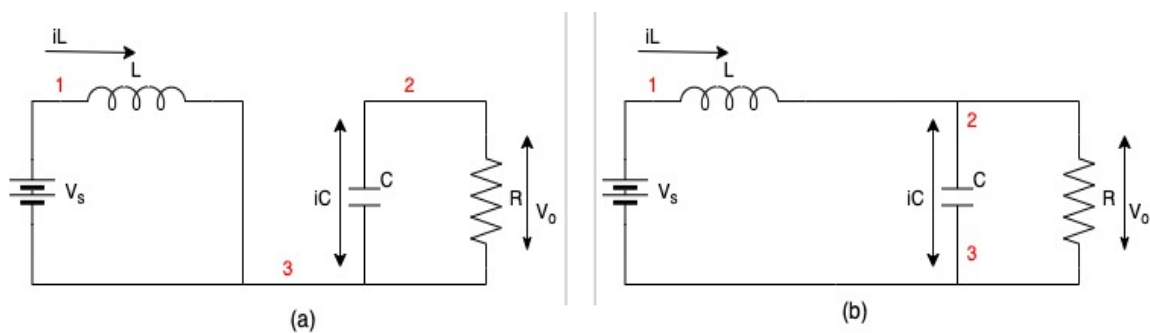


Figura 75. Convertidor elevador en modo de conducción continua: (a) Estado-ON, (b) Estado-OFF

Trabajar en modo CCM implica que la corriente de la bobina nunca llegará a anularse, creciendo el valor de esta cuando el interruptor se encuentra cerrado (Estado-ON) y disminuyendo cuando el interruptor se encuentra abierto (Estado-OFF).

En el análisis del circuito se hacen las siguientes suposiciones:

- El circuito opera en régimen permanente.
- El periodo de conmutación es T_s y el interruptor estará cerrado un tiempo DT_s y está abierto el resto del tiempo $(1-D) \cdot T_s$.

- La corriente en la bobina es siempre positiva.
- El condensador es muy grande y la tensión de salida se mantiene constante y su valor es V_o .
- Los componentes son ideales.

Se trata de un elevador de tensión que recoge la tensión presente en la batería de plomo ácido y que estará comprendida entre 10,8 V y 14,4 V; elevándola a los 24 V que necesitaría la siguiente etapa que sería el inversor.

Para poder realizar el diseño necesitamos conocer los siguientes parámetros:

- Entrada:
 1. Tensión
 - Máxima ($V_{IN_m\acute{a}x}$): 14,4 V
 - Mínima ($V_{IN_m\acute{i}n}$): 10,8 V
- Salida:
 1. Tensión de salida: (V_{OUT}): 24 V
 2. Rizado máximo de la tensión de salida (V_{riz}): 100 mVpp
 3. Corriente de salida máxima (I_{OUT}): 10 A
 4. Frecuencia de conmutación (f_s): 100 kHz

Realizamos los siguientes cálculos:

- Ciclo de trabajo:

$$D_{BOOST} = 1 - \frac{V_{IN_m\acute{i}n} \cdot n}{V_{OUT}} = 1 - \frac{10,8 \cdot 0,9}{24} = 0,595$$

- Inductancia mínima para CCM(L_{min}):

$$L_{BOOST} > \frac{(V_{IN_m\acute{i}n})^2 (V_{OUT} - V_{IN_m\acute{i}n})}{K \cdot f_s \cdot I_{OUT} \cdot (V_{OUT})^2} = \frac{10,8^2 \cdot (24 - 10,8)}{100 \cdot 10^3 \cdot 0,3 \cdot 10 \cdot 24^2} = 8,91 \mu H$$

K: Coeficiente estimado que representa la relación entre la corriente máxima de salida y las variaciones de corriente a través del inductor, o rizado de corriente

del inductor, o rizado de corriente del inductor. Se recomienda entre 0,2 y 0,4. Nosotros hemos escogido 0,3.

- Corriente máxima que circula por el inductor ($I_{SW_m\acute{a}x}$):

$$\Delta I_{m\acute{a}x} = \frac{V_{IN_m\acute{i}n} \cdot D_{BOOST}}{f_s \cdot L} = \frac{10,8 \cdot 0,595}{100 \cdot 10^3 \cdot 8,91 \cdot 10^{-6}} = 7,21 \text{ A}$$

$$I_{SW_m\acute{a}x} = \frac{\Delta I_{m\acute{a}x}}{2} + \frac{I_{OUT}}{1 - D_{BOOST}} = \frac{7,21}{2} + \frac{10}{1 - 0,595} = 28,29 \text{ A}$$

- Capacidad del condensador (C):

$$C_{OUT} = \frac{I_{OUT} \cdot D_{BOOST}}{f_s \cdot V_{riz}} = \frac{10 \cdot 0,595}{100 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-3}} = 595 \text{ }\mu\text{F}$$

- ESR máxima del condensador (ESR_C):

$$ESR < \frac{V_{riz}}{\left(\frac{I_{OUT}}{1 - D_{BOOST}} + \frac{K \cdot I_{OUT} \cdot V_{OUT}}{2 \cdot V_{IN}}\right)} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{\frac{10}{1 - 0,595} + \frac{0,3 \cdot 10 \cdot 24}{2 \cdot 14,4}}$$

$$= 3,67 \cdot 10^{-3} (\Omega) = 3,67 \text{ m}\Omega$$

Utilizamos la web: https://www.coilcraft.com/prod_pwr.cfm; para elegir el inductor adecuado. En nuestro caso hemos escogido un inductor de 10 μH ; con una resistencia dinámica de 2,5 $\text{m}\Omega$; una máxima frecuencia de funcionamiento de 230 kHz y una corriente máxima antes de saturación de 37 A.

Así mismo, en la página <https://www.vishay.com/docs/28322/140rtm.pdf> hemos elegido un conjunto de condensadores cuyo resultado final es de 13000 μF y la resistencia dinámica es de 3,46 $\text{m}\Omega$.

3.1.4.1 Simulación del convertidor Boost

El esquema del convertidor utilizado en la simulación se muestra en la **Figura 76**.

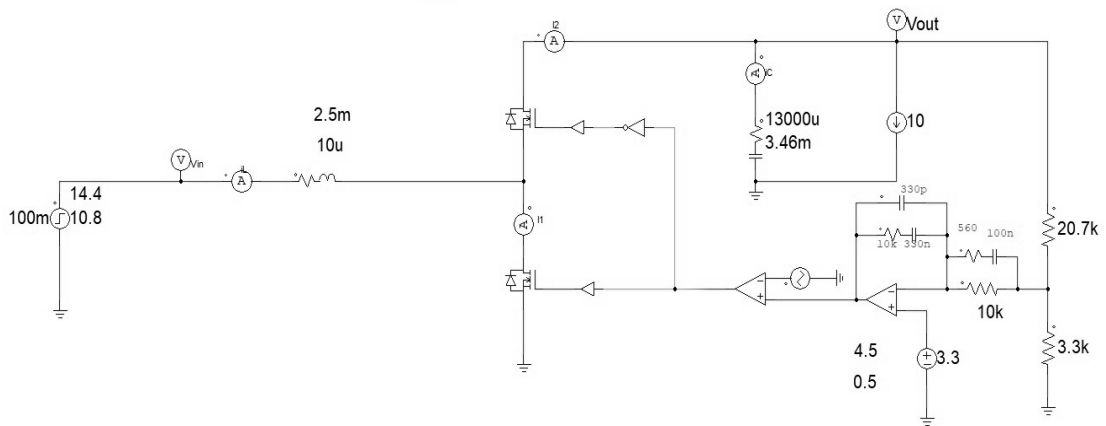


Figura 76. Circuito del convertidor Boost en PSIM. Fuente: elaboración propia

Para demostrar el correcto funcionamiento del convertidor resultante se adjuntan las siguientes simulaciones:

- Tensión de salida (Vout) frente a la tensión de entrada (Vin):

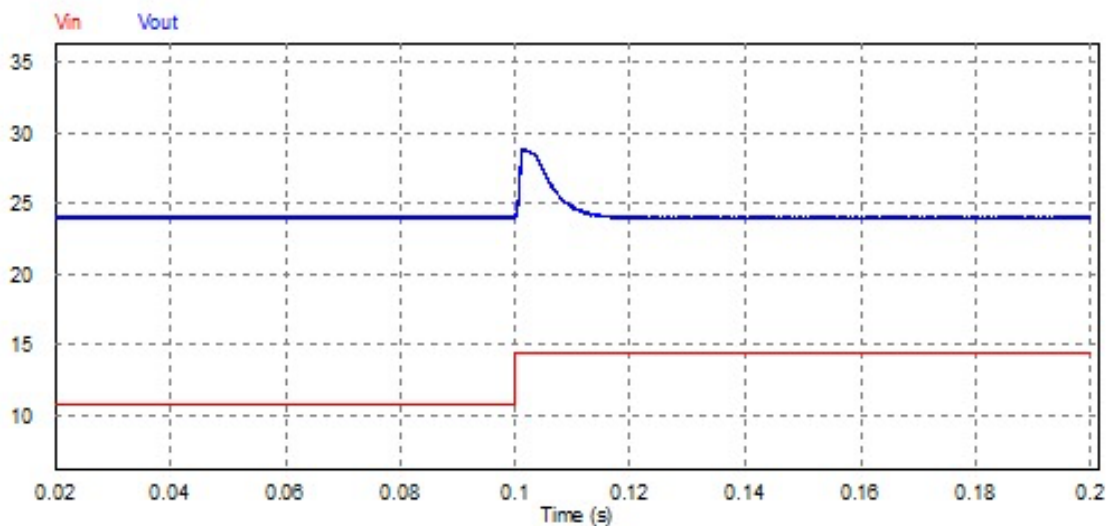


Figura 77. Tensiones de entrada y salida en el convertidor Boost. Fuente: elaboración propia

Inicialmente nuestra señal de entrada posee un valor de 10,8 V, con la batería casi totalmente descargada, al cabo de los 100 ms provocamos una perturbación de tal manera que salta a 14,4 (V). Eso provoca que en la salida en ese momento se produce un pico, pero al cabo de 20 (ms) vuelve a estabilizarse a 24 (V). Como podemos ver en la **Figura 77** La realimentación funciona y la compensación también.

- Corriente por inductor (**Figura 78**) y por condensador (**Figura 79**):

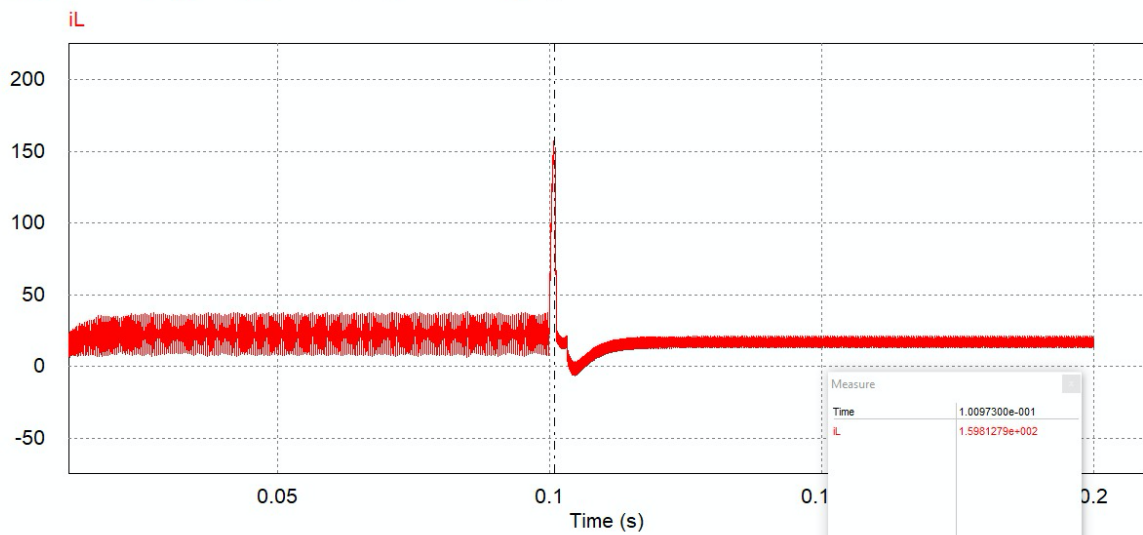


Figura 78. Intensidad en el inductor en el convertidor Boost. Fuente: elaboración propia

$$I_{L\text{m}\acute{a}\text{x}} = 158,41 \text{ A}$$

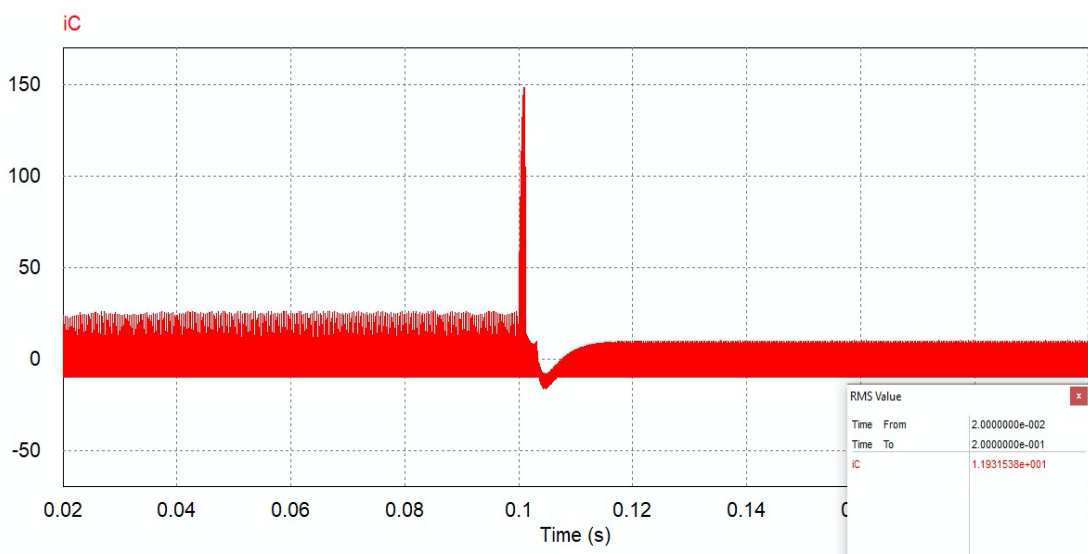


Figura 79. Intensidad en el condensador en el convertidor Boost. Fuente: elaboración propia

$$I_{C\text{rms}} = 11,93 \text{ A}$$

- Corriente por los dos MOSFETS (**Figuras 80, 81**):

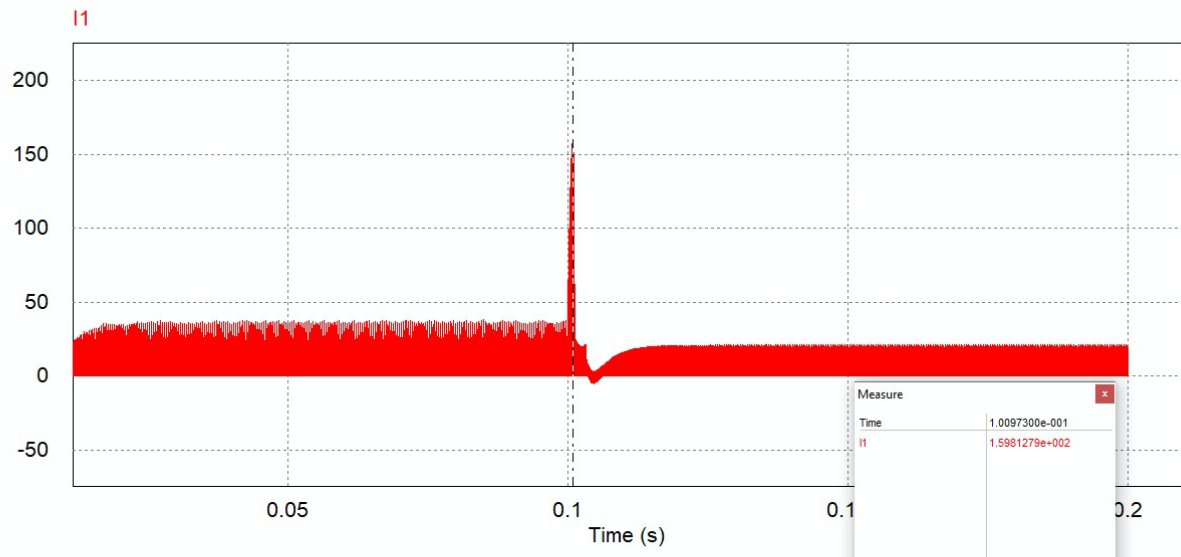


Figura 80. Corriente por el MOSFET 1 en el convertidor Boost. Fuente: elaboración propia

$I_{mos1} = 159,81 \text{ A}$

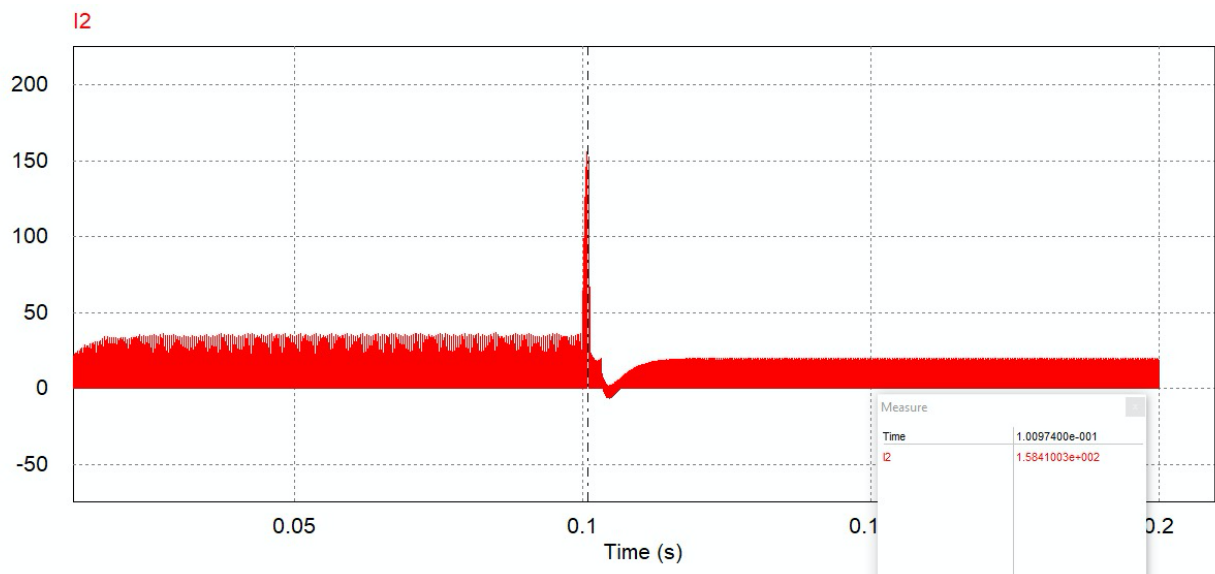


Figura 81. Corriente por el MOSFET 2 en el convertidor Boost. Fuente: elaboración propia

$I_{mos2} = 158,41 \text{ A}$

3.1.4.2 Elección del transistor MOSFET

Hemos utilizado el mismo MOSFET empleado en el convertidor Buck-Boost es decir el MOSFET de canal *N* *IRFP4568PBF* del fabricante INFINEON, **Figura 82**.

Cuyas características principales son:

- Tensión de bloqueo máxima (V_{DS}): 150 V
- Corriente por drenador máxima (I_D): 171 A
- Resistencia en estado conductor ($R_{DS(ON)}$): 4,8 m Ω

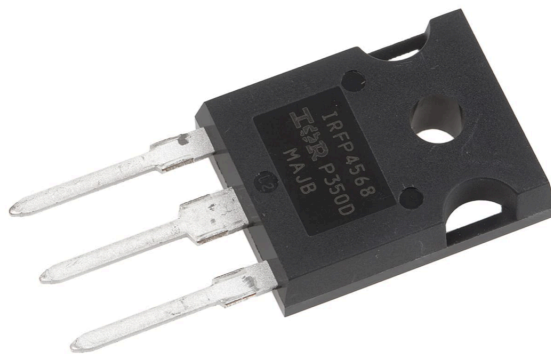


Figura 82. Módulo comercial del MOSFET. Fuente: [https://www.infinity-electronic.hk/product/International-Rectifier\(Infineon-Technologies\)_IRFP4568PBF.aspx](https://www.infinity-electronic.hk/product/International-Rectifier(Infineon-Technologies)_IRFP4568PBF.aspx)

3.1.4.3 Elección del modelo comercial del convertidor Boost

El convertidor Boost elegido para el posterior montaje es uno genérico basado en el chip controlador de Texas Instruments: *TL4941*, **Figura 83**.

Cuyas características principales son:

- Tensión de entrada: CC 8,5-50 V
- Tensión de salida: 24 V
- Corriente de salida: >10 A

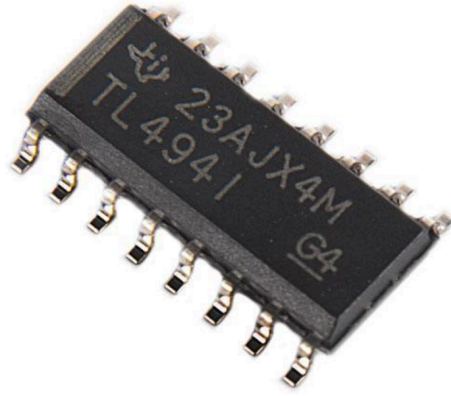


Figura 83. Módulo comercial del convertidor Boost. Fuente: <https://www.ebay.es/itm/TL494I-SOIC-16-Made-by-TEXAS-INSTRUMENTS-PWM-Control-Circuit-for-Inverter-/112387807809>

3.1.4.4 Diseño de la etapa compensadora del convertidor Boost

Los cálculos que realizaremos en este y el siguiente subapartado harán referencia a la compensación del convertidor Boost.

- *Sensor*. En nuestro caso en particular se utiliza una red divisora de tensión, que adapta el voltaje de salida a una tensión mayor, que será comparada en el amplificador de error con nuestra tensión de referencia o consigna. El valor que se fije debe ser cercano a la consigna ideal y optamos por colocar un divisor que nos divide la tensión de salida 24 V, teniendo así en el caso ideal 3,3 V en R_{s2} . Vemos aquí su función de transferencia y su esquema en el circuito (**Figura 84**):

$$V_{sensor} = V_o \frac{R_{s2}}{R_{s2} + R_{s1}}$$

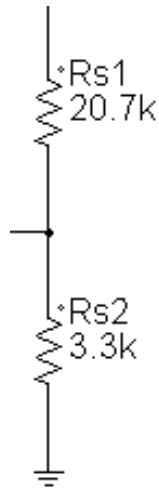


Figura 84. Representación circuital del sensor. Fuente: elaboración propia

- *Amplificador de error y compensador.* A este bloque llega la señal sensada y aquí es comparada con la tensión de referencia, que como ya hemos dicho, deben de ser similares. Por esto la tensión de referencia elegida es de 3.3 V. La diferencia entre las señales será interpretada por el compensador implementado, dando a la salida de este bloque una señal denominada “de control” que será proporcional al ciclo de trabajo necesario. El compensador elegido es de tipo III y, aunque será explicado seguidamente, aquí se muestra la representación en el circuito acompañado del sensor (**Figura 85**).

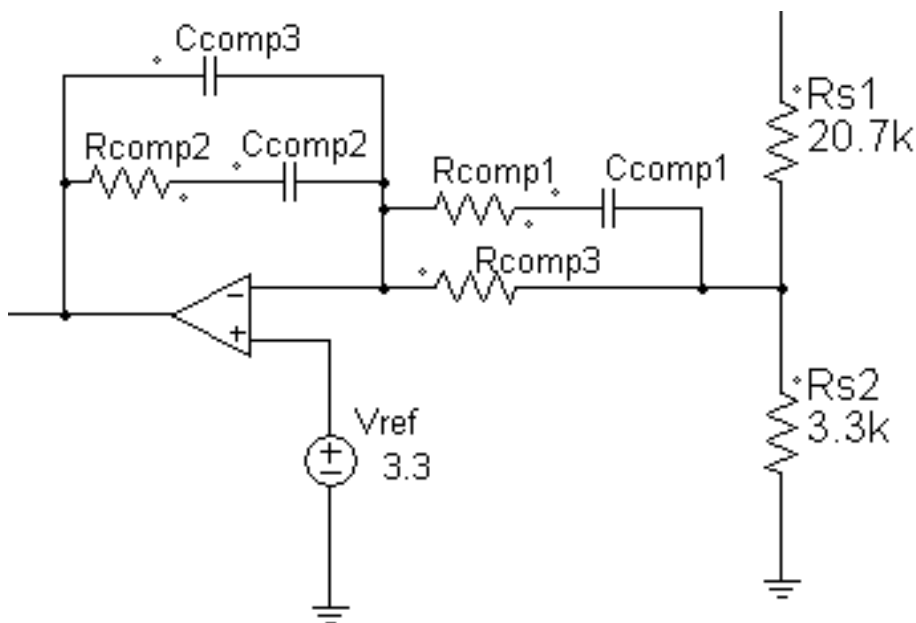


Figura 85. Representación circuital del compensador y sensor. Fuente: elaboración propia

- *Modulador y driver.* Este módulo se encarga de adaptar y transformar la tensión de control en una señal cuadrada con ciclo de trabajo proporcional a $V_{control}$ y una amplitud suficiente para excitar al transistor que espera en la salida. La señal cuadrada se obtiene de comparar la tensión de control con una señal de diente de sierra con amplitud V_{pp} y frecuencia igual a la de trabajo. De esta forma se obtiene el control por modulación de anchura de pulsos. El valor de pico a pico de la señal triangular se ha fijado en 5 voltios (**Figura 87**).

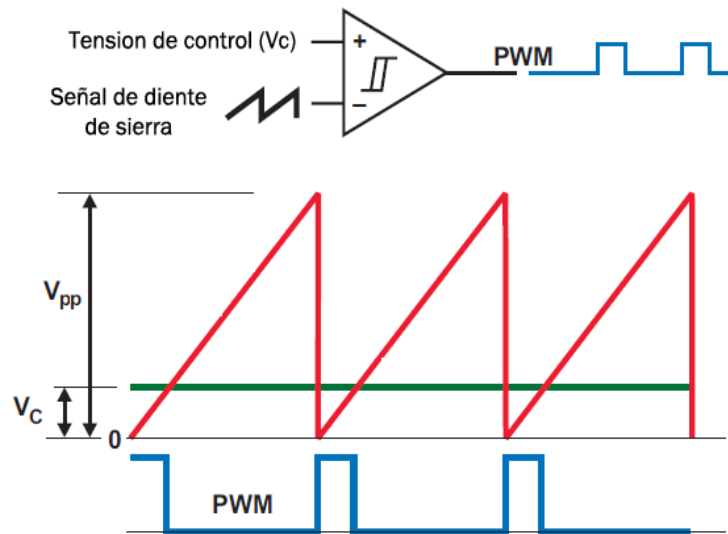


Figura 86. Modulación por anchura de pulsos

A la salida del comparador se coloca un amplificador de corriente o driver para producir la conmutación del transistor. En el esquema queda detallado (**Figura 87**).

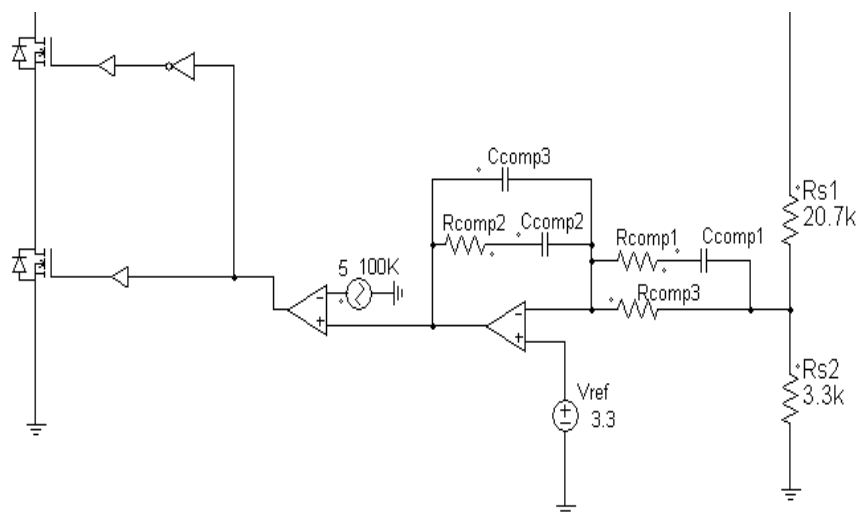


Figura 87. PWM y driver del circuito. Fuente: elaboración propia

La función de transferencia de estos dos bloques queda resumida a una constante dependiente de la V_{in} y del valor de pico de la rampa aplicada, dando como resultado esta sencilla ecuación.

$$M(s) = \frac{V_{in}}{V_{pp}}$$

3.1.4.4.1 Diseño del compensador

En la siguiente figura se muestra el esquema del compensador de tipo III elegido (**Figura 88**).

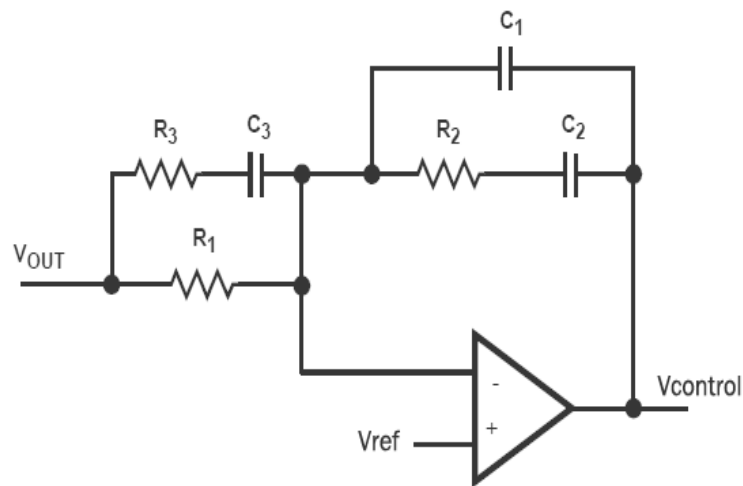


Figura 88. Diagrama circuital del amplificador de error y el compensador. Fuente: elaboración propia

Cuya función de transferencia es:

$$Comp_{tipoIII} = \frac{R1 + R3}{R1 \cdot R3 \cdot C1} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R2 \cdot C2}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{(R1 + R3) \cdot C3}\right)}{s \cdot \left(s + \frac{C1 + C2}{R2 \cdot C1 \cdot C2}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{R3 \cdot C3}\right)}$$

Y su respuesta en frecuencia (**Figura 89**):

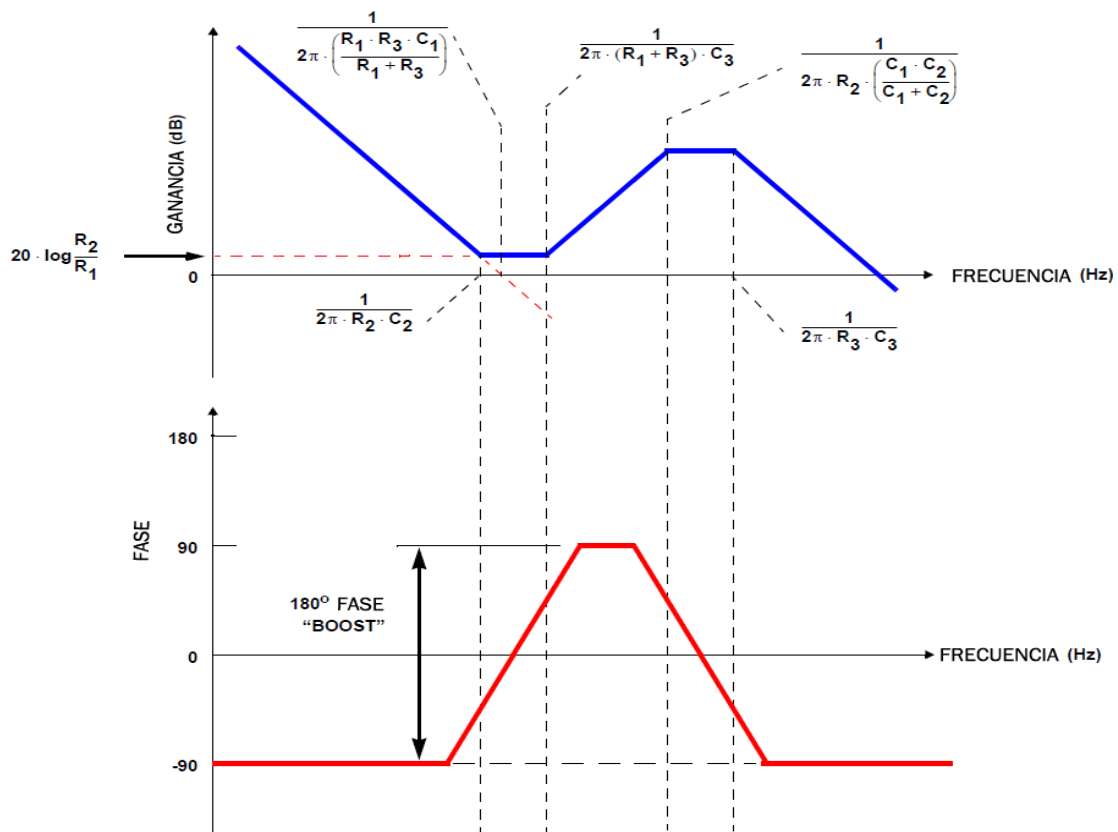


Figura 89. Respuesta en frecuencia del compensador tipo III. Fuente: elaboración propia

Se puede observar que la función de transferencia está formada por dos ceros y dos polos cuya ubicación depende de los valores del circuito. Además, aporta un polo en el origen con el fin de corregir el error en régimen estacionario, ya que eleva el tipo del sistema.

Por otra parte, nos permite elevar la fase a un máximo de 180° , lo cual nos permitirá fácilmente aumentar el margen de fase del circuito en lazo abierto, aumentando de esta forma la estabilidad. Es por esto por lo que es clave determinar la ubicación de los polos y ceros, que nos permita el margen de fase deseado.

Fijando los valores deseados en un margen de ganancia de al menos 6 dB y un margen de fase que debe estar entre 30° y 60° , podemos aplicar las siguientes reglas de diseño para calcular los valores de componentes del circuito.

- Seleccionar el valor de R_1 en función de la relación con R_{bias} . Se aconseja que este valor se encuentre entre 1 K y 50 K. Escogemos 10 K.

$$R_{s1} = R_{s2} \cdot \frac{V_o - V_{ref}}{V_{ref}}$$

- Fija la ganancia de CC deseada ($R2/R1$). Con esto conseguimos modificar el ancho de banda del sistema, aunque la estabilidad se verá afectada directamente. Siguiendo la ecuación se determina $R2$.

$$R_{comp2} = R2 = \frac{BW_{nuevo}}{F_o} \cdot \frac{V_{pp}}{V_{in}} \cdot R1$$

- Calcular $C2$ colocando el cero a la mitad de la frecuencia del polo doble de nuestro sistema Boost.

$$C_{comp2} = C2 = \frac{1}{\pi \cdot R2 \cdot F_o}$$

- Calculamos $C1$ situando el primer polo a la frecuencia de $Wz1$.

$$C_{comp3} = C1 = \frac{C2}{(2 \cdot \pi \cdot R2 \cdot F_{Wz1}) - 1}$$

- Para finalizar fijamos el segundo polo a la mitad de la frecuencia de conmutación y el segundo cero a la frecuencia del doble polo, lo que nos lleva a obtener $R3$ y $C3$.

$$R_{comp1} = R3 = \frac{R1}{\frac{F_{comm}}{2 \cdot F_o} - 1}$$

$$C_{comp1} = C3 = \frac{1}{\pi \cdot R3 \cdot F_{comm}}$$

Como ayuda visual se presenta la siguiente gráfica (**Figura 90**):

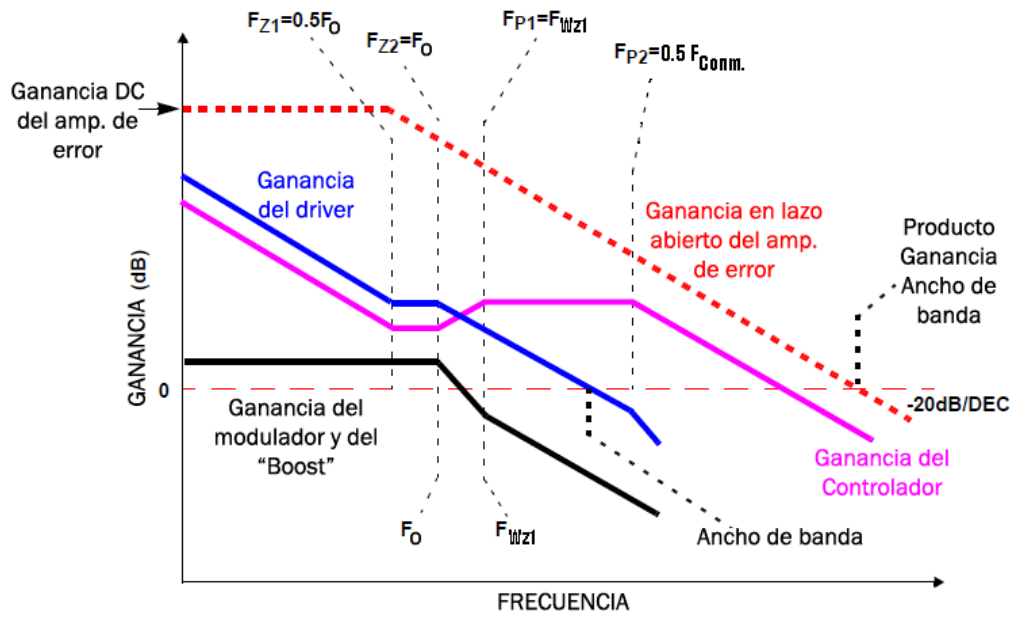


Figura 90. Ubicación de polos y ceros del compensador tipo III. Fuente: elaboración propia.

Donde:

$$Ganancia_{ab}(f) = Ganancia_{modulador} + Ganancia_{CompTipoIII} + Ganancia_{Boost}$$

$$Fase(f) = Fase_{modulador} + Fase_{CompTipoIII} + Fase_{Boost}$$

$$Ganancia_{modulador} = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{in}}{V_{pp}}\right)$$

$$\begin{aligned} Ganancia_{CompTipoIII} = & 10 \cdot \log(1 + (2\pi f \cdot R2 \cdot C2)^2) \\ & - 20 \cdot \log(2\pi f \cdot R1 \cdot (C1 + C2)) \\ & - 10 \cdot \log\left(1 + \left(2\pi f \cdot R2 \cdot \left(\frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2}\right)\right)^2\right) \\ & + 10 \cdot \log(1 + (2\pi f \cdot (R1 + R3) \cdot C3)^2) \\ & - 10 \cdot \log(1 + (2\pi f \cdot R3 \cdot C3)^2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Fase_{CompTipoIII} = & -90^\circ + \arctan(2\pi f \cdot R2 \cdot C2) \\ & - \arctan\left(2\pi f \cdot R2 \cdot \left(\frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2}\right)\right) \\ & + \arctan(2\pi f \cdot (R1 + R3) \cdot C3) \\ & - \arctan(2\pi f \cdot R3 \cdot C3) \end{aligned}$$

Aplicando los pasos descritos y ajustando los resultados mediante simulaciones donde no se incluyen los modelos de operacionales implicados, se han seleccionado los siguientes valores para los componentes del compensador.

$$R_{s2} = 3,3 \text{ k}; R_{s1} = 20,7 \text{ k}; R_{comp2} = 10\text{k}; R_{comp1} = 560$$

$$C_{comp3} = 330 \text{ nF}; C_{comp2} = 560 \text{ nF}; C_{comp1} = 100 \text{ nF}$$

Por lo tanto, nuestro esquema circuital se vería, **Figura 91**.

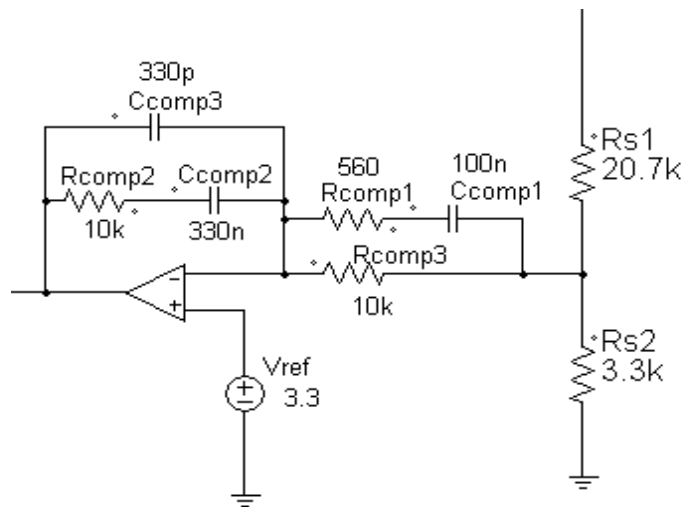


Figura 91. Esquema circuital del compensador y sensor con los valores escogidos. Fuente: elaboración propia

Se muestra a continuación la respuesta en frecuencia del compensador tipo III implementado, **Figura 92**.

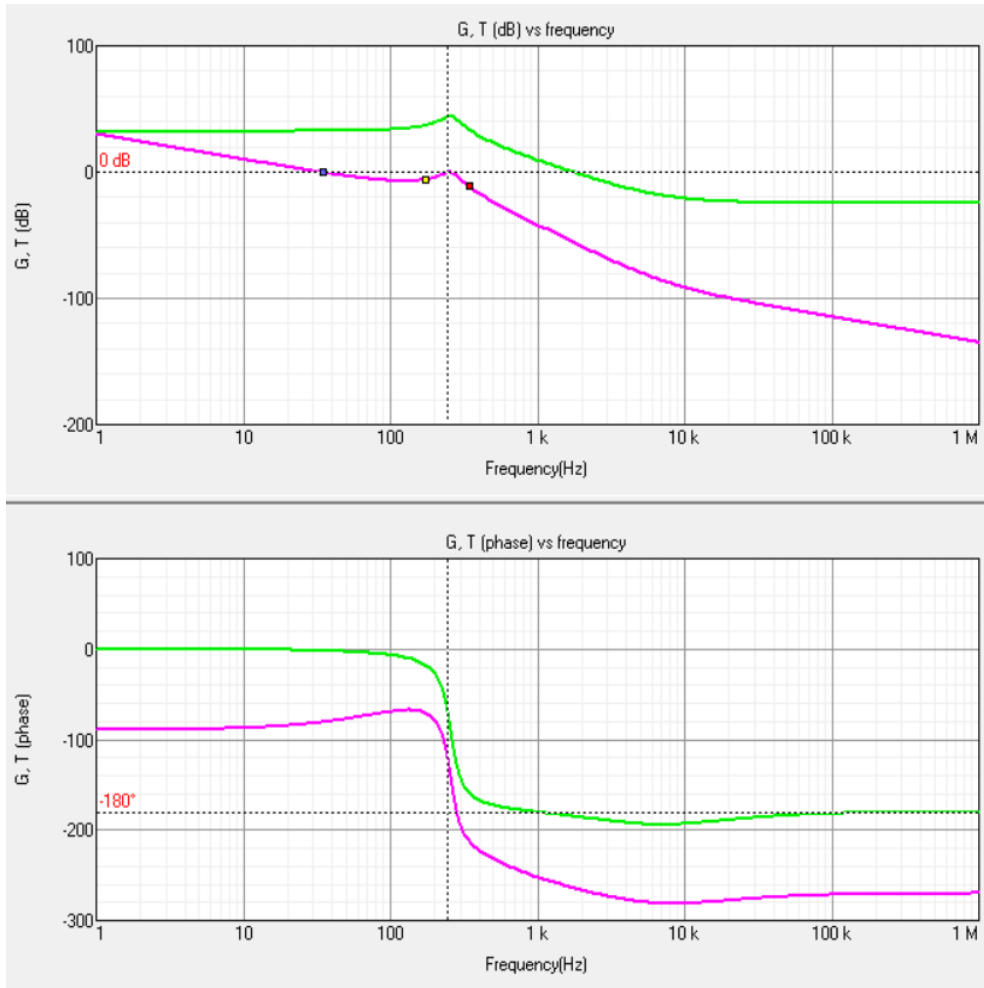


Figura 92. Respuesta en frecuencia del compensador tipo III implementado. Fuente: elaboración propia

Donde se observa un margen de fase de 60° y un margen de ganancia de 74 dB, más que suficientes para garantizar la estabilidad del lazo cerrado.

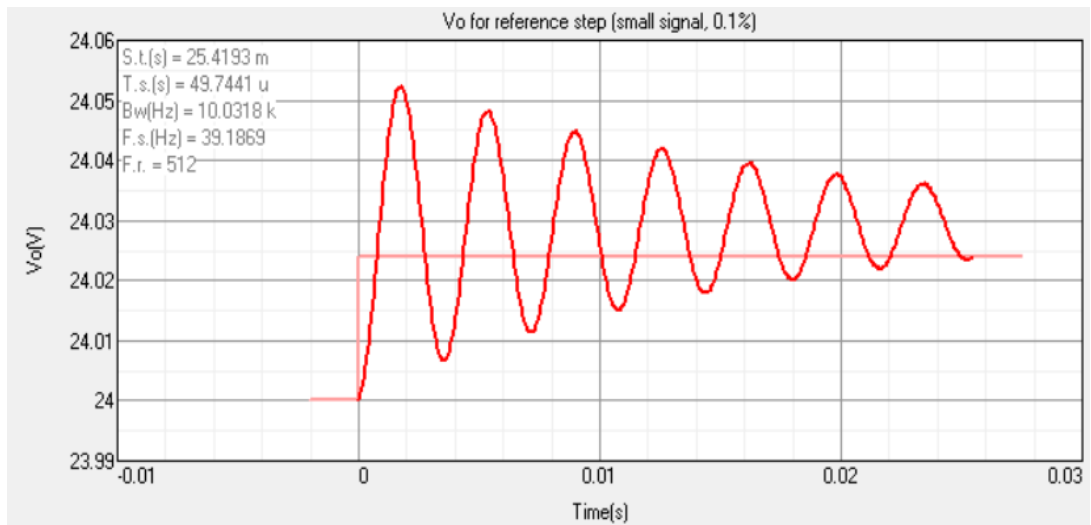


Figura 93. Respuesta al escalón del sistema total diseñado. Fuente: elaboración propia

Se observa en la **Figura 93** cómo se obtiene el valor de salida deseado a costa de un aumento del tiempo de establecimiento.

Queda de esta forma concluido el diseño del lazo de control, con estos datos calculados hemos podido realizar las simulaciones en el PSIM del convertidor Boost.

Por otra parte, hemos verificado que los cálculos del convertidor Boost nos sirven perfectamente para la etapa elevadora del Buck-Boost debido a que las condiciones son menos extremas que el caso del Boost.

3.1.5 Arduino

Para que los mosfets del inversor conduzcan es necesario generar una señal PWM que dependa de varios parámetros. Entre otros:

- Detección de paso por 0 de la tensión y de la corriente presentes entre la fase y el neutro del punto de conexión de la red.
- Detección del nivel de tensión de la fase del punto de conexión.

Para realizar estos puntos, hemos diseñado un circuito de disparo que sea capaz de generar una señal de tensión independiente para la activación y desactivación de cada par de MOSFETS. Para dicha tarea se recurre a un Arduino que se puede programar para entregar valores de HIGH y LOW para el proceso de conmutación, pero en nuestro programa de Simulación PSIM no disponemos de un dispositivo que nos permita integrar dicho microcontrolador por lo que recurriremos a un circuito que hagan la función equivalente, **Figura 94.**

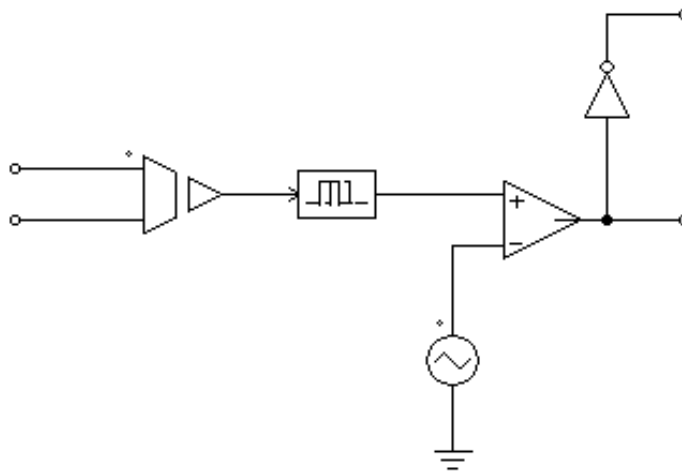


Figura 94. Diseño de Arduino en PSIM. Fuente: elaboración propia

Como podemos observar en la figura adjunta hemos utilizado un optoacoplador con ganancia 0,01 para muestrear las tensiones de salida, un comparador de una señal portadora triangular (con una frecuencia muy superior a la senoidal) y una sinusoidal (puesta en fase mediante el circuito de retardo que se encuentra a la salida del optoacoplador) que determinan los pulsos de conmutación de cada par de transistores.

La elaboración del prototipo que hemos diseñado en PSIM se puede implementar en el laboratorio mediante los siguientes módulos:

- Detector de paso por cero (controla los LED del optoacoplador)
- Optoacoplador
- Arduino

Usamos un optoacoplador con el Arduino para poder transmitir información de un circuito a otro empleando luz, manteniendo el aislamiento galvánico entre la parte de control y la parte de potencia, para evitar daños del Arduino y de la parte del cruce por cero.

Para nuestro montaje hemos utilizado el optoacoplador bidireccional H11AA1 (**Figura 95**), compuesto por dos LED de GaAr junto con un fototransistor NPN en un único integrado DIP de 6 pins. Cuando cualquiera de dos LED emite luz, el fototransistor está en conducción. Únicamente estará en corte cuando ambos LED estén apagados.

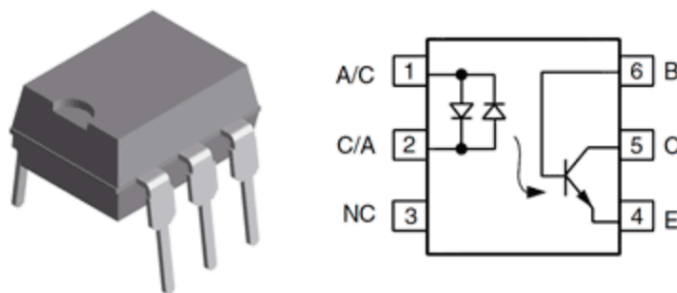


Figura 95. Optoacoplador H11AA1. Fuente: <https://www.luisllamas.es/arduino-optoacoplador/> (última consulta: septiembre 2020)

En la **Figura 96** se muestra la placa **Wemos Arduino MEGA + WIFI R3** del fabricante RobotDyn el cual se utilizó en esta parte del proyecto técnico.

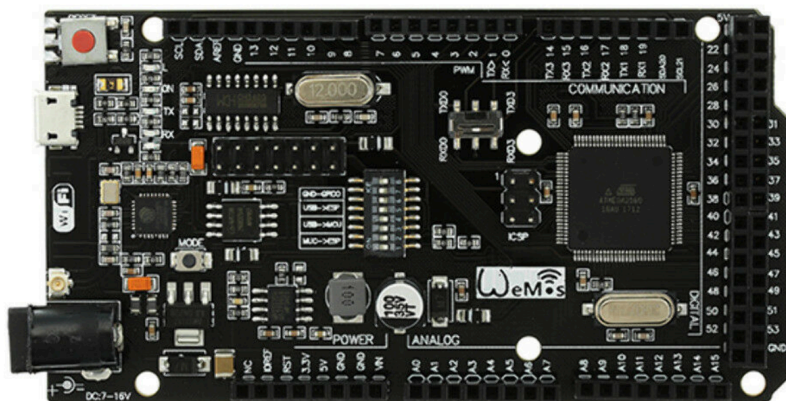


Figura 96. Wemos Arduino MEGA + WIFI R3. Fuente: <https://www.ebay.es/itm/WeMOS-Mega-WiFi-R3-ATmega2560-ESP8266-USB-TTL-for-NodeMCU-Arduino-Mega-/22261113004> (última consulta: septiembre 2020)

Cuyas características son:

- Dos CPU: ATmega2560 (8 bits) y ESP8266 (32 bits)
- Conector de antena UFL externo para WiFi
- Conexión Micro USB
- Voltaje de entrada: 7-12V
- Voltaje de funcionamiento: 5V para ATmega2560 y 3.3V para ESP8266
- Pines de E / S digitales: 54 para ATmega2560 (compatible con 5v) + 8 para ESP8266 (compatible con 3.3V)
- Entradas analógicas: 16 para ATMEGA328P (5V) + 1 para ESP8266 (3.3V)
- Velocidad del reloj: 16MHz para ATmega2560 y 80MHz / 160MHz para ESP8266.
- Memoria flash: 8M bytes para ESP8266

Esta placa incluirá una determinada programación para la lectura del estado por pool y para medir la frecuencia con interrupción. Para realizar el código hemos utilizado el entorno de programación Arduino IDE. Este programa informático incorpora las herramientas para cargar el programa ya compilado en la memoria flash del hardware.

Leemos el estado del H11AA1 con las entradas digitales de Arduino, como si fuera un pulsador.



```
pruebaESTADO $
const int inputPin = 2;
const int outputPin = 8;

int value = 0;

void setup() {
  Serial.begin(9600);
  pinMode(inputPin, INPUT_PULLUP);
}

void loop(){
  value = digitalRead(inputPin); //lectura digital de pin

  //mandar mensaje a puerto serie en función del valor leído
  if (value == HIGH) {
    outputPin == HIGH;
  }
  else {
    outputPin == LOW;
  }
  delay(1000);
}
```

Realizamos la lectura del H11AA1 con el uso de interrupciones, y medimos la frecuencia entre pulsos.

```
pruebaFRECUENCIA$
// period of pulse accumulation and serial output, milliseconds
const int inputPin = 2;
const int MainPeriod = 100;
long previousMillis = 0; // will store last time of the cycle end

volatile unsigned long previousMicros=0;
volatile unsigned long duration=0; // accumulates pulse width
volatile unsigned int pulsecount=0;

// interrupt handler
void freqCounterCallback()
{
  unsigned long currentMicros = micros();
  duration += currentMicros - previousMicros;
  previousMicros = currentMicros;
  pulsecount++;
}

void reportFrequency()
{
  float freq = 1e6 / float(duration) * (float)pulsecount;
  Serial.print("Frec:");
  Serial.print(freq);
  Serial.println(" Hz");

  // clear counters
  duration = 0;
  pulsecount = 0;
}
```




pruebaFRECUENCIA\$

```
void reportFrequency()
{
    float freq = 1e6 / float(duration) * (float)pulsecount;
    Serial.print("Frec:");
    Serial.print(freq);
    Serial.println(" Hz");

    // clear counters
    duration = 0;
    pulsecount = 0;
}

void setup()
{
    Serial.begin(19200);
    pinMode(inputPin, INPUT_PULLUP);
    attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(inputPin), freqCounterCallback, RISING);
}

void loop()
{
    unsigned long currentMillis = millis();
    if (currentMillis - previousMillis >= MainPeriod)
    {
        previousMillis = currentMillis;
        reportFrequency();
    }
}
```

3.1.5.1 Esquema de montaje

Conectamos la señales digitales en la que queremos detectar los pasos por cero a los terminales A/C y C/A, que controlan los LED del optoacoplador. Añadimos en serie resistencias que limiten la corriente que atraviesa los LED, **Figura 97**.

Por otro lado, conectamos el secundario a una entrada digital del Arduino. Si Empleamos la resistencia interna de Pull-Up del optoacoplador, para conectar el secundario al Arduino.

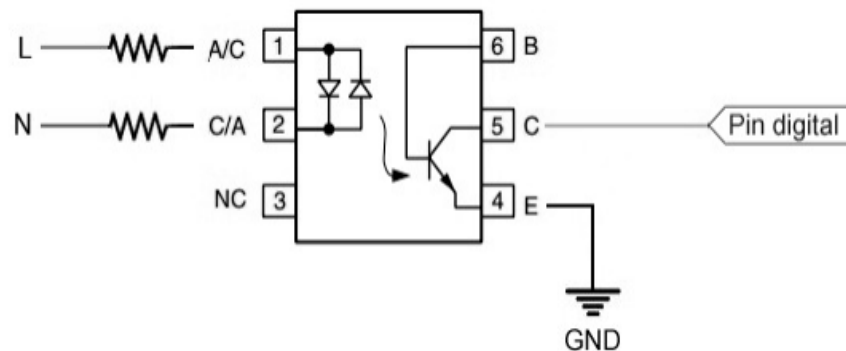


Figura 97. Esquema de montaje del optoacoplador y detector de paso por cero. Fuente: elaboración propia

Utilizamos la entrada digital D2 para conectar el optoacoplador y para la salida digital hemos elegido la D8, que se conectará directamente a la entrada del inversor. La conexión, vista desde Arduino, sería la siguiente, **Figura 98**:

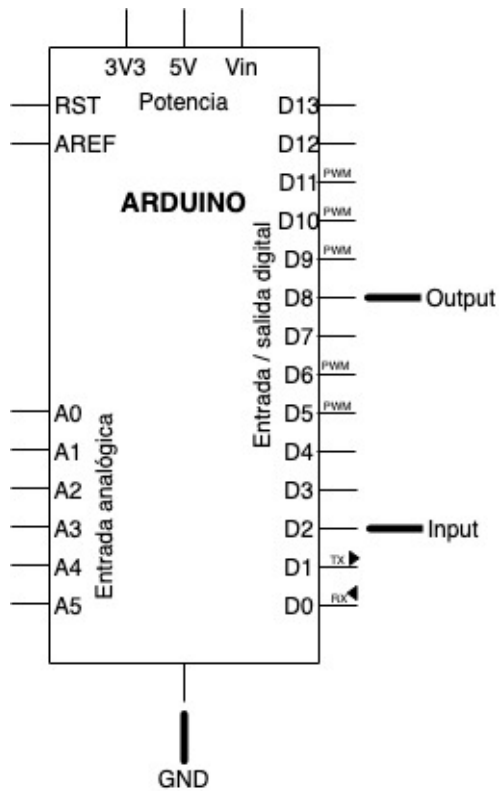


Figura 98. Conexión del Arduino al optoacoplador y al inversor. Fuente: elaboración propia

La salida de nuestro Arduino la conectaremos a un driver que lleva incorporado el inversor que estaremos controlando.

3.1.6 Inversor

El inversor es utilizado para transformar las señales de continua entregadas por el convertidor elevador, en corriente alterna.

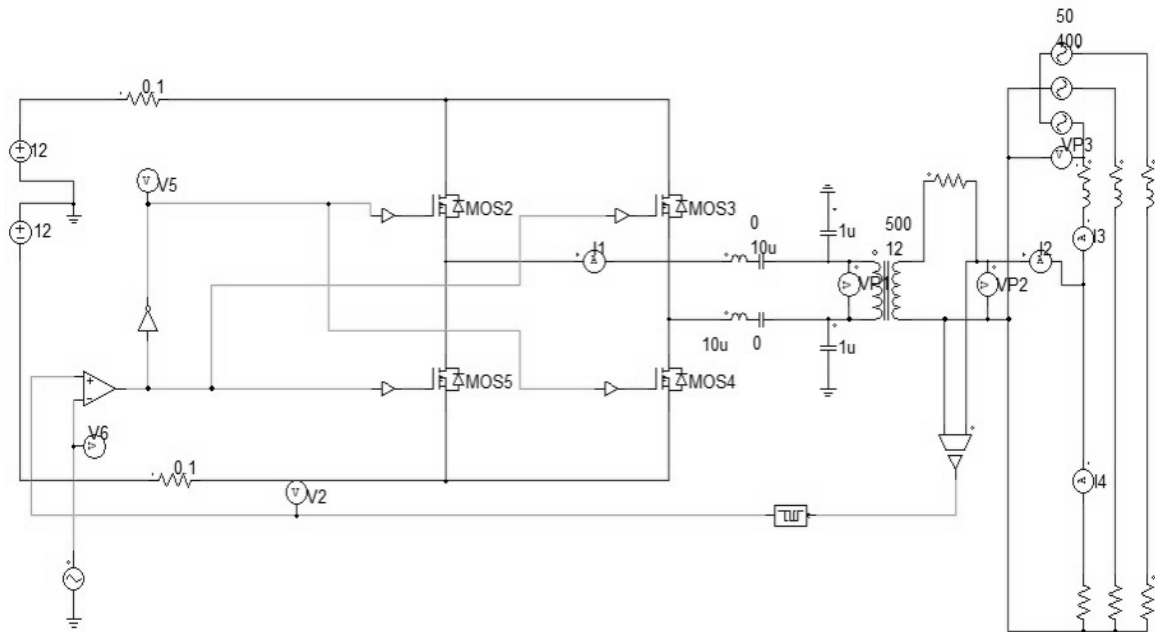


Figura 99. Diseño en PSIM del Inversor de puente completo conectado a la red. Fuente: elaboración propia

Para construir el diseño de la **Figura 99** hemos utilizado un inversor senoidal monofásico de puente completo cuyas que contienen dos interruptores cada una, estos van precedidos por un MOSFET (MOS1, MOS2, MOS3, MOS4) con un diodo en antiparalelo, los cuales tienen un ciclo de apertura y cierre que se controlan a través de pulsos de disparos.

Entonces, si los interruptores de los MOSFETS M1 y M4 se activan simultáneamente, se aplicaría una tensión positiva al primario del transformador. Por otro lado, si los interruptores de los MOSFETS M2 y M3 se activan al mismo tiempo, se aplicaría una tensión negativa al transformador, obteniendo así los dos semiciclos.

Pese a que la tensión modulada de salida tiene la senoidal buscada en su frecuencia fundamental, no es apta para su utilización debido al gran contenido de armónicos que tiene. Para eliminar estas componentes armónicas no deseadas se precisa la inclusión de un filtro paso bajo.

Empleamos dos filtros paso bajo LC (**Figura 100**), a la salida del puente completo, formados por una inductancia y un condensador en serie con una capacidad en paralelo, éste nos permitirá una alta atenuación, obteniendo una frecuencia resultante en el primario del transformador de 50 Hz.

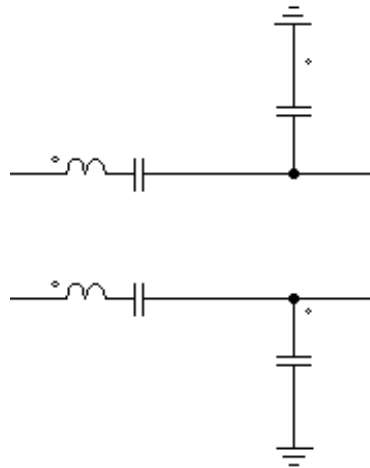


Figura 100. Filtros paso bajo LC. Fuente: elaboración propia

Posteriormente, a la salida del filtro hemos incluido un transformador monofásico con aislamiento galvánico (**Figura 101**) conectado a una de las fases de la red trifásica para que nos eleve la tensión de 24 V a la salida del filtro a 325 V de pico de la red.

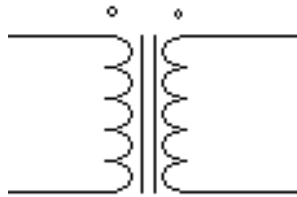


Figura 101. Esquema circuito equivalente transformador tensión. Fuente: elaboración propia

Asimismo, hemos incorporado el Arduino diseñado en el apartado anterior para así muestrear la tensión de salida de la red eléctrica trifásica (tensión, frecuencia, paso por cero y desfase con la corriente) y la señal triangular. Por lo tanto, la señal que recibe nuestro puente inversor vendrá dada por una señal modulada por ancho de pulso (PWM) la cual será el resultado de comparar las dos tensiones descritas anteriormente.

Es importante destacar que la tensión de salida de la red eléctrica trifásica que muestrea el Arduino es proporcionada por una de las fases y el neutro. Las líneas de tensión de la red están formadas por una resistencia e inductancia parásitas que están alimentado una carga, estas fases están desfasadas con un ángulo de conducción de $\theta=120^\circ$ es decir el 3^{er} armónico se anula y por tanto la Distorsión Armónica Total (D.A.T) es inferior al límite legal del 3%, **Figura 103.**

3.1.6.1 Simulación del inversor

Para comprobar que nuestro inversor funciona adecuadamente hemos realizado las siguientes simulaciones:

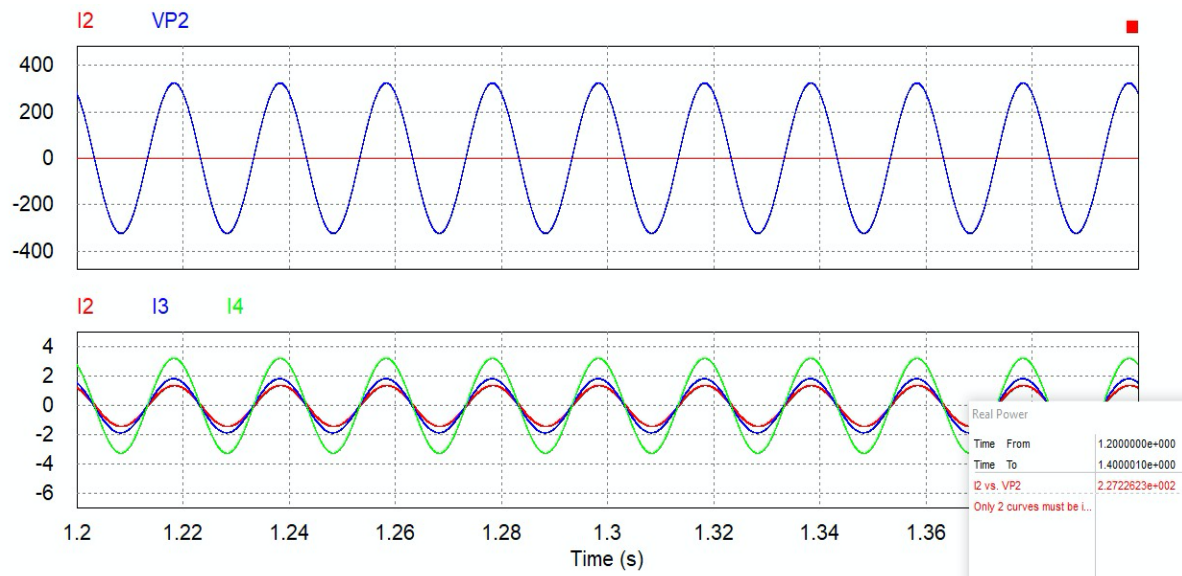


Figura 102. Resultado de la potencia a la salida. Fuente: elaboración propia

Como podemos ver en la **Figura 102** estamos transmitiendo 228 W, al ser positiva nuestro inversor está suministrando potencia a la red eléctrica. A continuación, presentamos los resultados de la D.A.T tanto de tensión como de corriente.

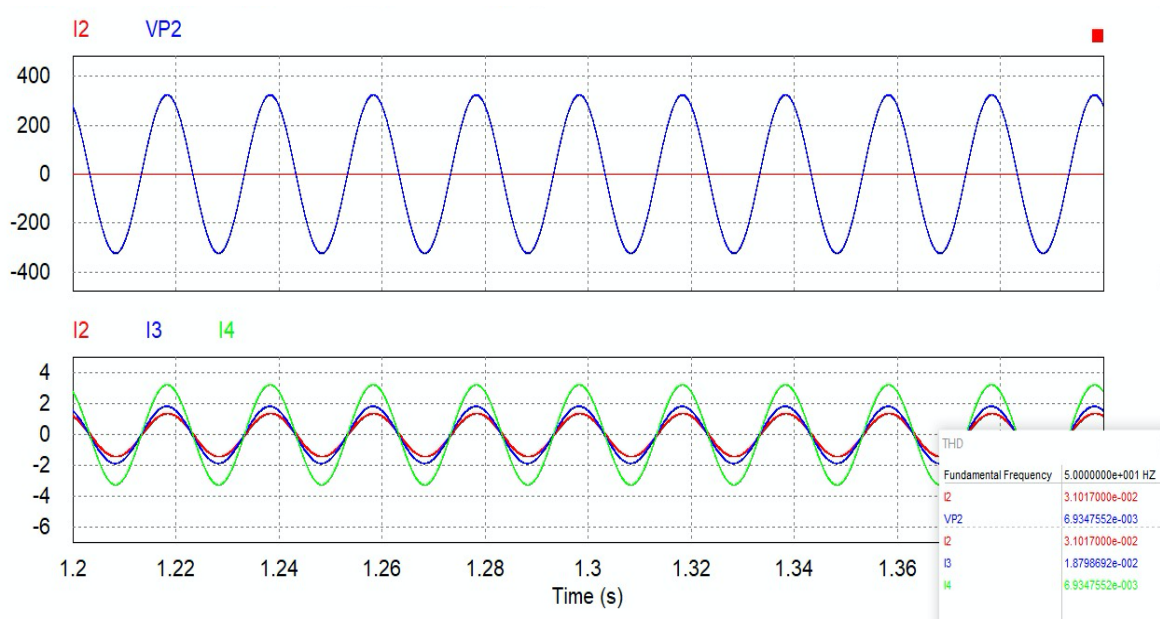


Figura 103. Valores de la D.A.T de corriente y tensión. Fuente: elaboración propia

En la **Figura 103** podemos observar que VP2 tiene una distorsión armónica de 0,7% que es inferior al 3% que recomienda la normativa IEEE 519.

3.1.6.2 Elección del modelo comercial del inversor

El inversor elegido para la posterior instalación es el *EPMG11000W* del fabricante Tricorpower, **Figura 104**.

Cuyas especificaciones principales son:

- Voltaje de entrada: CC 20-45 V
- Tensión de salida: CA 230 V
- Potencia de salida: 1000 W



Figura 104. Módulo comercial del inversor. Fuente: <https://es.aliexpress.com/i/32386710473.html> (última consulta: septiembre 2020)

3.1.7 Convertidor CC-CC

3.1.7.1 Elección del modelo comercial del convertidor CC-CC

El convertidor CC-CC Buck elegido para el posterior montaje es el *LM2596* del fabricante Texas Instruments (**Figura 105**), el cual cumple con las especificaciones diseñadas para la alimentación de 5 V que necesita el arduino.

Características principales:

- Voltaje de entrada: 12 V
- Voltaje de salida: 5 V

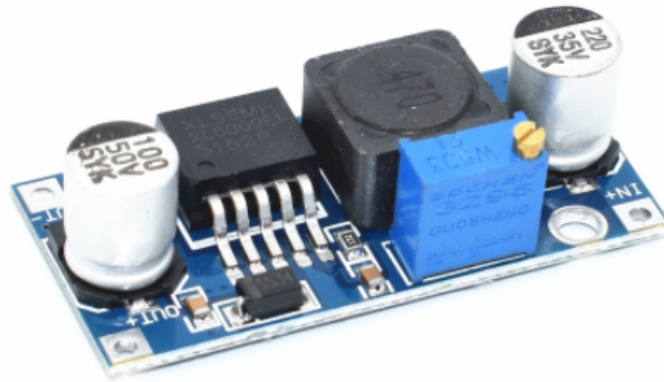


Figura 105. Módulo comercial del convertidor CC-CC. Fuente: <https://es.rs-online.com/web/p/convertidores-dc-dc-aislados/1247583/> (última consulta: septiembre 2020)

3.1.8 Batería Plomo-Ácido

3.1.8.1 Elección del modelo comercial de la batería

La batería de Plomo-Ácido elegida para el posterior montaje es la *LC-P127R2P* del fabricante Panasonic, **Figura 106**.

Características principales:

- Voltaje nominal: 12 V
- Capacidad: 7,2 Ah
- Velocidad de descarga: 20 H



Figura 106. Módulo comercial de la batería. Fuente: <https://www.amazon.es/Panasonic-LC-P127R2P-Bater%C3%ADa-plomo-Faston/dp/B003KR0DSE> (última consulta: septiembre 2020)

3.1.9 Bus de corriente continua

Una vez determinadas las características de los equipos que vamos a utilizar se ha de dimensionar el cableado para su posterior conexionado.

3.1.9.1 Cableado parte corriente continua

El dimensionamiento del cableado se debe realizar teniendo en cuenta las indicaciones del Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión.

Atendiendo a principios de eficiencia energética y seguridad para las personas, se ha de tener en cuenta los siguientes criterios.

- El cable deberá tener la longitud necesaria para no generar esfuerzos en los diversos elementos ni posibilidad de enganche por el tránsito normal de personas.
- Todos los conductores serán de cobre y tendrán la sección adecuada para evitar caídas de tensión y calentamientos. Concretamente, para cualquier condición de trabajo, los conductores deberán dimensionarse para una intensidad no inferior a 125% de la intensidad máxima del generador y tener la sección suficiente para que la caída de tensión sea inferior al 1,5% para la intensidad nominal (REBT-ITC-40.5 “Cables de conexión”).

Calcularemos las secciones de los cables con la ayuda de la página web: <https://www.monsolar.com/calculadora-secciones-cables> de tal forma que introduciendo los parámetros eléctricos de cada tramo de nuestra instalación nos dará la sección mínima adecuada para los cables eléctricos a utilizar. Dividiremos nuestra instalación en cuatro tramos: panel fotovoltaico-controlador (L1); controlador-batería (L2); batería-convertidor Boost (L3); convertidor Boost-Inversor (L4).

La conexión de todos los tramos se realizará mediante cables bipolares. Los conductores serán de cobre con aislamiento de silicona (SI).

Para la elección del tipo de instalación se considera que se corresponde con el tipo E, (cables multiconductor al aire). Partimos de la suposición de que la temperatura ambiente en el laboratorio es de 30 °C.

Se considera una corriente máxima de 10 A; una tensión de 12 V y hemos considerado unas pérdidas en la línea correspondientes a la caída de tensión de un 1,0% para los tramos L1 y L2 lo cuales tendrán una longitud máxima de 3 m; 0,35 % para L3 con una longitud de 1 m y un 0,75% para L4 con una longitud de tramo de 5 m.

El criterio de caída de tensión se produce como consecuencia de la resistencia de los conductores. En nuestro caso, según el RBTE (Reglamento de Baja Tensión Eléctrica), se nos permite una caída de tensión máxima de 5%. Para los tramos L1, L2 y L3 el Bus trabaja con una tensión continua de 12 V, de modo que la caída de tensión máxima permitida será de 0,6 V. En cambio, para el tramo L4 el bus trabaja con una tensión continua de 24 V, por lo tanto, la caída de tensión máxima permitida es de 1,2 V.

Línea	Longitud	Corriente(A)	Tension(v)	Pérdidas	Seccion Comercial mm ²	Caída de V Real (%)
L1	3	10	12	1,0%	10	0.893
L2	3	10	12	1,0%	10	0.893
L3	1	10	12	0,35%	10	0.298
L4	5	10	24	0,75%	10	0.744
Caída total (%) :						2.828

Figura 107. Calculadora online de secciones y caídas de tensiones. Fuente: <https://www.monsolar.com/calculadora-secciones-cables> (última consulta: septiembre 2020)

En la **Figura 107** que se adjunta se pueden ver las secciones para cada tramo de la instalación y se puede comprobar que las caídas de tensiones están dentro de los márgenes establecidos en la normativa.

La razón por la que no hemos determinado ninguna protección para cada ramal es debido a que los dispositivos comerciales que hemos elegido ya poseen protecciones contra sobrecargas, cortocircuitos, sobretensiones y contacto indirecto.

III. MONTAJE

4. MONTAJE DEL PROTOTIPO

En este capítulo se tratará de implementar en el laboratorio de Electrónica de Potencia la instalación que hemos diseñado, se decidió comprobarlo experimentalmente.

4.1 Componentes utilizados

El diseño llevado a cabo en el laboratorio se implementó mediante los siguientes componentes:



Figura 108. Transformador 50 Hz. Fuente: elaboración propia

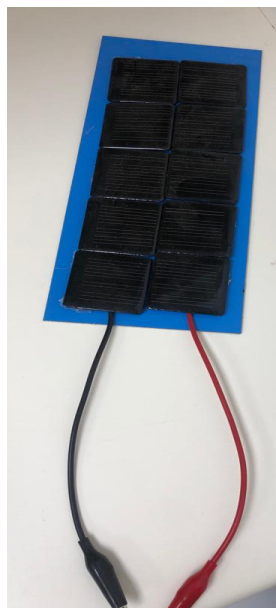


Figura 109. Panel foltovoltaico Fuente: elaboración propia

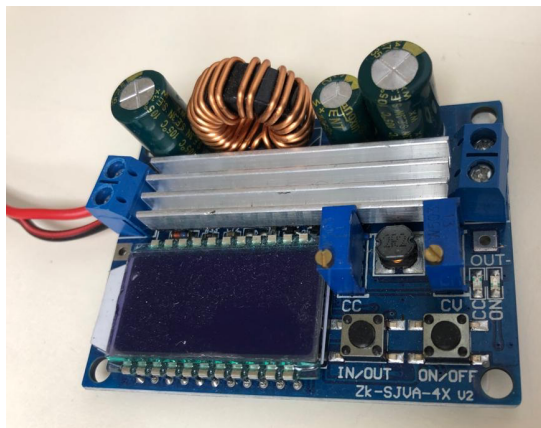


Figura 110. Convertidor Buck-Boost. Fuente: elaboración propia



Figura 111. Fuente conmutada. Fuente: elaboración propia

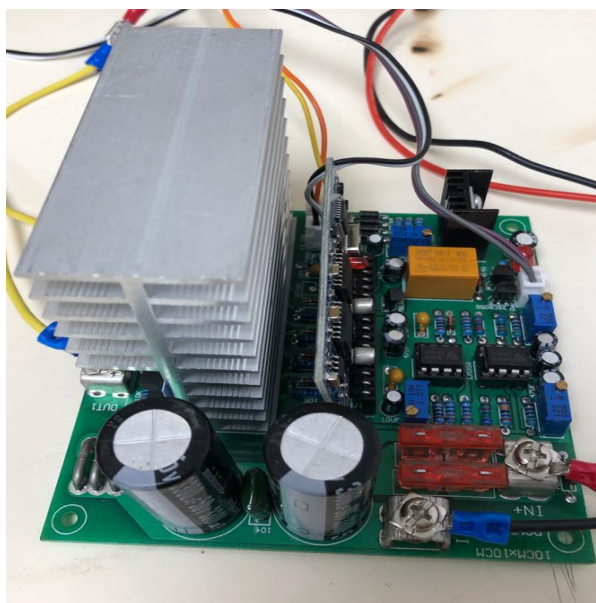


Figura 52. Inversor Monofásico. Fuente: elaboración propia



Figura 113. Convertidor Elevador de Tensión Boost. Fuente: elaboración propia

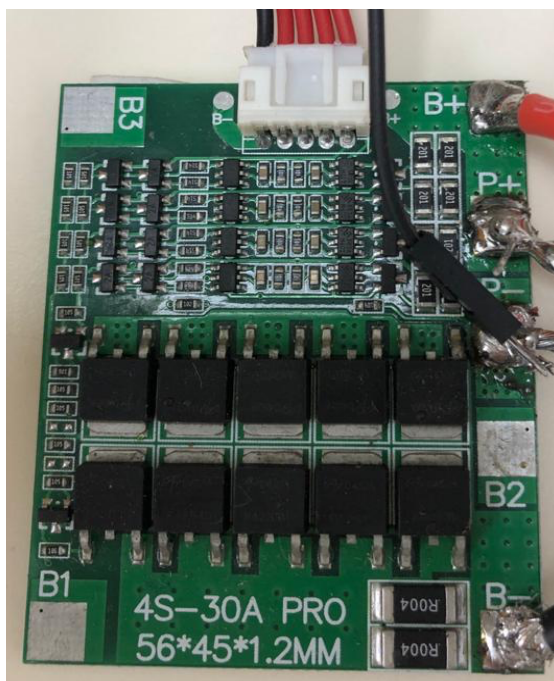


Figura 114. BMS 4 celdas. Fuente: elaboración propia



Figura 115. Arduino Uno. Fuente: elaboración propia

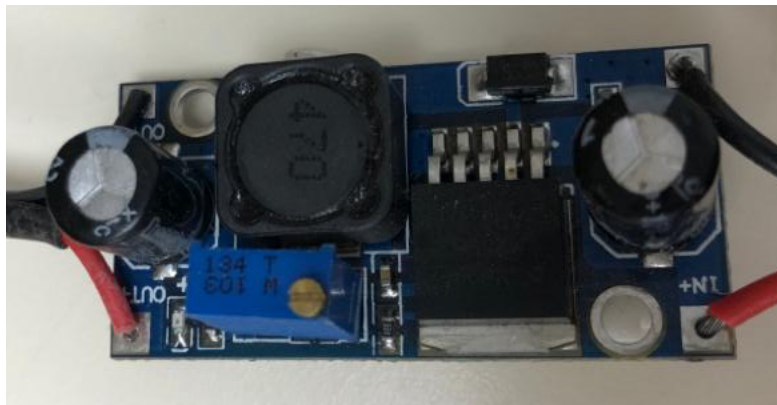


Figura 117. Convertidor Reductor de Tensión Buck. Fuente: elaboración propia



Figura 116. Inductor de alta frecuencia con núcleo de ferrita. Fuente: elaboración propia



Figura 117. Batería de Polímeros de Litio de 4 celdas. Fuente: elaboración propia



Figura 118. Monitor de carga de batería. Fuente: elaboración propia

4.2 Pruebas de funcionamiento

A continuación, se muestra la comprobación del primer montaje que se ha construido en el laboratorio, para ello hemos realizado el conexionado que vemos en la figura.

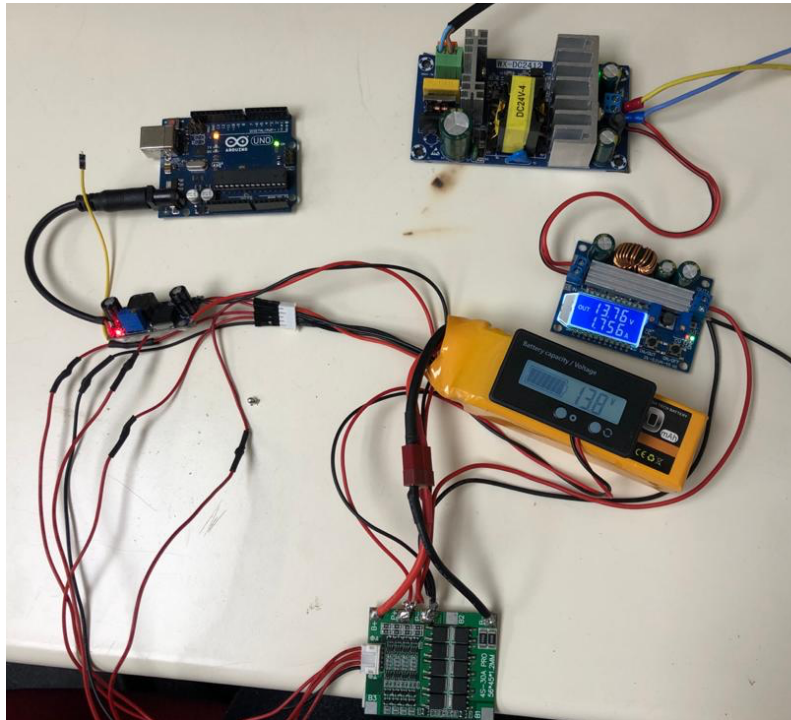


Figura 119. Montaje carga de la batería. Fuente: elaboración propia

En este montaje se ha sustituido la fuente de energía a partir del panel fotovoltaico por una fuente conmutada que nos permitirá cargar las baterías. También, en este caso, se ha usado una batería de tecnología de litio ya que es la que teníamos disponible en el laboratorio. Ello implica que el controlador de carga de dicha batería haya tenido que ser un BMS (Battery Management System) en vez de un controlador de carga de batería de Plomo-Ácido Gel.

La carga de dicha batería se realizará a través de un convertidor Reductor-Elevador ajustada a 16,8 V como máxima y con una corriente de 1,75 A. El estado de carga de las baterías se monitoriza a la salida del BMS y a la salida de dicho BMS, conectamos un reductor de tensión (Buck) con el que alimentamos al microcontrolador Arduino Uno. El

ajuste de tensión de dicho reductor se realiza a 7,5 V que es la tensión mínima necesaria en la entrada tipo Jack para que el regulador de tensión lineal integrado en el Arduino pueda reducir la tensión a 5 V

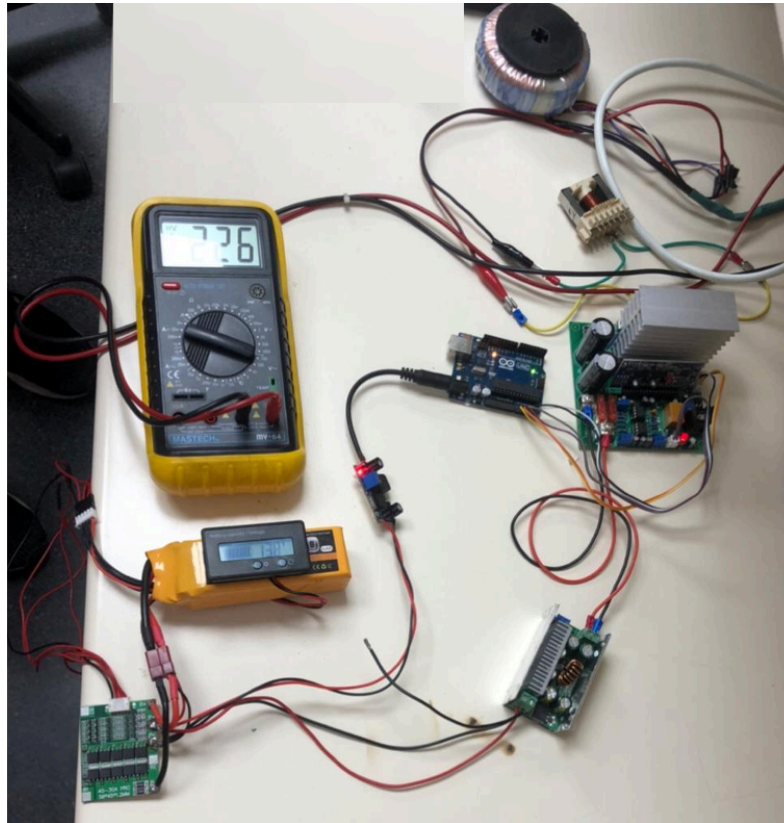


Figura 120. Montaje del funcionamiento del inversor conectado a la red eléctrica. Fuente: elaboración propia

En este montaje se observa el funcionamiento del inversor conectado a la batería a través del BMS y del elevador de tensión. Este sube la tensión a 24 V y se conecta al puente inversor. El inversor se conecta a la red eléctrica después de estar controlador por el Arduino, el cual está muestreando la tensión de la red mediante el optoacoplador.

Se observa que la tensión generada por el inversor está sincronizada con la de la red eléctrica. Para ello es necesario realizar un montaje como el de la **Figura 121**.

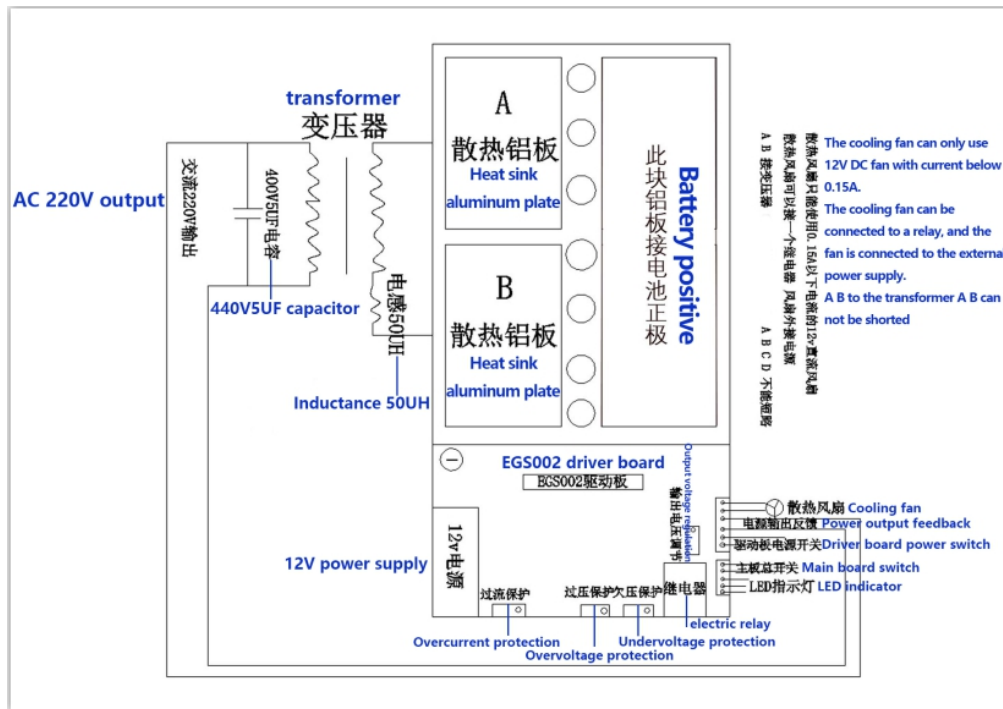


Figura 121. Esquema de montaje del inversor monofásico conectado a la red eléctrica. Fuente: https://es.aliexpress.com/item/32885041215.html?spm=a2g0o.detail.1000013.3.10e111bajMV8io&gps-id=pcDetailBottomMoreThisSeller&scm=1007.13339.169870.0&scm_id=1007.13339.169 (última consulta: septiembre 2020)

IV. PRESUPUESTO

5. PRESUPUESTO

En el presente capítulo, se llevará a cabo la estimación del total de costes de desarrollo y montaje de la instalación planteada. Es posible que los precios no se ajusten con precisión a la realidad, ya que pueden variar en función de las cantidades y los distintos fabricantes. El propósito de este apartado es dar una idea orientativa del coste de realizarlo.

V. EQUIPAMIENTO Y MATERIAL			
Descripción	Unidades	Precio unitario (€)	Precio total (€)
Panel Solar de 300w policristalino 24 voltios 72 células.	1,00	180,00	180,00
Soporte inclinado 30° 1 panel 72C CVE	1,00	87,27	87,27
Controlador de carga de batería de paneles solares MPPT de 30A con pantalla LCD.	1,00	11,19	11,19
Convertidor Buck-Boost de voltaje constante programable digital control fuente de alimentación.	1,00	30,26	30,26
Batería plomo-ácido de 12 V	1,00	49,90	49,90
Convertidor Boost.	1,00	25,58	25,58
Convertidor Buck.	1,00	0,56	0,56
Inversor de onda sinusoidal pura de 1 kW, de 20-45 V CC a CA 120/230 V.	1,00	77,00	77,00
Optoacoplador bidireccional	1,00	1,45	1,45
Microcontrolador Arduino basado en el Microprocesador R3 ATmega2560 + Wemos Arduino MEGA + WIFI con pequeño material de sujeción y cableado, totalmente instalado.	1,00	8,51	8,51
Metro de cable de 2x10 mm ² de cobre con aislamiento de silicona con soportes de sujeción, con canalización, etc. Totalmente instalado.	12,00	13,00	156,00
Cuadro de protección eléctrica, con pequeño material instalado y ajustado.	1,00	65,00	65,00
Coste Total			692,72

Tabla 4. Equipamiento y material. Fuente: elaboración propia.

OTROS MATERIALES			
Descripción	Unidades	Precio unitario (€)	Precio total (€)
Osciloscopio digital USB	1,00	42,50	42,50
Multímetro	1,00	21,99	21,99
Pequeño material	1,00	20,00	20,00
Coste Total			84,49

Tabla 5. Mano de obra. Fuente: elaboración propia.

A continuación, la tabla siguiente muestra el coste de la licencia de los diferentes softwares utilizados. En nuestro caso han sido proporcionados por la Universidad las Palmas de Gran Canaria (ULPGC).

SOFTWARE					
Descripción	Unidades	Coste anual (€/año)	Coste mensual (€)	Uso (meses)	Precio total (€)
PSIM	1,00	1200,00	100,00	3,00	300,00
Microsoft Office	1,00	539,00	44,92	6,00	269,52
Coste Total					569,52

Tabla 6. Software. Fuente: elaboración propia.

Para poder deducir los honorarios de un ingeniero, nos hemos basado en la nota que remitió el Ministerio de Economía y Hacienda a todos los colegios profesionales en la que se nos recordaba que, siguiendo directivas europeas, se debían eliminar los baremos orientativos de honorarios que tradicionalmente veníamos publicando. Por ello, y haciendo notar que los honorarios son libres y responden al libre acuerdo entre el profesional y su cliente, pasamos a enumerar algunos de los conceptos a tener en cuenta en el cálculo de dichos honorarios

- Costes directos del ingeniero y de sus colaboradores. Se tiene que considerar el coste de las horas de todos los integrantes del equipo de trabajo y las empleadas en trabajos técnicos, reuniones con el promotor, instalador, arquitecto, constructor, organismos públicos y en el caso de la dirección de obra las visitas a realizar.

- Viajes, dietas, hoteles, delineación, mecanografía, reproducción y encuadernación, etc. Imputables al trabajo encomendado. Porcentaje del total año de gastos generales que se repercuten a cada trabajo concreto como los derivados de impuestos del trabajo personal, alquiler de local, amortización de equipos, seguridad social, intereses de préstamos, etc.
- Derechos de visado y tasas administrativas si procede (Ministerio, Jefatura, Ayuntamiento, etc.).
- El número de horas a emplear en cada trabajo dependerá de la experiencia del ingeniero y de las herramientas y bases de datos que disponga.
- Otro factor para tener en cuenta es el volumen de actividad con cada cliente.

Lo indicado en los puntos anteriores supone únicamente una orientación al ingeniero para el cálculo de sus honorarios, sin que de ninguna manera pueda presuponerse su carácter oficial.

MANO DE OBRA			
Descripción	horas	€/hora	Precio total (€)
Mano de Obra de Proyectista para el diseño de la instalación.	100,00	45,00	4500,00
Mano de obra técnico especialista para la instalación y montaje del kit.	20,00	35,00	700,00
Coste Total			5200,00

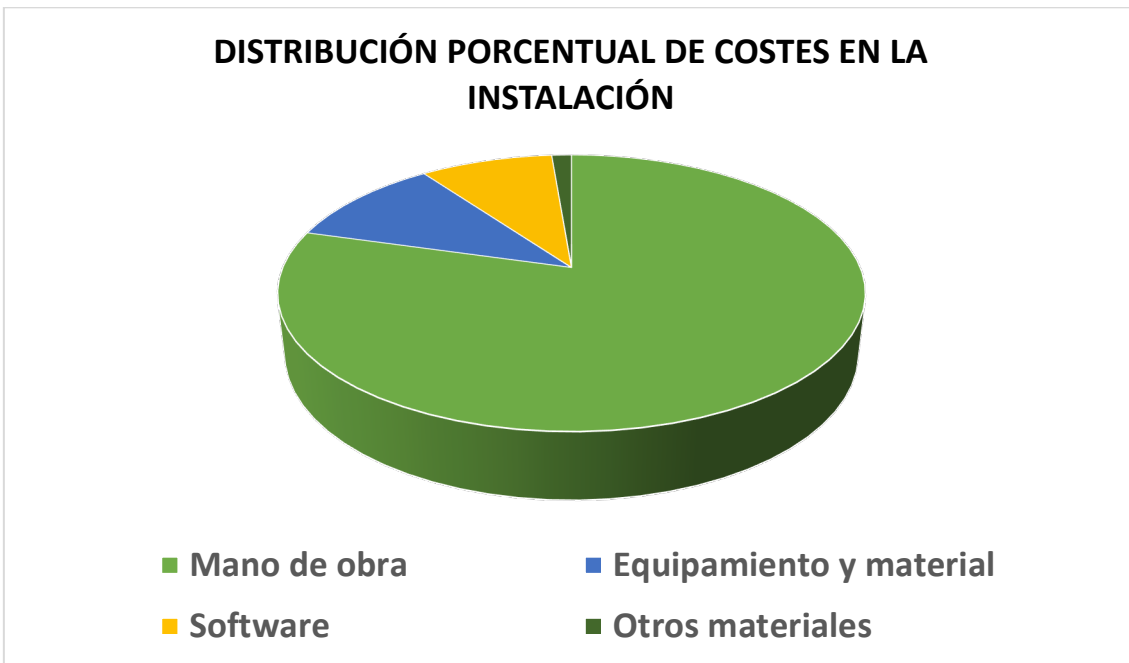
Tabla 7. Otros materiales. Fuente: elaboración propia.

Dado que ya se han obtenido los costes totales para cada una de las tablas anteriores necesarios para obtener el presupuesto final, a continuación, se podrá realizar el presupuesto total para desarrollar un prototipo. Se realizará la suma de todos los apartados anteriores. Con ello, se obtendrá el subtotal del proyecto. Seguidamente, se añadirá el impuesto correspondiente (IGIC en el caso de las Islas Canarias). Y, finalmente, teniendo en cuenta el mencionado impuesto se obtendrá el coste total del proyecto.

VI. PRESUPUESTO TOTAL PARA LA EJECUCIÓN DE 1 PROTOTIPO	
Descripción	Importe (€)
Total coste de equipamiento y material	692,72
Total coste otros materiales	84,49
Total coste de software	569,52
Total coste de mano de obra	5200,00
Coste Total	6546,73

Tabla 8. Presupuesto total. Fuente: elaboración propia.

La distribución porcentual queda de la siguiente forma:



Por tanto, y finalmente, el Trabajo de Fin de Título (TFT) “Módulo de enseñanza para la integración de energía fotovoltaica en un Sistema Eléctrico de Potencia Inteligente”, ascenderá a un coste total de 6546,73 €.

VII. CONCLUSIONES

6. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

En este capítulo, se procede a desarrollar las conclusiones extraídas a partir de la realización del presente Trabajo de fin de Grado y, a continuación, los trabajos futuros que se pretenden llevar a cabo a fin de mejorar su diseño y funcionamiento.

El aprovechamiento de la energía solar fotovoltaica está actualmente en un proceso de desarrollo e implantación, en el que las nuevas tecnologías y avances permiten diseñar instalaciones que puedan transformar la energía procedente del Sol en energía eléctrica de manera cada vez más eficiente

En este sentido, el proyecto surge con el objetivo de ofertar una asignatura que integra las energías alternativas a las centrales térmicas actuales en la Red Eléctrica. Se ha pensado en elaborar un Kit de enseñanza e investigación de Redes Eléctricas Inteligentes desde el punto de vista de las materias de control y electrónica de potencia.

Para ello, el trabajo aborda la descripción y dimensionado de las principales partes de la instalación solar fotovoltaica. Entre los componentes de los diferentes fabricantes analizados se han seleccionado aquellos que permiten conseguir la mejor solución técnica y económica, cumpliendo siempre con los aspectos técnicos, normativos y ambientales vigentes.

Ahora se mencionará las líneas futuras del sistema propiamente diseñado. Una de las líneas futuras importantes del proyecto consistirá en mejorar mediante software conectado a PC, el factor de potencia reactivo mediante la inyección de energía capacitiva para corregir en lo posible el factor de potencia acercándonos todo lo posible a un valor entre 0,95 y 1 ambos exclusivos.

Otra línea futura importante consistirá en realizar un control mejorado con un microcontrolador basado en la Raspberry Pi.

Para finalizar, otra línea futura sería estudiar la posibilidad de sustituir el control mediante una FPGA (Field Programmable Gate Array) y sus circuitos anexos una vez optimizado un algoritmo de control adecuado.

VIII. BIBLIOGRAFÍA

7. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] EDENHOFER, O., PICHES-MADRUGA, R., SOKONA, Y. Fuentes de energía renovables y mitigación del cambio climático [en línea]. Grupo Intergubernamental de Expertos sobre el Cambio Climático, 2011 [fecha de consulta: 6 de mayo de 2020]. ISBN: 9789291693313. Disponible en: https://www.ipcc.ch/site/assets/uploads/2018/03/srren_report_es-1.pdf
- [2] *Red Eléctrica de España: ¿Qué son las Smartgrid?* [en línea] [fecha de consulta: 13 de mayo de 2020]. Disponible en: <https://www.ree.es/es/red21/redes-inteligentes/que-son-las-smartgrid#:~:text=Una%20red%20inteligente%20es%20aquella,calidad%20y%20seguridad%20de%20suministro>
- [3] *ESMARTCITY: Noticias Diarias Sobre Ciudades Inteligentes* [en línea] [fecha de consulta: 14 mayo 2020]. Disponible en: <https://www.esmartcity.es>
- [4] MEDINA, R. Microrredes basadas en Electrónica de Potencia: Características, Operación y Estabilidad. *Ingenius* [en línea]. Julio-Diciembre 2014, nº 12, pp. 15-23. [Fecha de consulta: 16 de mayo 2020]. ISSN: 1390-650X Disponible en: <https://dialnet.unirioja.es/download/articulo/5972795.pdf>
- [5] *Energítaca* [en línea] [fecha de consulta: 16 de mayo de 2020]. Disponible en: <https://carlosdepalacio.wordpress.com>
- [6] CENAMOR GÓMEZ, C, 2012. Sistema de Energía Solar Fotovoltaica Conectado a Red para generación [en línea]. Trabajo fin de grado. Leganés: Universidad Carlos III de Madrid [fecha de consulta: 5 de septiembre de 2012]. Disponible en: https://e-archivo.uc3m.es/bitstream/10016/16840/1/TFG_CARLOS_CENAMOR_GOMEZ.pdf

- [7] FERNÁNDEZ LEAL, Raquel, 2018. *Smart Grid para integración de generación renovable y almacenamiento en un entorno industrial* [en línea]. Trabajo fin de grado. Valladolid: Universidad de Valladolid [fecha de consulta: 22 de mayo de 2020]. Disponible en: <http://uvadoc.uva.es/handle/10324/31197>
- [8] DÍAS CORCOBADO, Tomás y CARMONA RUBIO, Guadalupe. Instalaciones solares fotovoltaicas [en línea]. Madrid, McGraw-Hill, 2018 [fecha de consulta: 1 de junio de 2020]. Capítulo 1. Componentes de una instalación solar fotovoltaica. ISBN: 978848614485. Disponible en: <https://www.mheducation.es/bcv/guide/capitulo/8448171691.pdf>
- [9] VEGA MARCOS, Raúl, 2013. *Estudio comparativo de distintas tecnologías fotovoltaicas* [en línea]. Trabajo fin de grado. Madrid: Universidad Carlos III de Madrid [fecha de consulta: 5 de junio de 2020]. Disponible en: <https://core.ac.uk/download/pdf/29406459.pdf>
- [10] LINO TE LO DICE [Lino te lo dice]. "Controladores de carga MPPT vs PWM". 7 mayo 2018. [Video de Youtube]. <<https://www.youtube.com/watch?v=vmI5xaoup5U&t=47s>> [fecha de consulta: 8 de junio 2020]
- [11] LLAMAS, L. Detector de cruce por cero con arduino y optoacoplador H11AA1. En: *Luis llamas* [en línea] [fecha de consulta: 14 de junio de 2020]. Disponible en: <https://www.luisllamas.es/contacto/>
- [12] Tipos de cables eléctricos y sus características. En: *Top Cable Cable* [en línea] [fecha de consulta: 25 de junio de 2020]. Disponible en: <https://www.topcable.com/blog-electric-cable/tipos-de-cables-electricos/>
- [13] GIMENO SALES, F. J., SEGUI CHILET, S. y ORTS GRAU, S. *Convertidores electrónicos: Energía solar fotovoltaica, Aplicaciones y diseño*. Valencia: Universitat Politècnica de València, 2002. 337 pp. ISBN: 9788483637500.

- [14] HART, Daniel W. *Electrónica de Potencia*. México: Pearson Educación, 2001. 472 pp. ISBN: 9788420531793.
- [15] ROLDÁN VILORIA, J. *Arranque y Protección de Motores Trifásicos*. Madrid: Paraninfo, 2005. 424 pp. ISBN: 9788428329071.
- [16] GUALDA GIL, J. A. y MARTINEZ GARCÍA S. *Electrónica de potencia: Componentes, Topologías y Equipos*. Madrid: Paraninfo, 2006. 778 pp. ISBN: 9788497323970.
- [17] MASCAROS MATEO, V. *Instalaciones Generadoras Fotovoltaicas*. Madrid: Paraninfo, 2015. 296 pp. ISBN: 9788428337243.
- [18] H. RASHID., Muhammad. *Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*. 3ª ed. México: Pearson Educación, 2004. 908 pp. ISBN: 9789702605324.
- [19] ROLDÁN, J. *Instalaciones solares fotovoltaicas*. Madrid: Paraninfo, 2010. 408 pp. ISBN: 9788428332033.
- [20] MAZDA, F. F. *Electrónica de Potencia: Componentes, circuitos y aplicaciones*. Madrid: Paraninfo, 1995. 484 pp. ISBN: 788428321686.
- [21] MOHAM, N., UNDELAND, T. M., ROBBINS, W. P. *Power Electronics*. 3ª ed. Estados Unidos de América: John Wiley & Sons Inc, 2002. 832 pp. ISBN: 978047122693.
- [22] MORENO, A., CÓRCOLES, S. *Aprende Arduino en un fin de semana*. Amazon, 2019. 159 pp. ISBN: 9781521794869.
- [23] LINDEN, D., REDDY, T. B. *Handbook of Batteries*. 4ª ed. New york. McGraw-Hill, Inc, 14566 pp. 1995. ISBN: 9780071624213.
- [24] PÉREZ RAMÍREZ, J. *Electrónica de potencia: modelado y control de convertidores cd-cd*. 160 pp. México: Pearson Educación, 2017. ISBN: 9786073237963.

IX. ANEXOS

Electrical Characteristics*

Model	WS-280	WS-285	WS-290	WS-295	WS-300	WS-305	WS-310	WS-315
Nominal Maximum Power, P_m (W)*	280	285	290	295	300	305	310	315
Power tolerance	0 / +5 W							
Open Circuit Voltage, V_{oc} (V)*	44.6	44.7	44.8	44.9	45	45.1	45.2	45.3
Short Circuit Current, I_{sc} (A)*	8.37	8.5	8.63	8.76	8.89	9.02	9.14	9.27
Voltage at Maximum Power, V_{mp} (V)*	36.1	36.2	36.3	36.4	36.5	36.6	36.7	36.8
Current at Maximum Power, I_{mp} (A)*	7.76	7.88	7.99	8.11	8.22	8.34	8.45	8.56
Maximum System Voltage (V)	1000 (IEC)							
Module Efficiency (%)*	14.43	14.69	14.95	15.2	15.46	15.72	15.98	16.23
Maximum Series Fuse Rating (A)	15							
Limiting Reverse Current (A)	15							

*Under Standard Test Conditions (STC) of 1000 W/m² irradiance, AM 1.5 spectrum and 25°C cell temperature.

Mechanical Characteristics

Length x Width x Thickness (L x W x T) - mm	1960 x 990 x 42
Mounting Holes Pitch (Y) - mm	1060
Mounting Holes Pitch (X) - mm	942
Weight (kg)	22.5
Solar Cells per Module (Units) / Arrangement	72 / 12 x 6
Solar Cell Type / Length x Width - mm (inch)	Multi crystalline Silicon / 156 x 156 (6" x 6")
Front Cover (Material / Thickness)	Tempered & Low Iron Glass, 3.2 mm
Encapsulate	Ethylene Vinyl Acetate
Frame Material	Anodized Aluminum Alloy
Junction Box (Protection degree / Material)	IP65 rated / Weatherproof PPO enclosure with bypass diodes
No. of bypass diodes	3 / 6
Connector (Type / Protection degree)	MC4 compatible / IP67 rated
Cable (Length / Cross sectional area)	1100 mm / 4 mm ²
Packaging	24 + 24 + 5 (2 pallets + 1 box)
Mechanical load	7500 Pa
Fire safety class	C
Safety application class	A
Safety class	II

Thermal Characteristics

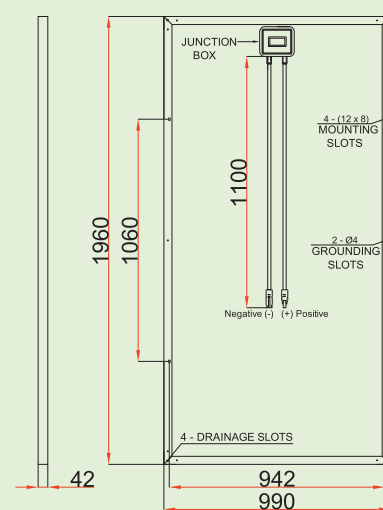
Temperature coefficient of Current (I_{sc}), α (%/°C)	0.0681
Temperature coefficient of Voltage (V_{oc}), β (%/°C)	-0.2941
Temperature coefficient of Power (P_m), γ (%/°C)	-0.3845
NOCT (°C)	46 ± 2
Operating temperature range (°C)	-40 to 85

WAAREE is one of India's leading multi-technology companies, headquartered at Mumbai Founded in 1989, WAAREE successfully developed cutting edge technologies to become one of the most preferred brands in the field of instrumentation, petroleum/gas and energies. The company has transformed itself from a single business into a multi-technology organisation, diversifying into exciting areas of Solar Energy, Industrial Valves, Petroleum Equipments and Process control instrumentation. WAAREE has a presence in over 68 countries with primary location in Milan, Dubai, Tokyo, San Francisco, Sydney and soon starting at Jakarta. It has more than 105 global channel partners. In India it has 26 sales offices. WAAREE has a huge list of satisfied customers over the years. Waaree is committed to supply best quality products & technology to its customers. WAAREE's products are manufactured at its state-of-the-art manufacturing facilities and is committed to excel in providing the society with world class quality products.

Contact: WAAREE ENERGIES LTD.

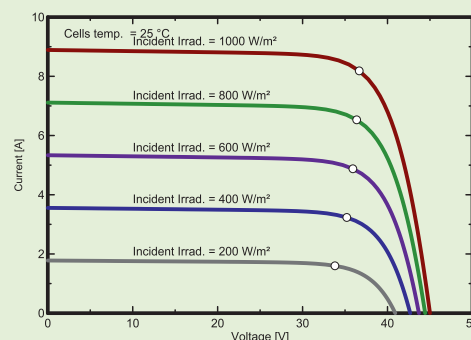
602, Western Edge 1, Opp Western Express Highway, Borivali (east), Mumbai- 400 066, Maharashtra, India
Tel: +91 22 66 44 44 44 Fax: +91 22 66 44 44 00 Email: waaree@waaree.com

Design Specifications

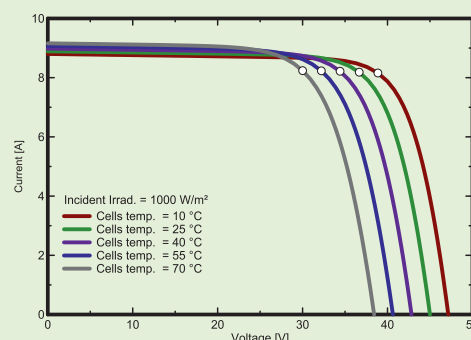


SIDE VIEW REAR VIEW
All Dimensions are in mm

I-V Curve Variation with Irradiance



I-V Curve Variation with Temperature



* The specifications are for reference purpose only. Waaree reserves the right to change the specifications without prior notice.



PLAZO DE ENTREGA INMEDIATO

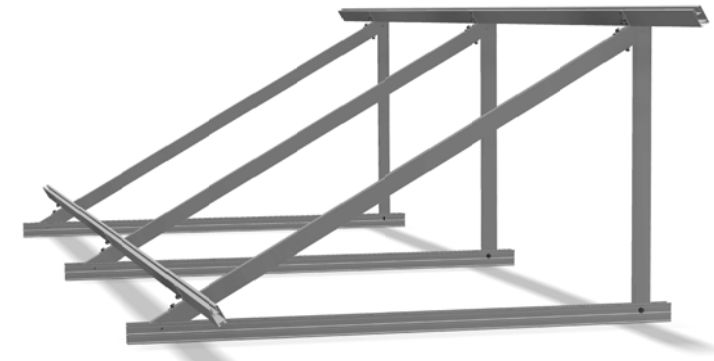
CVE915XL Premontado



Triángulo plegado premontado



Triángulo abierto premontado.
Fijación al suelo a 90°.



Perfiles completamente mecanizados, embalados y listos para su montaje.

Cargas y Características técnicas:

Peso propio paneles	121 N/m ²
Sobrecarga de uso	No está prevista ni para mantenimiento
Viento	España 29 m/s Eurocódigo 1 Portugal 27 m/s Eurocódigo 1
Periodo retorno	10 años
Altura máxima	España 5 m. / Portugal 8 m.
Categoría del terreno	III. Áreas con recubrimiento regular de vegetación o edificios u obstáculos aislados con separación máxima de 20 veces la altura del obstáculo (por ejemplo, pueblos, terreno suburbano, bosques)
Carga de nieve	Válido para España y Portugal para zona III. 200 N/m ²

MATERIALES

Perfilería de aluminio	EN AW 6005A T6.
Tornillería	Tornillería acero inoxidable A2-70

Cláusulas:

- (1) El montador de una instalación fotovoltaica debe garantizar antes del montaje que la cubierta soporta las cargas transmitidas, para su correcta instalación.
- (2) Se deberán respetar todas las recomendaciones indicadas en los planos de montaje.
- (3) Se debe comprobar que los puntos de anclaje para los módulos son compatibles con las especificaciones del fabricante.
- (4) Distribuir los módulos para que su colocación sea simétrica a lo largo del soporte y dejando los sobrantes en los extremos.
- (5) Se deberá seguir el plan de mantenimiento que proporciona Sunfer.
- (6) Documentos relacionados:
 - Plano de montaje.
 - Manual de montaje.
 - Reacciones y anclajes.
 - Certificado de garantía.
- (7) Nos reservamos el derecho a realizar modificaciones en el producto en cualquier momento sin aviso previo si desde nuestro punto de vista son necesarias para la mejora de la calidad. Las ilustraciones pueden ser sólo ejemplos y, por tanto, la imagen que aparece puede diferir del producto suministrado.



Presor central

CARACTERÍSTICAS DEL PRESOR :

- Válido para módulos de 33 hasta 50 mm. de espesor.
- Fácil montaje.



Presor lateral

Válido para :

- Cubierta plana de hormigón.
- Subestructura.
- Suelo.

Disponibilidad de tuercas antirrobo.
Opción de aluminio acabado en crudo y anodizado.
Material 100% reciclable.
Cómoda instalación.
Garantía: Hasta 25 años*
*Ver condiciones especiales de garantía.



FICHA TÉCNICA



SUNFER ENERGY STRUCTURES

Tracer-AN Series

MPPT Solar Charge Controller



Product models

Tracer1206AN/Tracer2206AN

Tracer1210AN/Tracer2210AN

Tracer3210AN/Tracer4210AN



Product Features

- Advanced MPPT technology, with efficiency no less than 99.5%
- Ultra-fast tracking speed and guaranteed tracking efficiency
- Advanced MPPT control algorithm to minimize the maximum power point loss rate and loss time
- Wide MPP operating voltage range
- High quality components, perfecting system performance, with maximum conversion efficiency of 98%
- Accurate recognition and tracking of multiple-peaks maximum power point
- International famous brands of ST and IR's components of high quality and low failure rate are used, which can ensure the product's service life
- Charging power and current limitation function
- Compatible with lead-acid and lithium-ion batteries
- Battery temperature compensation function (only for Lead-acid battery)
- Real-time energy statistics function
- Overheating power reduction function
- Multiple load work modes
- The communication port adopts professional protection chip
- With RS-485 communication bus interface and Modbus communication protocol.
- Monitor and set the parameters via mobile phone APP or PC software
- Full-load operation without any drop in capacity within the range of working environment temperature
- Extensive electronic protection

The Tracer AN series. Based on common negative design and advanced MPPT control algorithm, with LCD displaying running status, this product is artistic, economical and practical. Improving the MPPT control algorithm further, Tracer AN series can minimize the maximum power point loss rate and loss time, quickly track the maximum power point of the PV array and obtain the maximum energy from solar modules under any conditions; and can increase the ratio of energy utilization in the solar system by 10%-30% compared with a PWM charging method. The limitation function of the charging power and current and reducing charging power function automatic improve the stability which works even connecting oversize PV modules and in high temperature, and increase the professional protection chip for the communication port, further improving the reliability and meeting the different application requirements.

With the adaptive three-stage charging mode based on a digital control circuit, Tracer AN series controllers can effectively prolong the life-cycle of batteries, significantly improve the system performance and support all-around electronic protection functions, including overcharging and over discharging protection to minimize damages to components of the system caused by incorrect installation or system failure at the utmost, and effectively ensure safer and more reliable operation of the solar power supply system for a longer service time. This modular solar controller can be widely used for different applications, e.g., Communication base stations, household systems, and field monitoring, etc.

Protection function

- PV Over Current/power
- Night Reverse Charging
- Battery Over Discharge
- Lithium Battery Low Temperature
- TVS High Voltage Transients
- PV Short Circuit
- Battery Reverse Polarity
- Battery Overheating
- Load Short Circuit ,
- PV Reverse Polarity
- Battery Over Voltage
- Controller Overheating★
- Load Overload

★When the internal temperature is 81℃, the reducing power charging mode which reduce the charging power of 5%,10%,20%,40% every increase 1℃ is turned on. If the internal temperature is greater than 85℃, the controller will stop charging. But while the temperature decline to be below 75℃, the controller will resume.

Accessories



Remote Meter(MT50)

Set the controller parameter via the LCD display



Data logger (eLOG01)

Real-time parameter recording of the product through the RS485 communication mode



Bluetooth adapter (Box-BLE-01)

with 2m communication cable (for the controller with RS485 port)



WIFI adapter (eBox-WIFI-01)

with 2m communication cable (for the controller with RS485 port)



Remote temperature sensor RTS300R47K3.81A (3m)



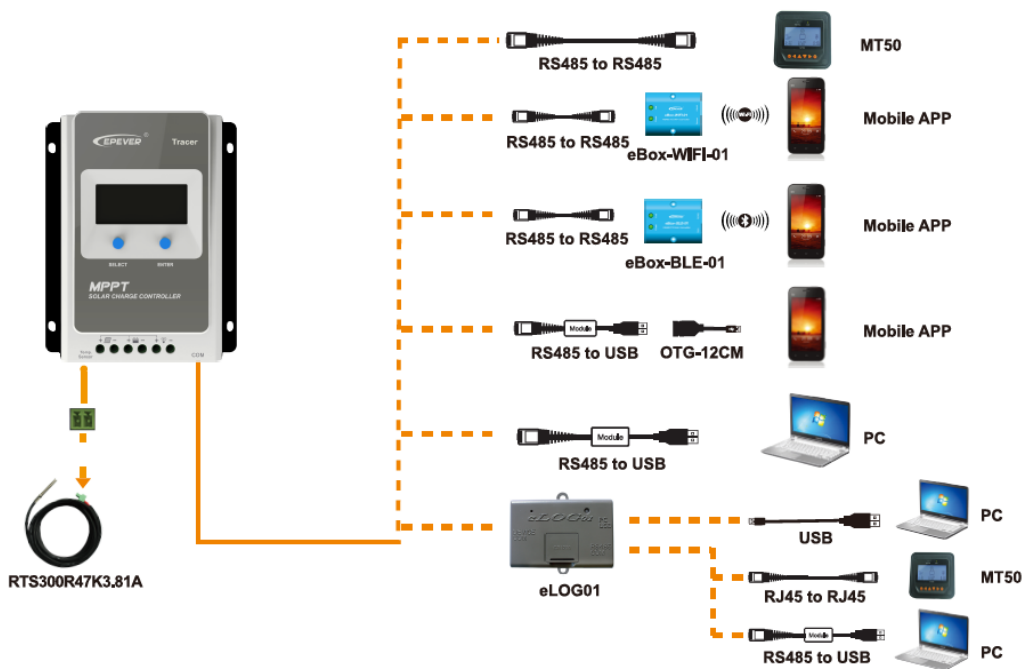
Communication cable CC-USB-RS485-150U

USB to RS485 PC communication cable (1.5m)



OTG cable (OTG-12CM)

Connect the controller to mobile APP



Electrical Parameters

Item	Tracer 1206AN	Tracer 2206AN	Tracer 1210AN	Tracer 2210AN	Tracer 3210AN	Tracer 4210AN
System nominal voltage	12/24VDC ^① Auto					
Rated charge current	10A	20A	10A	20A	30A	40A
Rated discharge current	10A	20A	10A	20A	30A	40A
Battery voltage range	8~32V					
Max. PV open circuit voltage	60V ^② 46V ^③		100V ^② 92V ^③			
MPP voltage range	(Battery voltage +2V)~ 36V		(Battery voltage +2V)~ 72V			
Max. PV input power	130W/12V 260W/24V	260W/12V 520W/24V	130W/12V 260W/24V	260W/12V 520W/24V	390W/12V 780W/24V	520W/12V 1040W/24V
Self-consumption	≤12mA					
Discharge circuit voltage drop	≤0.23V					
Temperature compensate coefficient ^④	-3mV/°C/2V (Default)					
Grounding	Common negative					
RS485 interface	5VDC/100mA					
LCD backlight time	60S (Default)					

Electrical Parameters

①When a lead-acid battery is used, the controller hasn't the low temperature protection.

②At minimum operating environment temperature

③At 25°C environment temperature

④When a lithium-ion battery is used, the system voltage can't be identified automatically.

Environmental Parameters

Working environment temperature◆	-25℃~+50℃(100% input and output)
Storage temperature range	-20℃~+70℃
Relative humidity	≤95%, N.C.
Enclosure	IP30

Mechanical Parameters

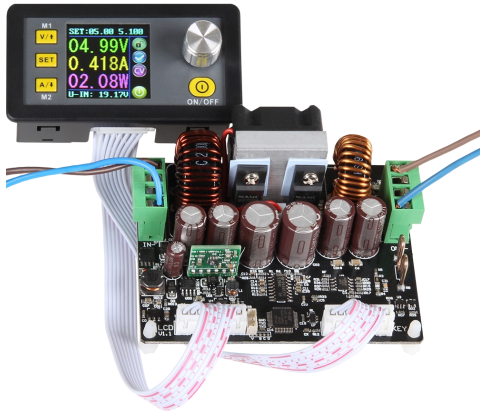
Item	Tracer1206AN Tracer1210AN	Tracer2206AN Tracer2210AN	Tracer3210AN	Tracer4210AN
Dimension	172x139 x 44mm	220x154x 52mm	228x164x55mm	252x180x63mm
Mounting dimension	130x130mm	170x145mm	170x164mm	210x171mm
Mounting hole size	Φ5mm			
Terminal	12AWG(4mm ²)	6AWG(16mm ²)	6AWG(16mm ²)	6AWG(16mm ²)
Recommended cable	12AWG(4mm ²)	10AWG(6mm ²)	8AWG(10mm ²)	6AWG(16mm ²)
Weight	0.57kg	0.94kg	1.26kg	1.65kg
Certification	CE IEC62109			



BEIJING EPSOLAR TECHNOLOGY CO.,LTD.
 BLDG#18,CO.PARK,NO.8 HEYING ROAD,
 CHANGPING DISTRICT,BEIJING,CHINA 102200
 Tel: 010-82894856 / 82894896
 Fax: 010-82894882
www.epever.com.

JT-DPH5005

Programmable Buck & Boost laboratory power supply



The JT-DPH5005 is a programmable laboratory power supply, which is characterized by its particularly slim design and it meets all requirements.

Due to the Buck & Boost functionality, voltages can be converted both up and down.

MAIN FEATURES

Display type	LCD
Input voltage	6 - 50 V (DC)
Input current	max. 10 A continuous
Output voltage	0 - 50 V
Output current	0 - 5 A
Output power	0 - 250 W
Voltage resolution	0,01 V
Current resolution	0,001 A
Size display module	43 x 79 x 38 mm
Size power module	93 x 35 x 72 mm
Display size	1,44 inch
Special functions	Conversion to higher / lower voltages (Buck & Boost converter)
Items delivered	Display - and power-module, 2 connection wires

FURTHER SPECIFICATIONS

Special features	programmable, slim
Optional Equipment	BT- and USB module
Ripple	100mVpp

FURTHER DETAILS

Article No.	JT-DPH5005
EAN:	4250236818719
Customs Tariff No.	85044030

LMR62014 SIMPLE SWITCHER® 20Vout, 1.4A Step-Up Voltage Regulator in SOT-23

Check for Samples: [LMR62014](#)

FEATURES

- Input Voltage Range of 2.7V to 14V
- Output Voltage up to 20V
- Switch Current up to 1.4A
- 1.6 MHz Switching Frequency
- Low Shutdown Iq, <1 μ A
- Cycle-by-Cycle Current Limiting
- Internally Compensated
- 5-Pin SOT-23 Packaging (2.92 x 2.84 x 1.08mm)
- Fully Enabled for WEBENCH® Power Designer

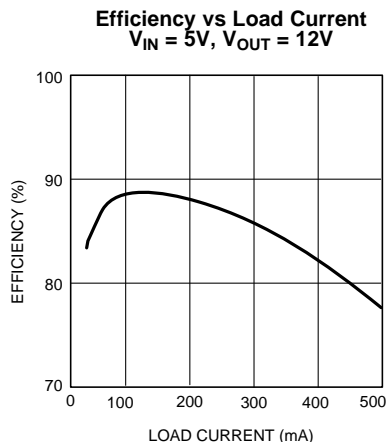
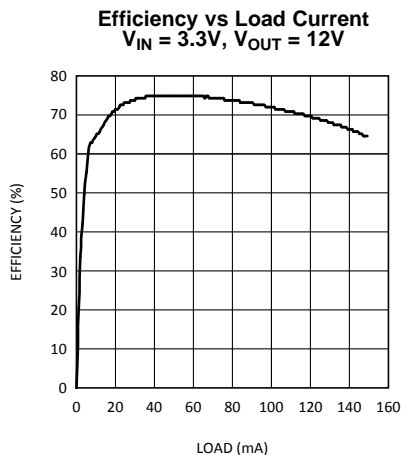
PERFORMANCE BENEFITS

- Extremely Easy to Use
- Tiny Overall Solution Reduces System Cost

APPLICATIONS

- Boost Conversions from 3.3V, 5V, and 12V Rails
- Space Constrained Applications
- Embedded Systems
- LCD Displays
- LED Applications

System Performance



DESCRIPTION

The LMR62014 switching regulator is a current-mode boost converter operating at fixed frequency of 1.6 MHz.

The use of SOT-23 package, made possible by the minimal power loss of the internal 1.4A switch, and use of small inductors and capacitors result in the industry's highest power density. The LMR62014 is capable of greater than 90% duty cycle, making it ideal for boosting to voltages up to 20V.

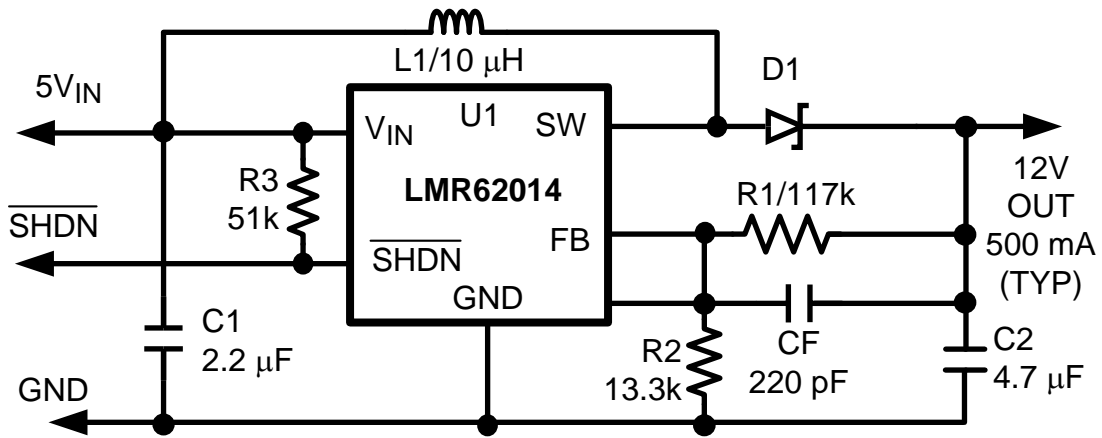
These parts have a logic-level shutdown pin that can be used to reduce quiescent current and extend battery life.

Protection is provided through cycle-by-cycle current limiting and thermal shutdown. Internal compensation simplifies design and reduces component count.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

SIMPLE SWITCHER, WEBENCH are registered trademarks of Texas Instruments.
All other trademarks are the property of their respective owners.



Connection Diagram

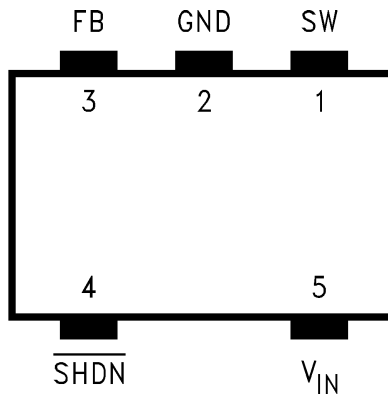


Figure 1. 5-Lead SOT-23 (Top View)
See DBV Package

PIN DESCRIPTIONS

Pin	Name	Function
1	SW	Drain of the internal FET switch.
2	GND	Analog and power ground.
3	FB	Feedback point that connects to external resistive divider.
4	SHDN	Shutdown control input. Connect to Vin if the feature is not used.
5	V _{IN}	Analog and power input.



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

Absolute Maximum Ratings⁽¹⁾⁽²⁾

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Junction Temperature Range	-40°C to +125°C
Lead Temp. (Soldering, 5 sec.)	300°C
Power Dissipation ⁽³⁾	Internally Limited
FB Pin Voltage	-0.4V to +6V
SW Pin Voltage	-0.4V to +22V
Input Supply Voltage	-0.4V to +14.5V
$\overline{\text{SHDN}}$ Pin Voltage	-0.4V to VIN + 0.3V
θ_{J-A} (SOT-23)	265°C/W
ESD Rating Human Body Model ⁽⁴⁾	2 kV
For soldering specifications see SNOA549	

- (1) Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the component may occur. Electrical specifications do not apply when operating the device outside of the limits set forth under the operating ratings which specify the intended range of operating conditions.
- (2) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/ Distributors for availability and specifications.
- (3) The maximum power dissipation which can be safely dissipated for any application is a function of the maximum junction temperature, $T_J(\text{MAX}) = 125^\circ\text{C}$, the junction-to-ambient thermal resistance for the SOT-23 package, $\theta_{J-A} = 265^\circ\text{C/W}$, and the ambient temperature, T_A . The maximum allowable power dissipation at any ambient temperature for designs using this device can be calculated using the formula:

$$P(\text{MAX}) = \frac{T_J(\text{MAX}) - T_A}{\theta_{J-A}} = \frac{125 - T_A}{265}$$
 If power dissipation exceeds the maximum specified above, the internal thermal protection circuitry will protect the device by reducing the output voltage as required to maintain a safe junction temperature.
- (4) The human body model is a 100 pF capacitor discharged through a 1.5 k Ω resistor into each pin.

Electrical Characteristics

Limits in standard typeface are for $T_J = 25^\circ\text{C}$, and limits in **boldface type** apply over the full operating temperature range ($-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$). Unless otherwise specified: $V_{IN} = 5\text{V}$, $V_{SHDN} = 5\text{V}$, $I_L = 0\text{A}$.

Symbol	Parameter	Conditions	Min ⁽¹⁾	Typical ⁽²⁾	Max ⁽¹⁾	Units	
V_{IN}	Input Voltage		2.7		14	V	
$V_{OUT(MIN)}$	Minimum Output Voltage Under Load	$R_L = 43\Omega^{(3)}$	$V_{IN} = 2.7\text{V}$	5.4	7		V
			$V_{IN} = 3.3\text{V}$	8	10		
			$V_{IN} = 5\text{V}$	13	17		
		$R_L = 15\Omega^{(3)}$	$V_{IN} = 2.7\text{V}$	3.75	5		
			$V_{IN} = 3.3\text{V}$	5	6.5		
			$V_{IN} = 5\text{V}$	8.75	11		
I_{SW}	Switch Current Limit	See ⁽⁴⁾	1.8 1.4	2		A	
$R_{DS(ON)}$	Switch ON Resistance	$I_{SW} = 100\text{ mA}$, $V_{IN} = 5\text{V}$		260	400 500	m Ω	
		$I_{SW} = 100\text{ mA}$, $V_{IN} = 3.3\text{V}$		300	450 550		
$SHDN_{TH}$	Shutdown Threshold	Device ON	1.5			V	
		Device OFF			0.50		
I_{SHDN}	Shutdown Pin Bias Current	$V_{SHDN} = 0$		0		μA	
		$V_{SHDN} = 5\text{V}$		0	2		
V_{FB}	Feedback Pin Reference Voltage	$V_{IN} = 3\text{V}$	1.205	1.230	1.255	V	
I_{FB}	Feedback Pin Bias Current	$V_{FB} = 1.23\text{V}$		60	500	nA	
I_Q	Quiescent Current	$V_{SHDN} = 5\text{V}$, Switching		2	3.0	mA	
		$V_{SHDN} = 5\text{V}$, Not Switching		400	500		
		$V_{SHDN} = 0$		0.024	1	μA	
$\frac{\Delta V_{FB}}{\Delta V_{IN}}$	FB Voltage Line Regulation	$2.7\text{V} \leq V_{IN} \leq 14\text{V}$		0.02		%/V	
F_{SW}	Switching Frequency ⁽⁵⁾		1	1.6	1.85	MHz	
D_{MAX}	Maximum Duty Cycle ⁽⁵⁾		86	93		%	
I_L	Switch Leakage	Not Switching $V_{SW} = 5\text{V}$			1	μA	

(1) Limits are ensured by testing, statistical correlation, or design.

(2) Typical values are derived from the mean value of a large quantity of samples tested during characterization and represent the most likely expected value of the parameter at room temperature.

(3) $L = 10\ \mu\text{H}$, $C_{OUT} = 4.7\ \mu\text{F}$, duty cycle = maximum

(4) Switch current limit is dependent on duty cycle (see [Typical Performance Characteristics](#)).

(5) Specified limits are the same for $V_{IN} = 3.3\text{V}$ input.

Typical Performance Characteristics

Unless otherwise specified: $V_{IN} = 5V$, \overline{SHDN} pin tied to V_{IN} .

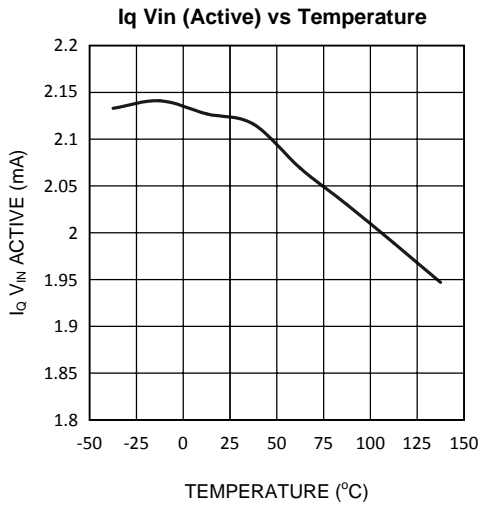


Figure 2.

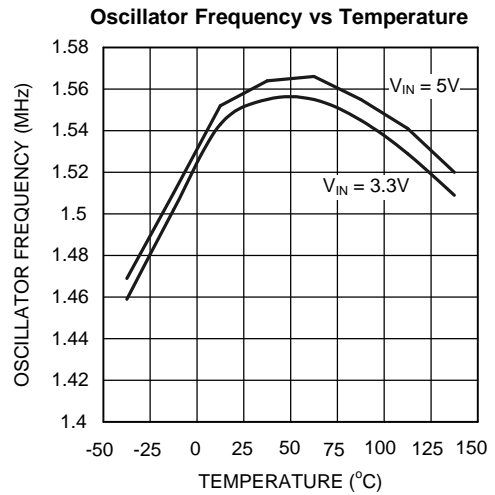


Figure 3.

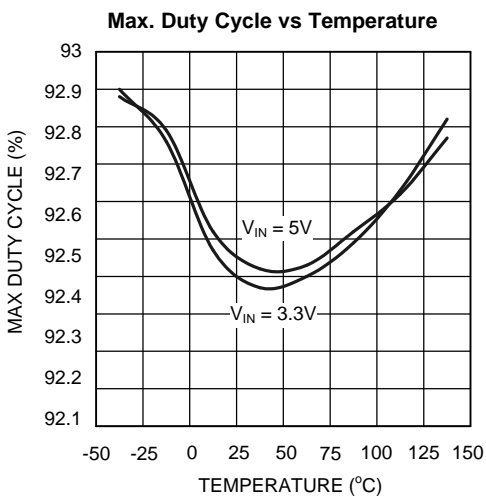


Figure 4.

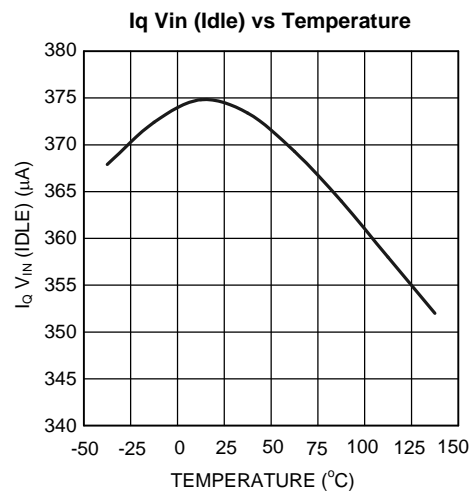


Figure 5.

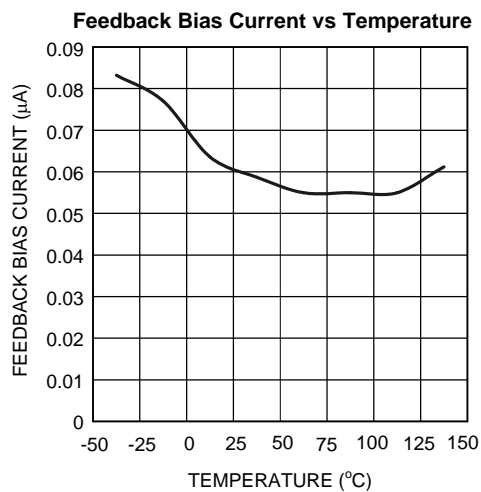


Figure 6.

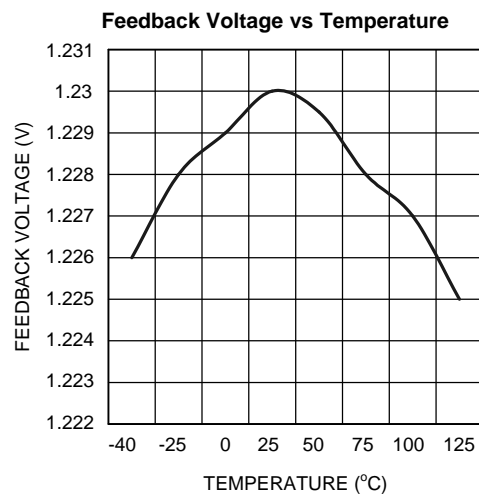


Figure 7.

Typical Performance Characteristics (continued)

Unless otherwise specified: $V_{IN} = 5V$, \overline{SHDN} pin tied to V_{IN} .

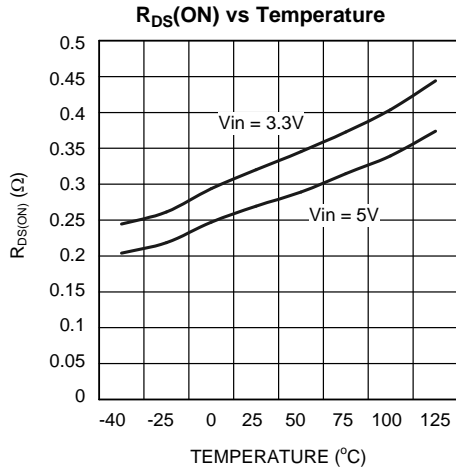


Figure 8.

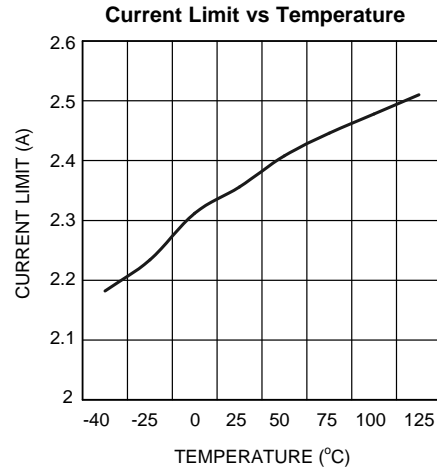


Figure 9.

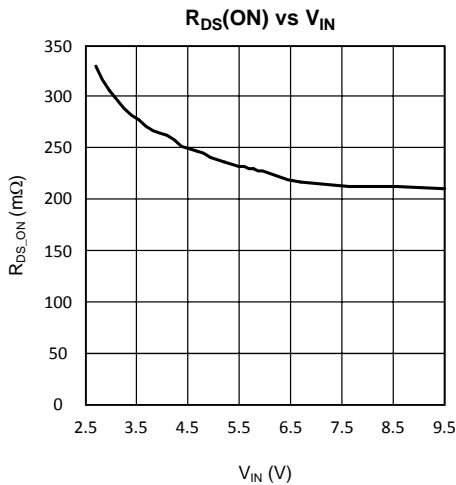


Figure 10.

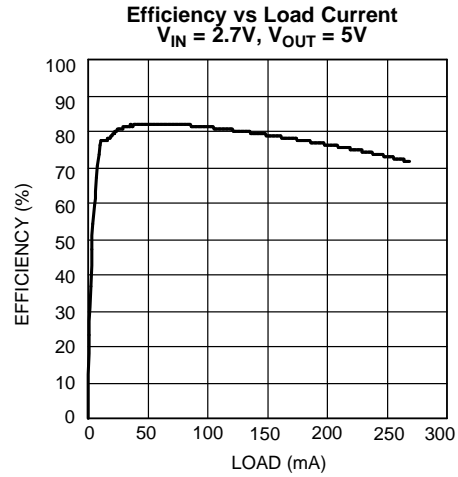


Figure 11.

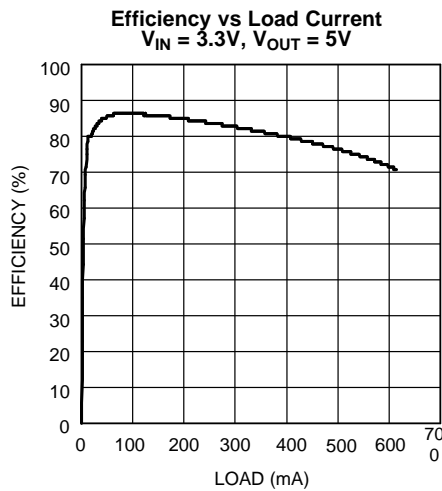


Figure 12.

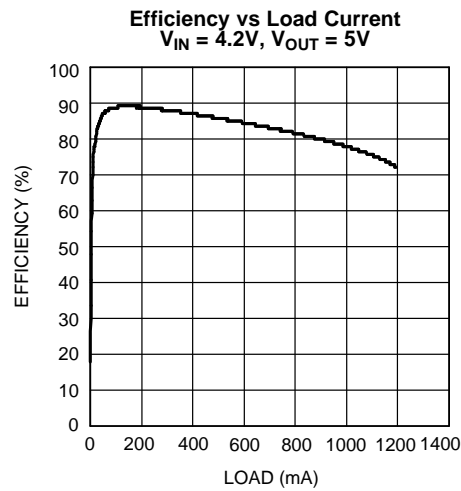


Figure 13.

Typical Performance Characteristics (continued)

Unless otherwise specified: $V_{IN} = 5V$, \overline{SHDN} pin tied to V_{IN} .

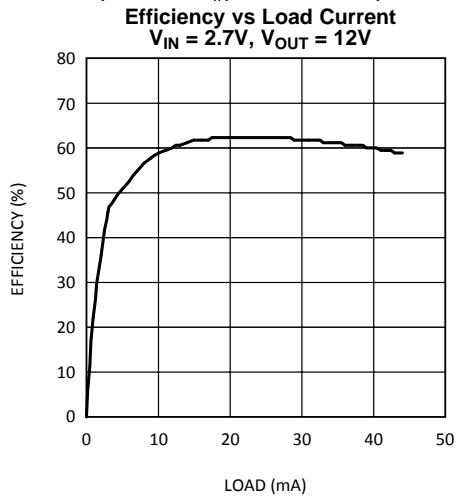


Figure 14.

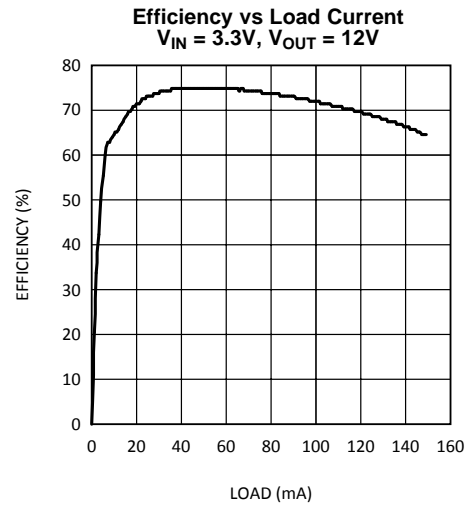


Figure 15.

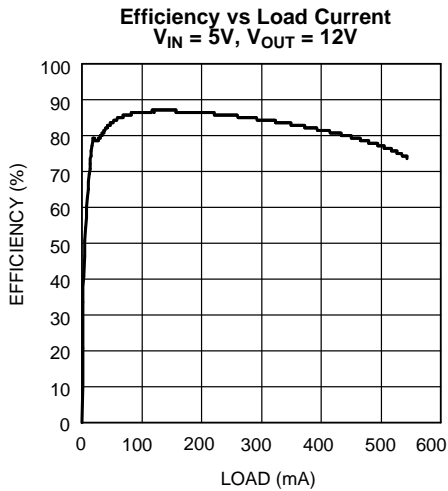


Figure 16.

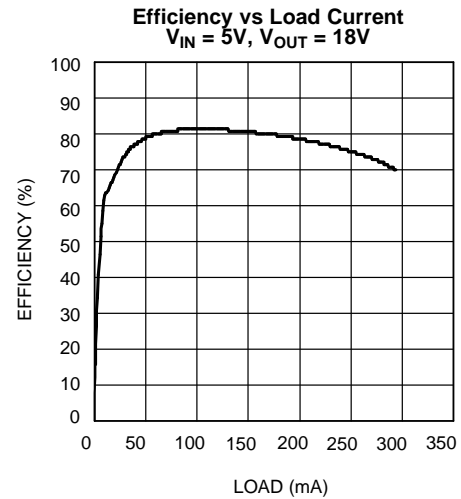
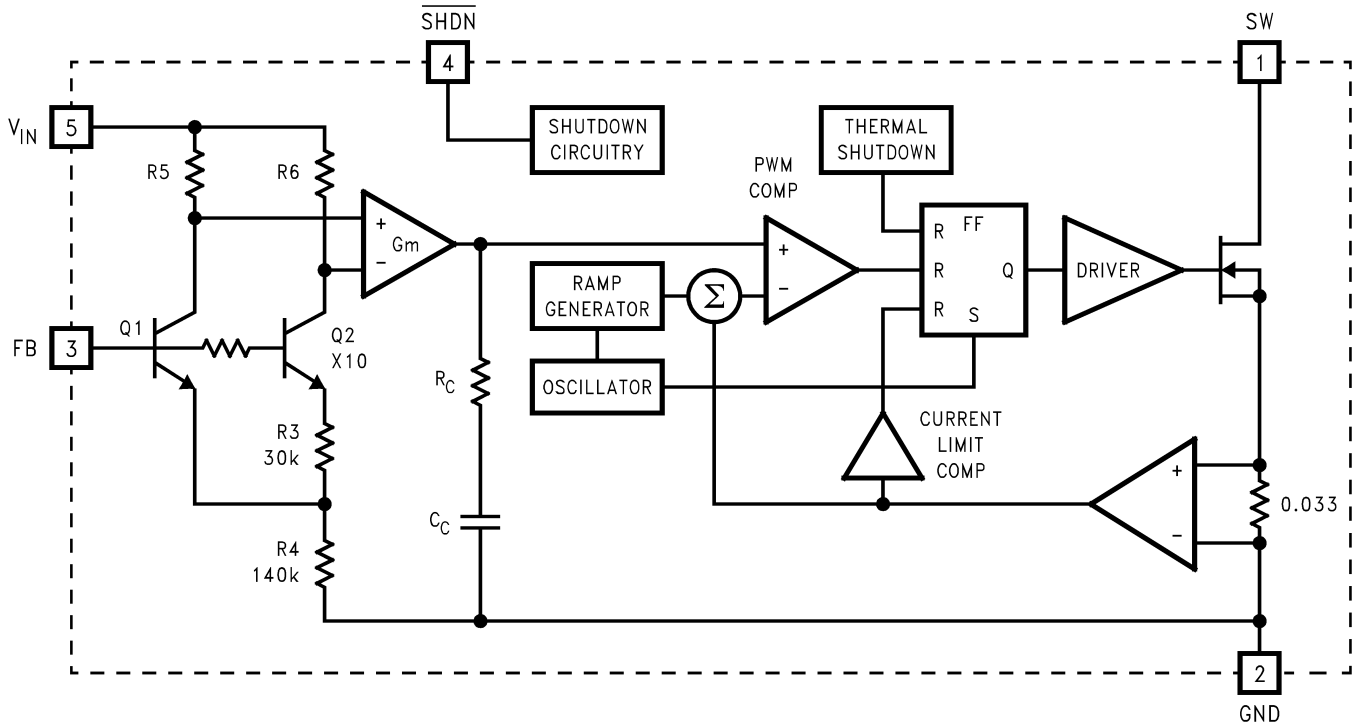


Figure 17.

Block Diagram



THEORY OF OPERATION

The LMR62014 is a switching converter IC that operates at a fixed frequency (1.6 MHz) for fast transient response over a wide input voltage range and incorporates pulse-by-pulse current limiting protection. Because this is current mode control, a 33 mΩ sense resistor in series with the switch FET is used to provide a voltage (which is proportional to the FET current) to both the input of the pulse width modulation (PWM) comparator and the current limit amplifier.

At the beginning of each cycle, the S-R latch turns on the FET. As the current through the FET increases, a voltage (proportional to this current) is summed with the ramp coming from the ramp generator and then fed into the input of the PWM comparator. When this voltage exceeds the voltage on the other input (coming from the Gm amplifier), the latch resets and turns the FET off. Since the signal coming from the Gm amplifier is derived from the feedback (which samples the voltage at the output), the action of the PWM comparator constantly sets the correct peak current through the FET to keep the output voltage in regulation.

Q1 and Q2 along with R3 - R6 form a bandgap voltage reference used by the IC to hold the output in regulation. The currents flowing through Q1 and Q2 will be equal, and the feedback loop will adjust the regulated output to maintain this. Because of this, the regulated output is always maintained at a voltage level equal to the voltage at the FB node "multiplied up" by the ratio of the output resistive divider.

The current limit comparator feeds directly into the flip-flop that drives the switch FET. If the FET current reaches the limit threshold, the FET is turned off and the cycle terminated until the next clock pulse. The current limit input terminates the pulse regardless of the status of the output of the PWM comparator.

Application Hints

SELECTING THE EXTERNAL CAPACITORS

The best capacitors for use with the LMR62014 are multi-layer ceramic capacitors. They have the lowest ESR (equivalent series resistance) and highest resonance frequency which makes them optimum for use with high frequency switching converters.

When selecting a ceramic capacitor, only X5R and X7R dielectric types should be used. Other types such as Z5U and Y5F have such severe loss of capacitance due to effects of temperature variation and applied voltage, they may provide as little as 20% of rated capacitance in many typical applications. Always consult capacitor manufacturer's data curves before selecting a capacitor.

SELECTING THE OUTPUT CAPACITOR

A single ceramic capacitor of value 4.7 μF to 10 μF will provide sufficient output capacitance for most applications. If larger amounts of capacitance are desired for improved line support and transient response, tantalum capacitors can be used. Aluminum electrolytics with ultra low ESR such as Sanyo Oscon can be used, but are usually prohibitively expensive. Typical Al electrolytic capacitors are not suitable for switching frequencies above 500 kHz due to significant ringing and temperature rise due to self-heating from ripple current. An output capacitor with excessive ESR can also reduce phase margin and cause instability.

In general, if electrolytics are used, it is recommended that they be paralleled with ceramic capacitors to reduce ringing, switching losses, and output voltage ripple.

SELECTING THE INPUT CAPACITOR

An input capacitor is required to serve as an energy reservoir for the current which must flow into the coil each time the switch turns ON. This capacitor must have extremely low ESR, so ceramic is the best choice. We recommend a nominal value of 2.2 μF, but larger values can be used. Since this capacitor reduces the amount of voltage ripple seen at the input pin, it also reduces the amount of EMI passed back along that line to other circuitry.

FEED-FORWARD COMPENSATION

Although internally compensated, the feed-forward capacitor C_f is required for stability (see [Basic Application Circuit](#)). Adding this capacitor puts a zero in the loop response of the converter. The recommended frequency for the zero f_z should be approximately 6 kHz. C_f can be calculated using the formula:

$$C_f = 1 / (2 \times \pi \times R_1 \times f_z) \quad (1)$$

SELECTING DIODES

The external diode used in the typical application should be a Schottky diode. The diode must be rated to handle the maximum output voltage and load current. A 20V diode such as the MBR0520 is recommended.

The MBR05XX series of diodes are designed to handle a maximum average current of 0.5A. For applications exceeding 0.5A average, a Toshiba CRS08 can be used.

LAYOUT HINTS

High frequency switching regulators require very careful layout of components in order to get stable operation and low noise. All components must be as close as possible to the LMR62014 device. It is recommended that a 4-layer PCB be used so that internal ground planes are available.

As an example, a recommended layout of components is shown:

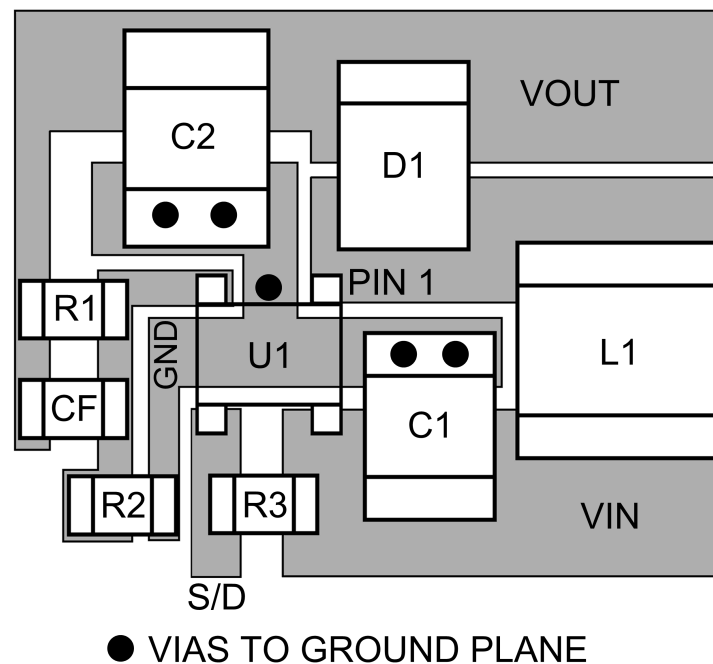


Figure 18. Recommended PCB Component Layout

Some additional guidelines to be observed:

1. Keep the path between L1, D1, and C2 extremely short. Parasitic trace inductance in series with D1 and C2 will increase noise and ringing.
2. The feedback components R1, R2 and CF must be kept close to the FB pin of U1 to prevent noise injection on the FB pin trace.
3. If internal ground planes are available (recommended) use vias to connect directly to ground at pin 2 of U1, as well as the negative sides of capacitors C1 and C2.

SETTING THE OUTPUT VOLTAGE

The output voltage is set using the external resistors R1 and R2 (see [Basic Application Circuit](#)). A value of approximately 13.3 kΩ is recommended for R2 to establish a divider current of approximately 92 μA. R1 is calculated using the formula:

$$R1 = R2 \times (V_{OUT}/1.23 - 1) \quad (2)$$

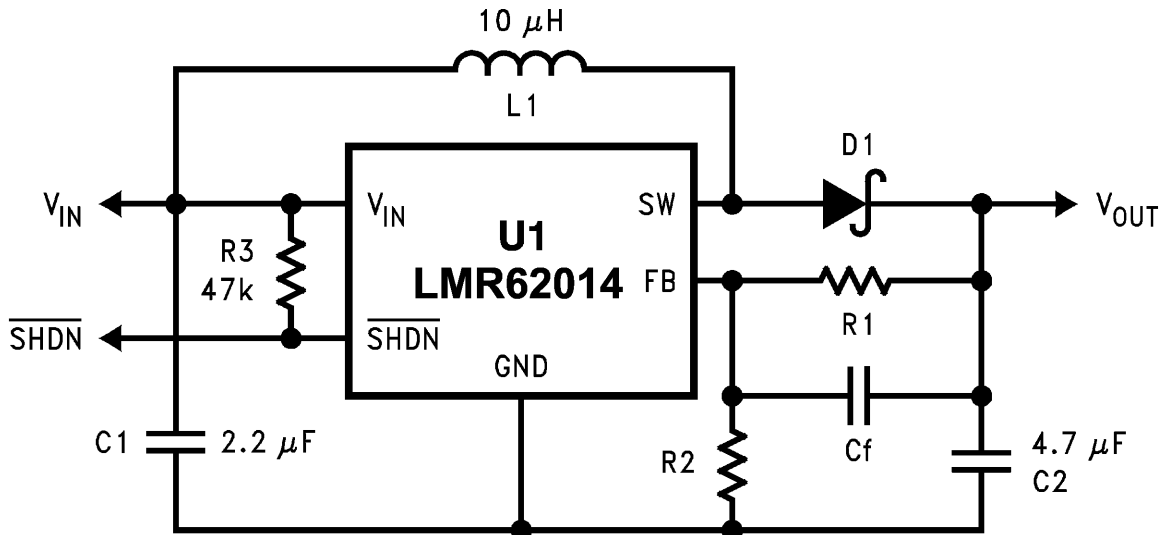


Figure 19. Basic Application Circuit

DUTY CYCLE

The maximum duty cycle of the switching regulator determines the maximum boost ratio of output-to-input voltage that the converter can attain in continuous mode of operation. The duty cycle for a given boost application is defined as:

$$\text{Duty Cycle} = \frac{V_{OUT} + V_{DIODE} - V_{IN}}{V_{OUT} + V_{DIODE} - V_{SW}} \quad (3)$$

This applies for continuous mode operation.

INDUCTANCE VALUE

The first question we are usually asked is: “How small can I make the inductor?” (because they are the largest sized component and usually the most costly). The answer is not simple and involves trade-offs in performance. Larger inductors mean less inductor ripple current, which typically means less output voltage ripple (for a given size of output capacitor). Larger inductors also mean more load power can be delivered because the energy stored during each switching cycle is:

$$E = L/2 \times (I_p)^2$$

where

- “Ip” is the peak inductor current. (4)

An important point to observe is that the LMR62014 will limit its switch current based on peak current. This means that since Ip(max) is fixed, increasing L will increase the maximum amount of power available to the load. Conversely, using too little inductance may limit the amount of load current which can be drawn from the output.

Best performance is usually obtained when the converter is operated in “continuous” mode at the load current range of interest, typically giving better load regulation and less output ripple. Continuous operation is defined as not allowing the inductor current to drop to zero during the cycle. It should be noted that all boost converters shift over to discontinuous operation as the output load is reduced far enough, but a larger inductor stays “continuous” over a wider load current range.

To better understand these trade-offs, a typical application circuit (5V to 12V boost with a 10 μH inductor) will be analyzed. We will assume:

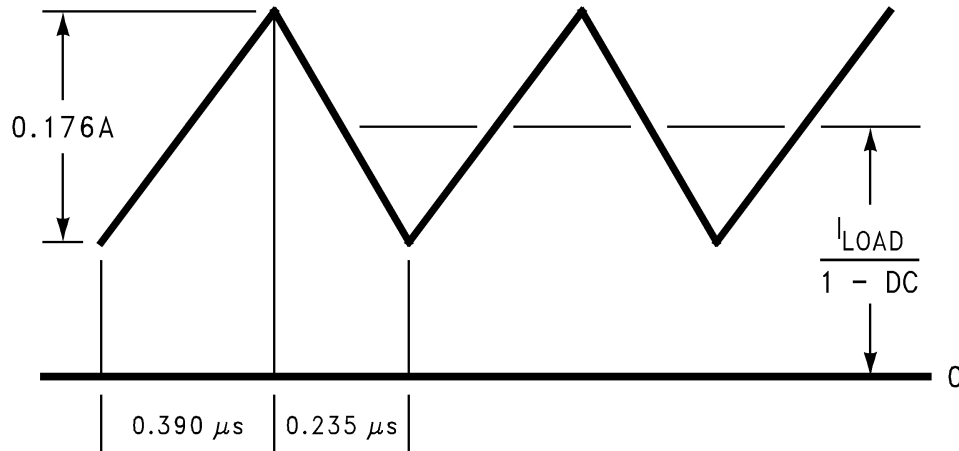
$$V_{\text{IN}} = 5\text{V}, V_{\text{OUT}} = 12\text{V}, V_{\text{DIODE}} = 0.5\text{V}, V_{\text{SW}} = 0.5\text{V} \quad (5)$$

Since the frequency is 1.6 MHz (nominal), the period is approximately 0.625 μs . The duty cycle will be 62.5%, which means the ON time of the switch is 0.390 μs . It should be noted that when the switch is ON, the voltage across the inductor is approximately 4.5V.

Using the equation:

$$V = L (di/dt) \quad (6)$$

We can then calculate the di/dt rate of the inductor which is found to be 0.45 A/ μs during the ON time. Using these facts, we can then show what the inductor current will look like during operation:



**Figure 20. 10 μH Inductor Current,
5V–12V Boost (LMR62014X)**

During the 0.390 μs ON time, the inductor current ramps up 0.176A and ramps down an equal amount during the OFF time. This is defined as the inductor “ripple current”. It can also be seen that if the load current drops to about 33 mA, the inductor current will begin touching the zero axis which means it will be in discontinuous mode. A similar analysis can be performed on any boost converter, to make sure the ripple current is reasonable and continuous operation will be maintained at the typical load current values.

MAXIMUM SWITCH CURRENT

The maximum FET switch current available before the current limiter cuts in is dependent on duty cycle of the application. This is illustrated in the graphs below which show typical values of switch current as a function of effective (actual) duty cycle:

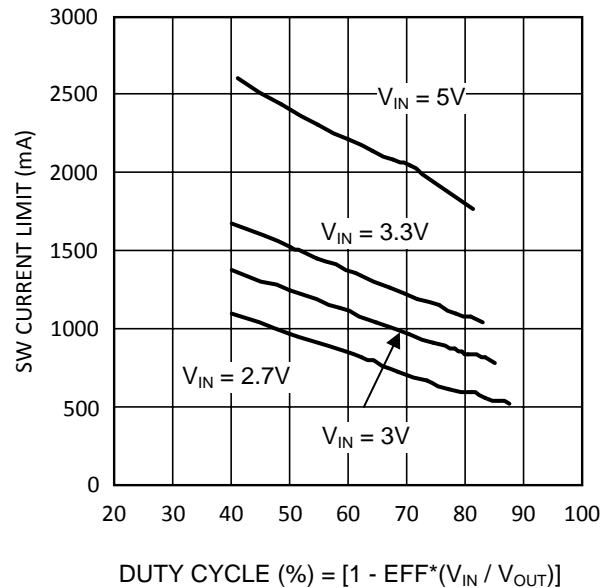


Figure 21. Switch Current Limit vs Duty Cycle

CALCULATING LOAD CURRENT

As shown in Figure 20 which depicts inductor current, the load current is related to the average inductor current by the relation:

$$I_{LOAD} = I_{IND(AVG)} \times (1 - DC)$$

where

- "DC" is the duty cycle of the application. (7)

The switch current can be found by:

$$I_{SW} = I_{IND(AVG)} + \frac{1}{2} (I_{RIPPLE})$$
 (8)

Inductor ripple current is dependent on inductance, duty cycle, input voltage and frequency:

$$I_{RIPPLE} = DC \times (V_{IN} - V_{SW}) / (f \times L)$$
 (9)

combining all terms, we can develop an expression which allows the maximum available load current to be calculated:

$$I_{LOAD(max)} = (1 - DC) \times \frac{I_{SW(max)} - DC (V_{IN} - V_{SW})}{2fL}$$
 (10)

The equation shown to calculate maximum load current takes into account the losses in the inductor or turn-OFF switching losses of the FET and diode. For actual load current in typical applications, we took bench data for various input and output voltages that displayed the maximum load current available for a typical device in graph form:

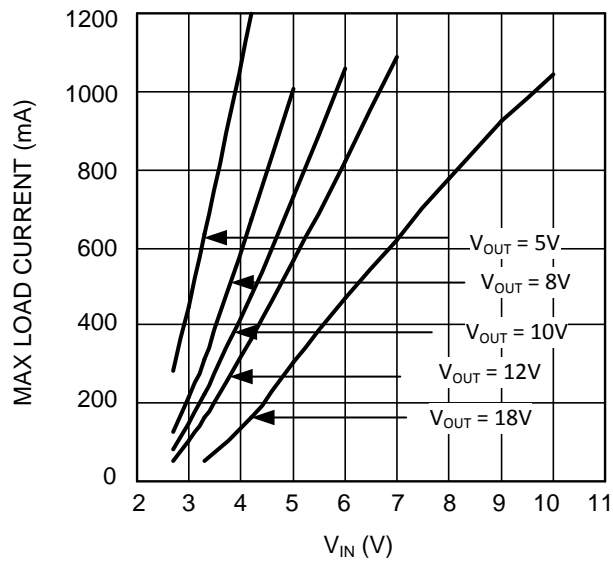


Figure 22. Max. Load Current (typ) vs V_{IN}

DESIGN PARAMETERS V_{SW} AND I_{SW}

The value of the FET "ON" voltage (referred to as V_{SW} in the equations) is dependent on load current. A good approximation can be obtained by multiplying the "ON Resistance" of the FET times the average inductor current.

FET on resistance increases at V_{IN} values below 5V, since the internal N-FET has less gate voltage in this input voltage range (see [Typical Performance Characteristics](#) curves). Above V_{IN} = 5V, the FET gate voltage is internally clamped to 5V.

The maximum peak switch current the device can deliver is dependent on duty cycle. For higher duty cycles, see [Typical Performance Characteristics](#) curves.

THERMAL CONSIDERATIONS

At higher duty cycles, the increased ON time of the FET means the maximum output current will be determined by power dissipation within the LMR62014 FET switch. The switch power dissipation from ON-state conduction is calculated by:

$$P_{(SW)} = DC \times I_{IND(AVE)}^2 \times R_{DS(ON)} \quad (11)$$

There will be some switching losses as well, so some derating needs to be applied when calculating IC power dissipation.

INDUCTOR SUPPLIERS

Recommended suppliers of inductors for this product include, but are not limited to Sumida, Coilcraft, Panasonic, TDK and Murata. When selecting an inductor, make certain that the continuous current rating is high enough to avoid saturation at peak currents. A suitable core type must be used to minimize core (switching) losses, and wire power losses must be considered when selecting the current rating.

SHUTDOWN PIN OPERATION

The device is turned off by pulling the shutdown pin low. If this function is not going to be used, the pin should be tied directly to V_{IN}. If the SHDN function will be needed, a pull-up resistor must be used to V_{IN} (approximately 50k-100kΩ recommended). The SHDN pin must not be left unterminated.

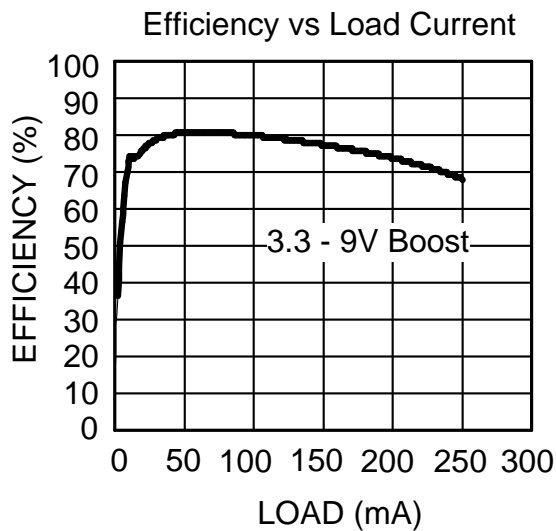
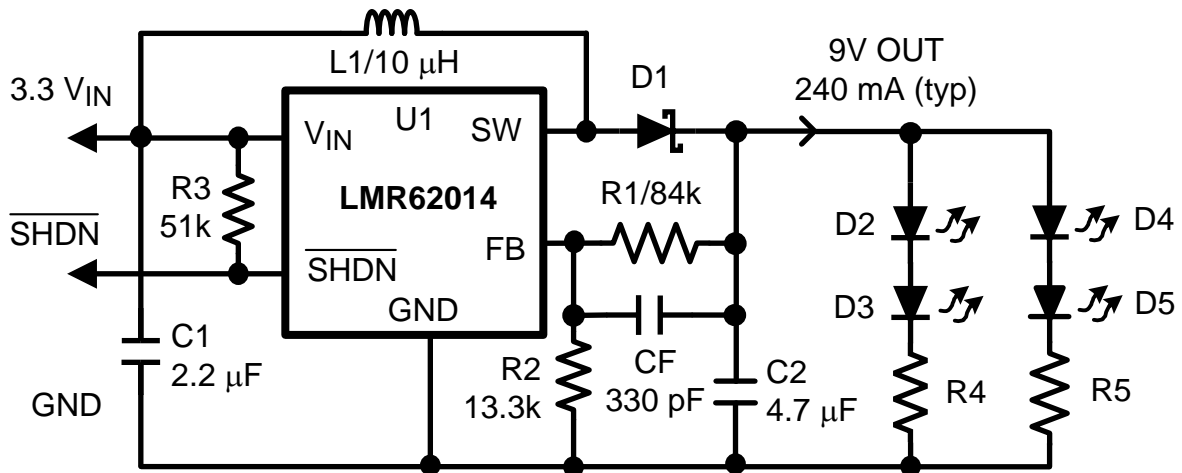


Figure 23. Flash LED Application

REVISION HISTORY

Changes from Revision A (April 2013) to Revision B	Page
• Changed layout of National Data Sheet to TI format	15

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status (1)	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan (2)	Lead/Ball Finish (6)	MSL Peak Temp (3)	Op Temp (°C)	Device Marking (4/5)	Samples
LMR62014XMF/NOPB	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	SH1B	Samples
LMR62014XMFE/NOPB	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	SH1B	Samples
LMR62014XMF/NOPB	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	SH1B	Samples

(1) The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBsolete: TI has discontinued the production of the device.

(2) **RoHS:** TI defines "RoHS" to mean semiconductor products that are compliant with the current EU RoHS requirements for all 10 RoHS substances, including the requirement that RoHS substance do not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, "RoHS" products are suitable for use in specified lead-free processes. TI may reference these types of products as "Pb-Free".

RoHS Exempt: TI defines "RoHS Exempt" to mean products that contain lead but are compliant with EU RoHS pursuant to a specific EU RoHS exemption.

Green: TI defines "Green" to mean the content of Chlorine (Cl) and Bromine (Br) based flame retardants meet JS709B low halogen requirements of <=1000ppm threshold. Antimony trioxide based flame retardants must also meet the <=1000ppm threshold requirement.

(3) MSL, Peak Temp. - The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

(4) There may be additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category on the device.

(5) Multiple Device Markings will be inside parentheses. Only one Device Marking contained in parentheses and separated by a "-" will appear on a device. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire Device Marking for that device.

(6) Lead/Ball Finish - Orderable Devices may have multiple material finish options. Finish options are separated by a vertical ruled line. Lead/Ball Finish values may wrap to two lines if the finish value exceeds the maximum column width.

Important Information and Disclaimer:The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

TAPE AND REEL INFORMATION

QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE


*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
LMR62014XMF/NOPB	SOT-23	DBV	5	1000	178.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
LMR62014XMFE/NOPB	SOT-23	DBV	5	250	178.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
LMR62014XMF/NOPB	SOT-23	DBV	5	3000	178.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS


*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
LMR62014XMF/NOPB	SOT-23	DBV	5	1000	210.0	185.0	35.0
LMR62014XMFE/NOPB	SOT-23	DBV	5	250	210.0	185.0	35.0
LMR62014XMF/NOPB	SOT-23	DBV	5	3000	210.0	185.0	35.0

EXAMPLE BOARD LAYOUT

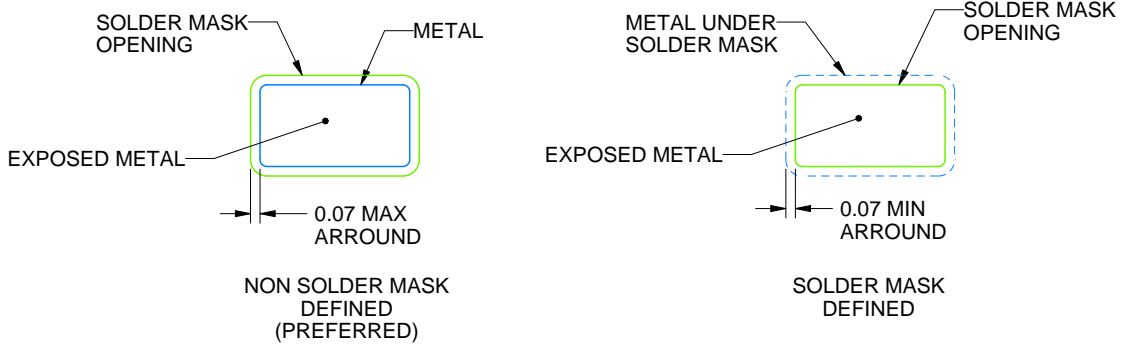
DBV0005A

SOT-23 - 1.45 mm max height

SMALL OUTLINE TRANSISTOR



LAND PATTERN EXAMPLE
EXPOSED METAL SHOWN
SCALE:15X



SOLDER MASK DETAILS

4214839/E 09/2019

NOTES: (continued)

- 5. Publication IPC-7351 may have alternate designs.
- 6. Solder mask tolerances between and around signal pads can vary based on board fabrication site.

EXAMPLE STENCIL DESIGN

DBV0005A

SOT-23 - 1.45 mm max height

SMALL OUTLINE TRANSISTOR



SOLDER PASTE EXAMPLE
BASED ON 0.125 mm THICK STENCIL
SCALE:15X

4214839/E 09/2019

NOTES: (continued)

7. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and rounded corners may offer better paste release. IPC-7525 may have alternate design recommendations.
8. Board assembly site may have different recommendations for stencil design.

IMPORTANT NOTICE AND DISCLAIMER

TI PROVIDES TECHNICAL AND RELIABILITY DATA (INCLUDING DATASHEETS), DESIGN RESOURCES (INCLUDING REFERENCE DESIGNS), APPLICATION OR OTHER DESIGN ADVICE, WEB TOOLS, SAFETY INFORMATION, AND OTHER RESOURCES "AS IS" AND WITH ALL FAULTS, AND DISCLAIMS ALL WARRANTIES, EXPRESS AND IMPLIED, INCLUDING WITHOUT LIMITATION ANY IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE OR NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS.

These resources are intended for skilled developers designing with TI products. You are solely responsible for (1) selecting the appropriate TI products for your application, (2) designing, validating and testing your application, and (3) ensuring your application meets applicable standards, and any other safety, security, or other requirements. These resources are subject to change without notice. TI grants you permission to use these resources only for development of an application that uses the TI products described in the resource. Other reproduction and display of these resources is prohibited. No license is granted to any other TI intellectual property right or to any third party intellectual property right. TI disclaims responsibility for, and you will fully indemnify TI and its representatives against, any claims, damages, costs, losses, and liabilities arising out of your use of these resources.

TI's products are provided subject to TI's Terms of Sale (www.ti.com/legal/termsofsale.html) or other applicable terms available either on ti.com or provided in conjunction with such TI products. TI's provision of these resources does not expand or otherwise alter TI's applicable warranties or warranty disclaimers for TI products.

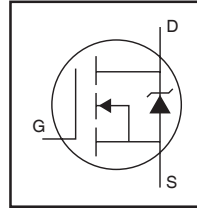
Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2020, Texas Instruments Incorporated

IRFP4568PbF

HEXFET® Power MOSFET

Applications

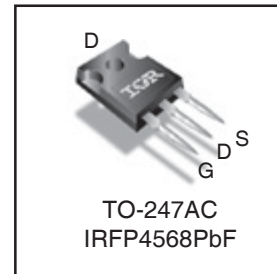
- High Efficiency Synchronous Rectification in SMPS
- Uninterruptible Power Supply
- High Speed Power Switching
- Hard Switched and High Frequency Circuits



V_{DSS}	150V
$R_{DS(on)}$ typ.	4.8mΩ
	max.
I_D (Silicon Limited)	171

Benefits

- Improved Gate, Avalanche and Dynamic dV/dt Ruggedness
- Fully Characterized Capacitance and Avalanche SOA
- Enhanced body diode dV/dt and dI/dt Capability
- Lead-Free



G	D	S
Gate	Drain	Source

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$ (Silicon Limited)	171	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$ (Silicon Limited)	121	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	684	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Maximum Power Dissipation	517	W
	Linear Derating Factor	3.45	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 30	V
dv/dt	Peak Diode Recovery ③	18.5	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds (1.6mm from case)		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10lb·in (1.1N·m)	

Avalanche Characteristics

E_{AS} (Thermally limited)	Single Pulse Avalanche Energy ②	763	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	See Fig. 14, 15, 22a, 22b,	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ④		mJ

Thermal Resistance

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case ⑤	—	0.29	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient ⑦ ⑧	—	40	

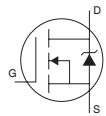
Static @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
V _{(BR)DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	150	—	—	V	V _{GS} = 0V, I _D = 250μA
ΔV _{(BR)DSS} /ΔT _J	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.17	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D = 5mA ^①
R _{DS(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	4.8	5.9	mΩ	V _{GS} = 10V, I _D = 103A ^④
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	3.0	—	5.0	V	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250μA
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	20	μA	V _{DS} = 150V, V _{GS} = 0V
		—	—	250		V _{DS} = 150V, V _{GS} = 0V, T _J = 125°C
I _{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V _{GS} = 20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V _{GS} = -20V
R _G	Internal Gate Resistance	—	1.0	—	Ω	

Dynamic @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
gfs	Forward Transconductance	162	—	—	S	V _{DS} = 50V, I _D = 103A
Q _g	Total Gate Charge	—	151	227	nC	I _D = 103A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	52	—		V _{DS} = 75V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	55	—		V _{GS} = 10V ^④
Q _{sync}	Total Gate Charge Sync. (Q _g - Q _{gd})	—	96	—		I _D = 103A, V _{DS} = 0V, V _{GS} = 10V ^④
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	—	27	—	ns	V _{DD} = 98V
t _r	Rise Time	—	119	—		I _D = 103A
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	47	—		R _G = 1.0Ω
t _f	Fall Time	—	84	—		V _{GS} = 10V ^④
C _{iss}	Input Capacitance	—	10470	—	pF	V _{GS} = 0V
C _{oss}	Output Capacitance	—	977	—		V _{DS} = 50V
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	203	—		f = 1.0MHz, (See Fig 5)
C _{oss} eff. (ER)	Effective Output Capacitance (Energy Related) ^⑥	—	897	—		V _{GS} = 0V, V _{DS} = 0V to 120V ^⑥ (See Fig.11)
C _{oss} eff. (TR)	Effective Output Capacitance (Time Related) ^⑤	—	1272	—		V _{GS} = 0V, V _{DS} = 0V to 120V ^⑤

Diode Characteristics

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I _S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	171	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I _{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ^①	—	—	684	A	
V _{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	T _J = 25°C, I _S = 103A, V _{GS} = 0V ^④
t _{rr}	Reverse Recovery Time	—	110	—	ns	T _J = 25°C V _R = 100V,
		—	133	—		T _J = 125°C I _F = 103A
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	—	515	—	nC	T _J = 25°C di/dt = 100A/μs ^④
		—	758	—		T _J = 125°C
I _{RRM}	Reverse Recovery Current	—	8.8	—	A	T _J = 25°C
t _{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by LS+LD)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature.
- ② Limited by T_{Jmax}, starting T_J = 25°C, L = 0.144mH
R_G = 25Ω, I_{AS} = 103A, V_{GS} = 10V. Part not recommended for use above this value.
- ③ I_{SD} ≤ 103A, di/dt ≤ 360A/μs, V_{DD} ≤ V_{(BR)DSS}, T_J ≤ 175°C.

- ④ Pulse width ≤ 400μs; duty cycle ≤ 2%.
- ⑤ C_{oss} eff. (TR) is a fixed capacitance that gives the same charging time as C_{oss} while V_{DS} is rising from 0 to 80% V_{DSS}.
- ⑥ C_{oss} eff. (ER) is a fixed capacitance that gives the same energy as C_{oss} while V_{DS} is rising from 0 to 80% V_{DSS}.
- ⑦ When mounted on 1" square PCB (FR-4 or G-10 Material). For recommended footprint and soldering techniques refer to application note #AN-994.
- ⑧ R_θ is measured at T_J approximately 90°C.

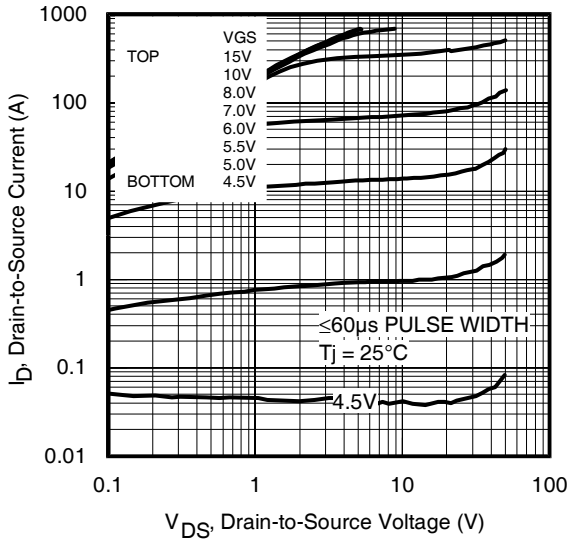


Fig 1. Typical Output Characteristics

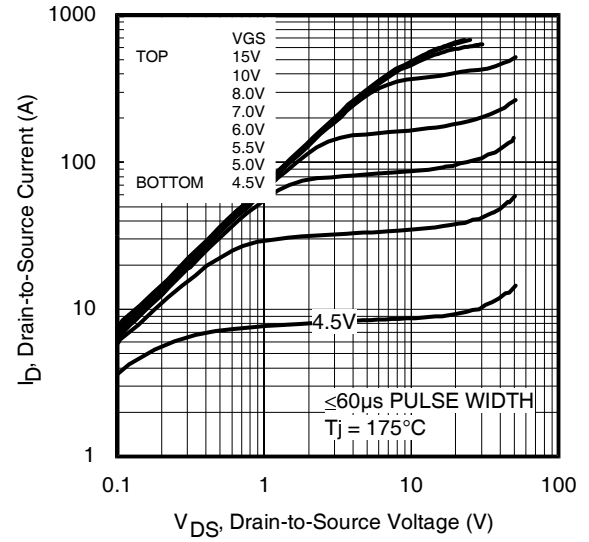


Fig 2. Typical Output Characteristics

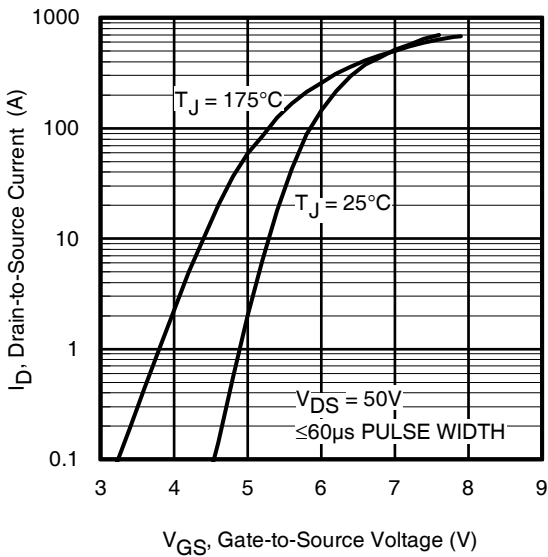


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

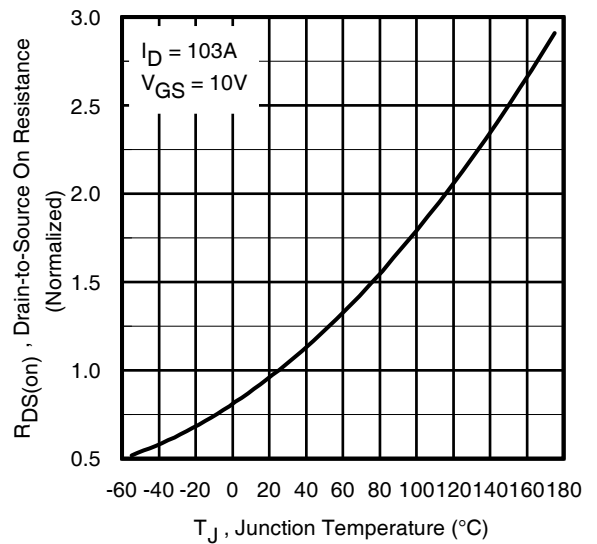


Fig 4. Normalized On-Resistance vs. Temperature

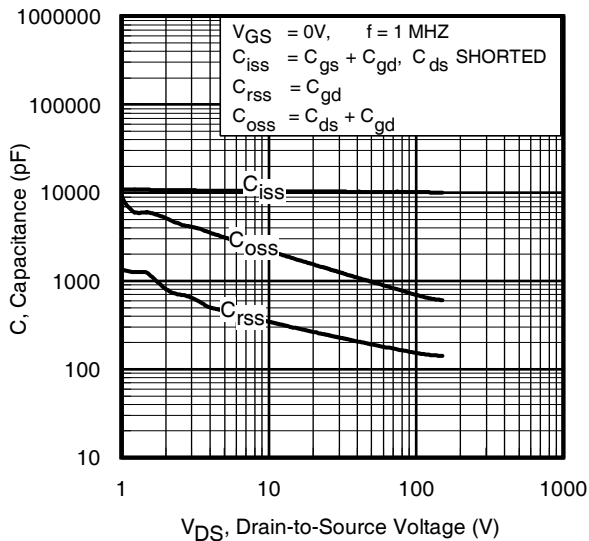


Fig 5. Typical Capacitance vs. Drain-to-Source Voltage

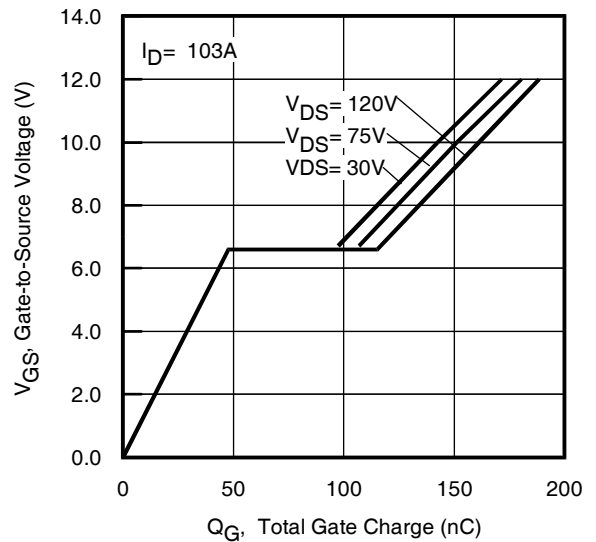


Fig 6. Typical Gate Charge vs. Gate-to-Source Voltage

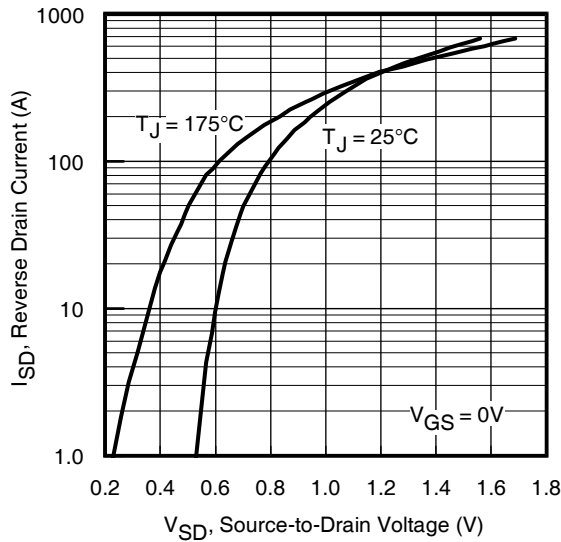


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

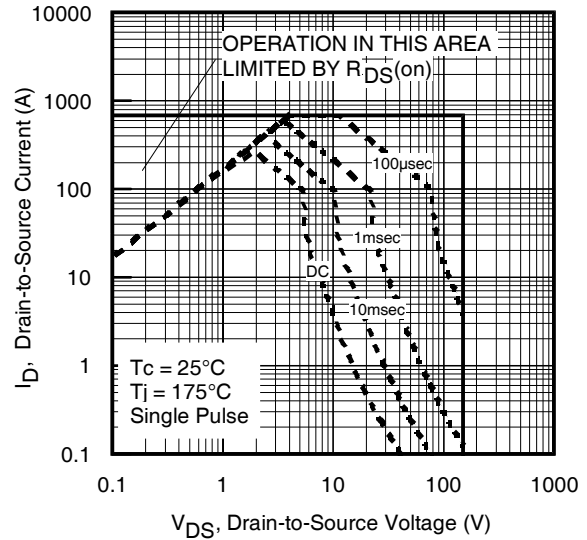


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

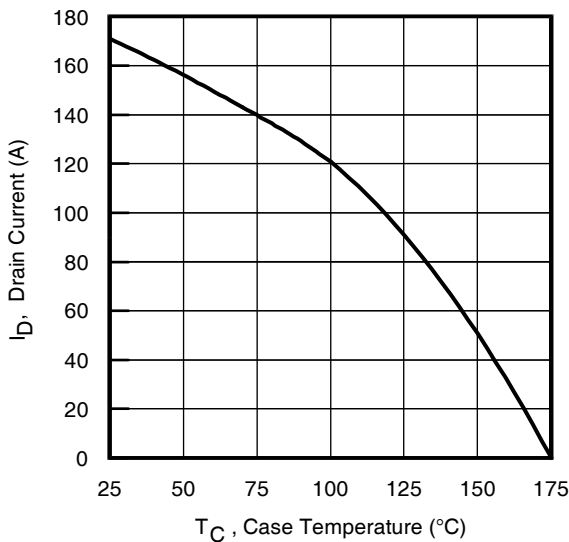


Fig 9. Maximum Drain Current vs. Case Temperature

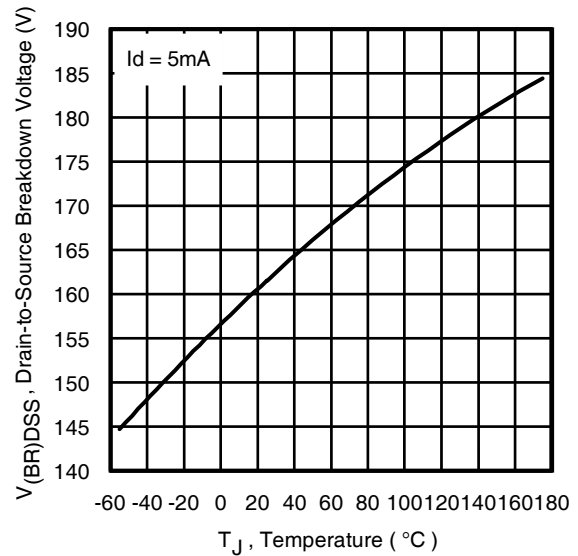


Fig 10. Drain-to-Source Breakdown Voltage

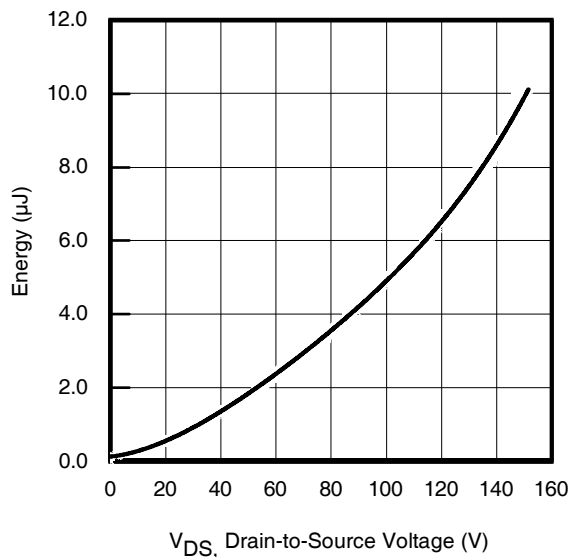


Fig 11. Typical C_{OSS} Stored Energy

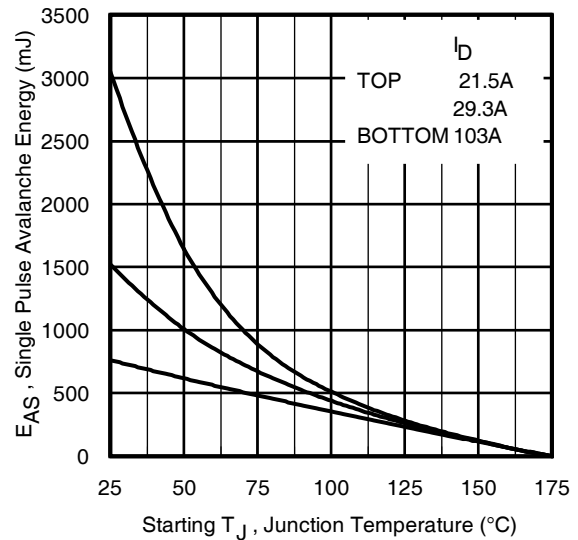


Fig 12. Maximum Avalanche Energy vs. Drain Current

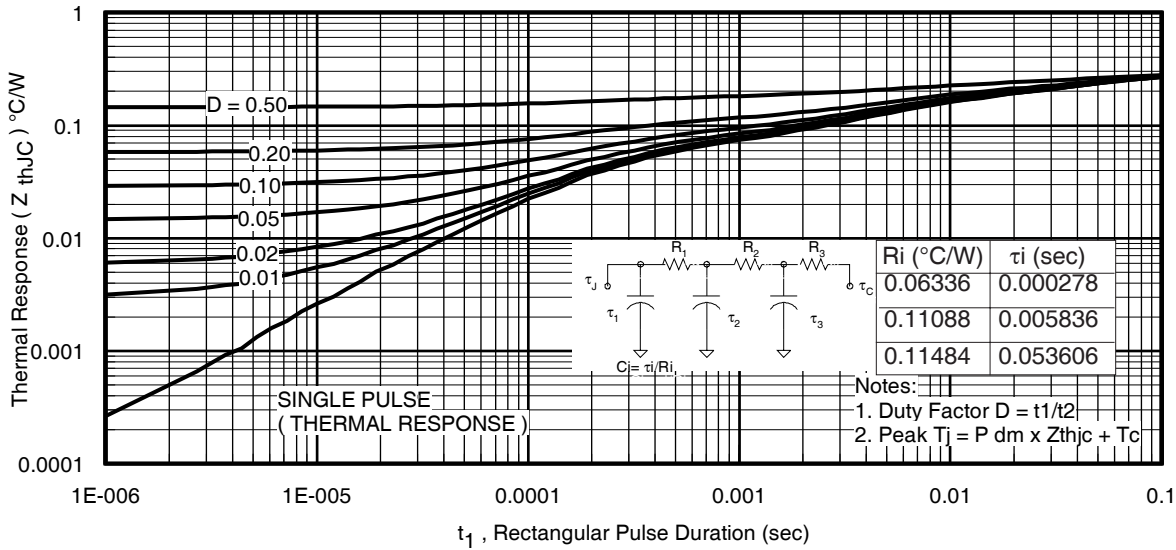


Fig 13. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

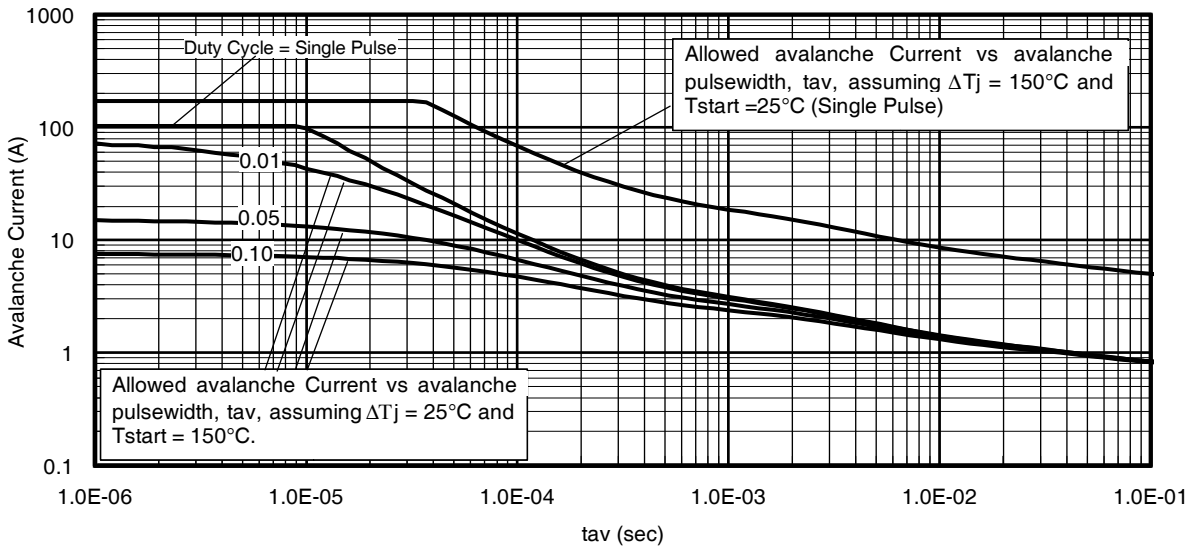


Fig 14. Typical Avalanche Current vs. Pulsewidth

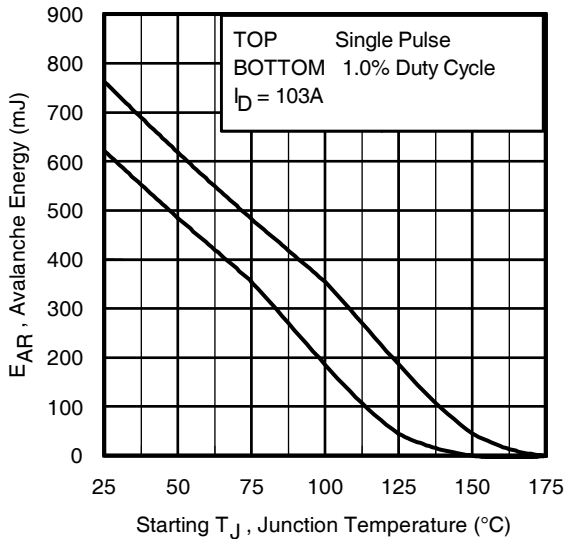


Fig 15. Maximum Avalanche Energy vs. Temperature

Notes on Repetitive Avalanche Curves , Figures 14, 15:
(For further info, see AN-1005 at www.irf.com)

1. Avalanche failures assumption:
Purely a thermal phenomenon and failure occurs at a temperature far in excess of T_{jmax} . This is validated for every part type.
2. Safe operation in Avalanche is allowed as long as T_{jmax} is not exceeded.
3. Equation below based on circuit and waveforms shown in Figures 16a, 16b.
4. $P_{D(ave)}$ = Average power dissipation per single avalanche pulse.
5. BV = Rated breakdown voltage (1.3 factor accounts for voltage increase during avalanche).
6. I_{av} = Allowable avalanche current.
7. ΔT = Allowable rise in junction temperature, not to exceed T_{jmax} (assumed as 25°C in Figure 14, 15).
 t_{av} = Average time in avalanche.
 D = Duty cycle in avalanche = $t_{av} \cdot f$
 $Z_{thjc}(D, t_{av})$ = Transient thermal resistance, see Figures 13)

$$P_{D(ave)} = 1/2 (1.3 \cdot BV \cdot I_{av}) = \Delta T / Z_{thjc}$$

$$I_{av} = 2 \Delta T / [1.3 \cdot BV \cdot Z_{th}]$$

$$E_{AS(AR)} = P_{D(ave)} \cdot t_{av}$$

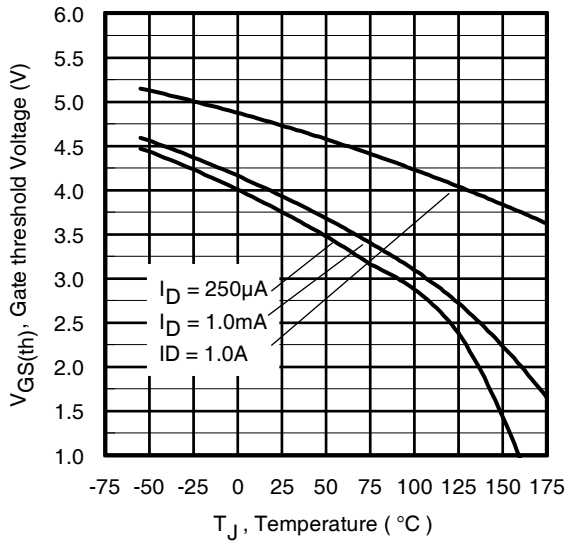


Fig 16. Threshold Voltage vs. Temperature

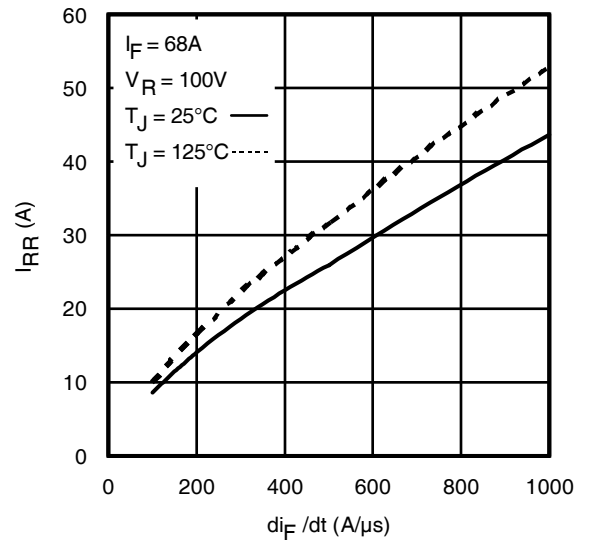


Fig. 17 - Typical Recovery Current vs. di_F/dt

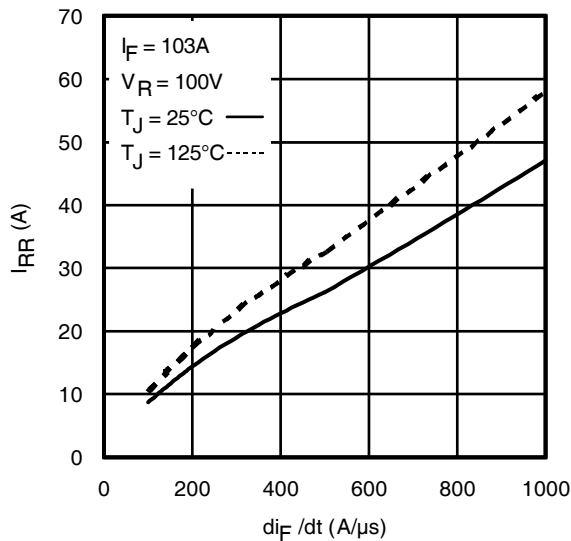


Fig. 18 - Typical Recovery Current vs. di_F/dt

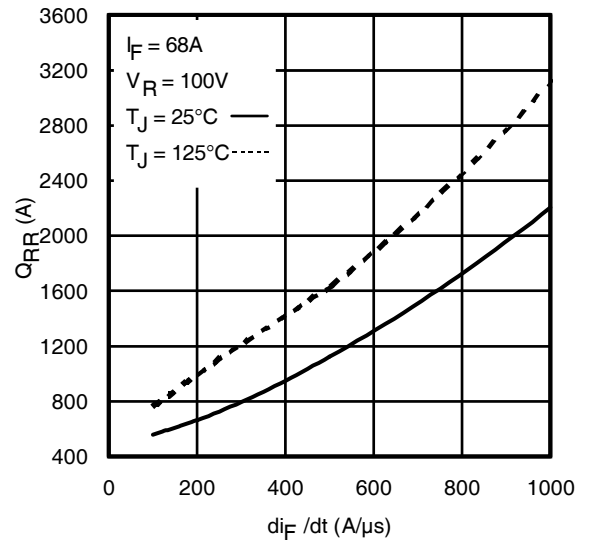


Fig. 19 - Typical Stored Charge vs. di_F/dt

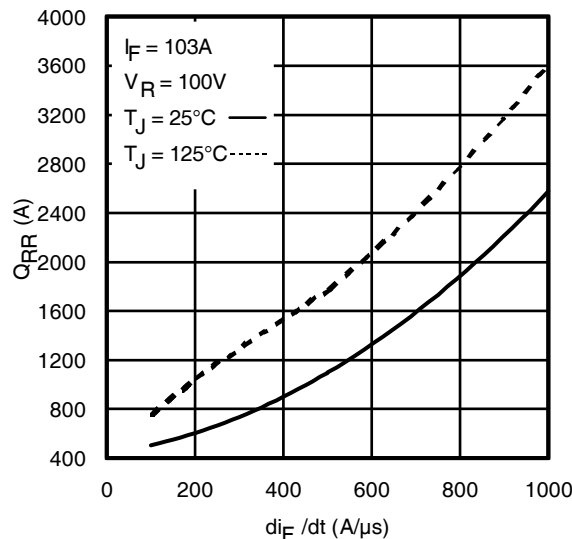


Fig. 20 - Typical Stored Charge vs. di_F/dt



Fig 21. Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit for N-Channel HEXFET® Power MOSFETs



* $V_{GS} = 5V$ for Logic Level Devices



Fig 22a. Unclamped Inductive Test Circuit



Fig 22b. Unclamped Inductive Waveforms

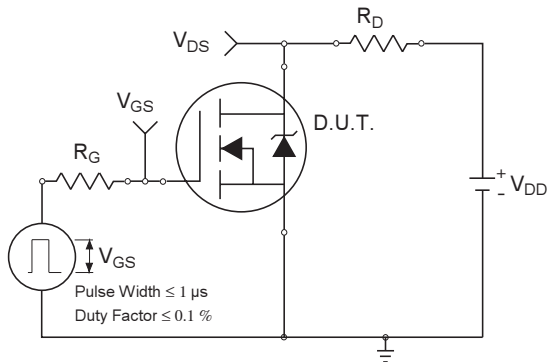


Fig 23a. Switching Time Test Circuit



Fig 23b. Switching Time Waveforms

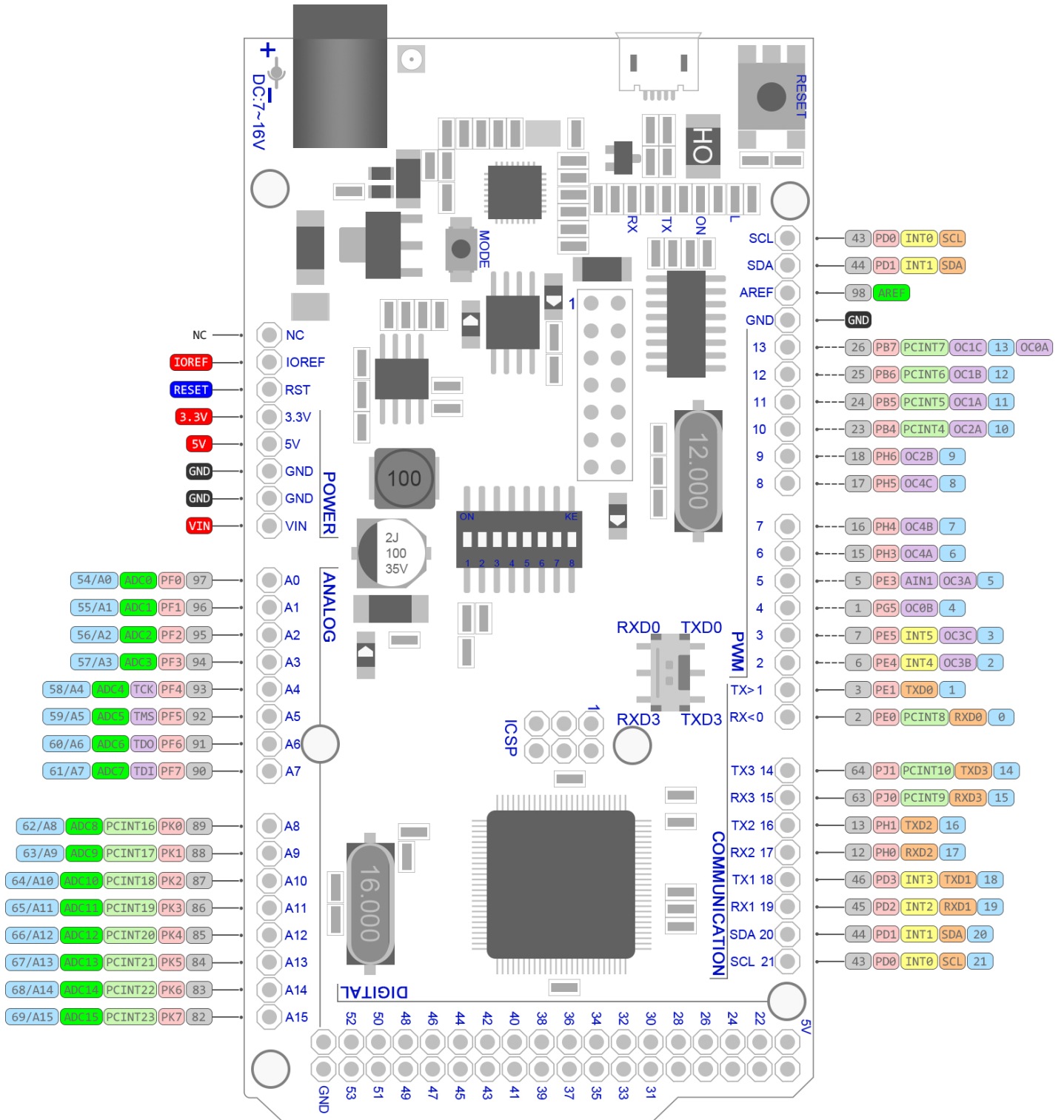


Fig 24a. Gate Charge Test Circuit

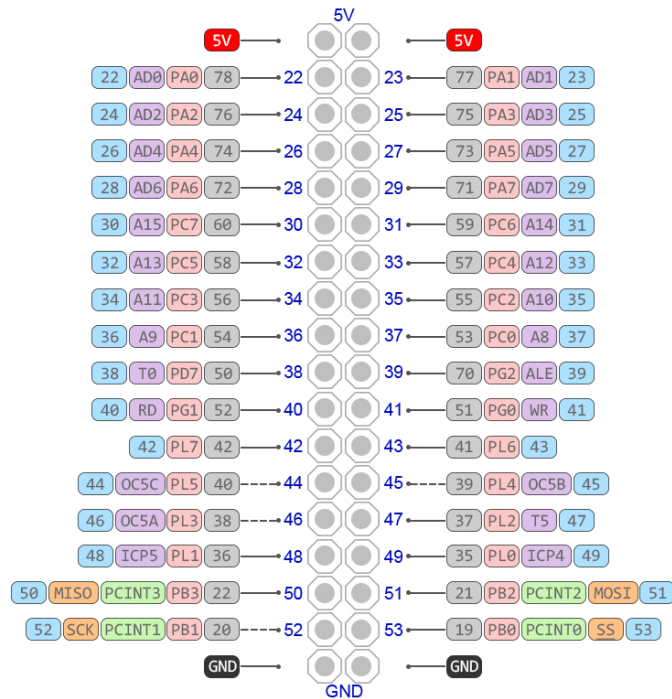
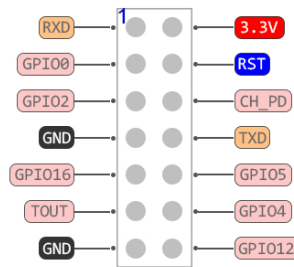
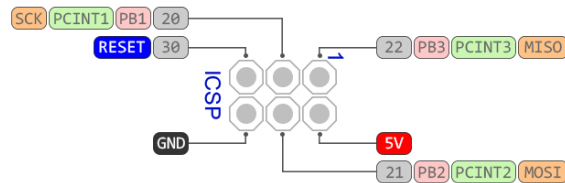


Fig 24b. Gate Charge Waveform

MEGA+WiFi R3 ATmega2560+ESP8266,
flash 32MB, USB-TTL CH340G, Micro-USB

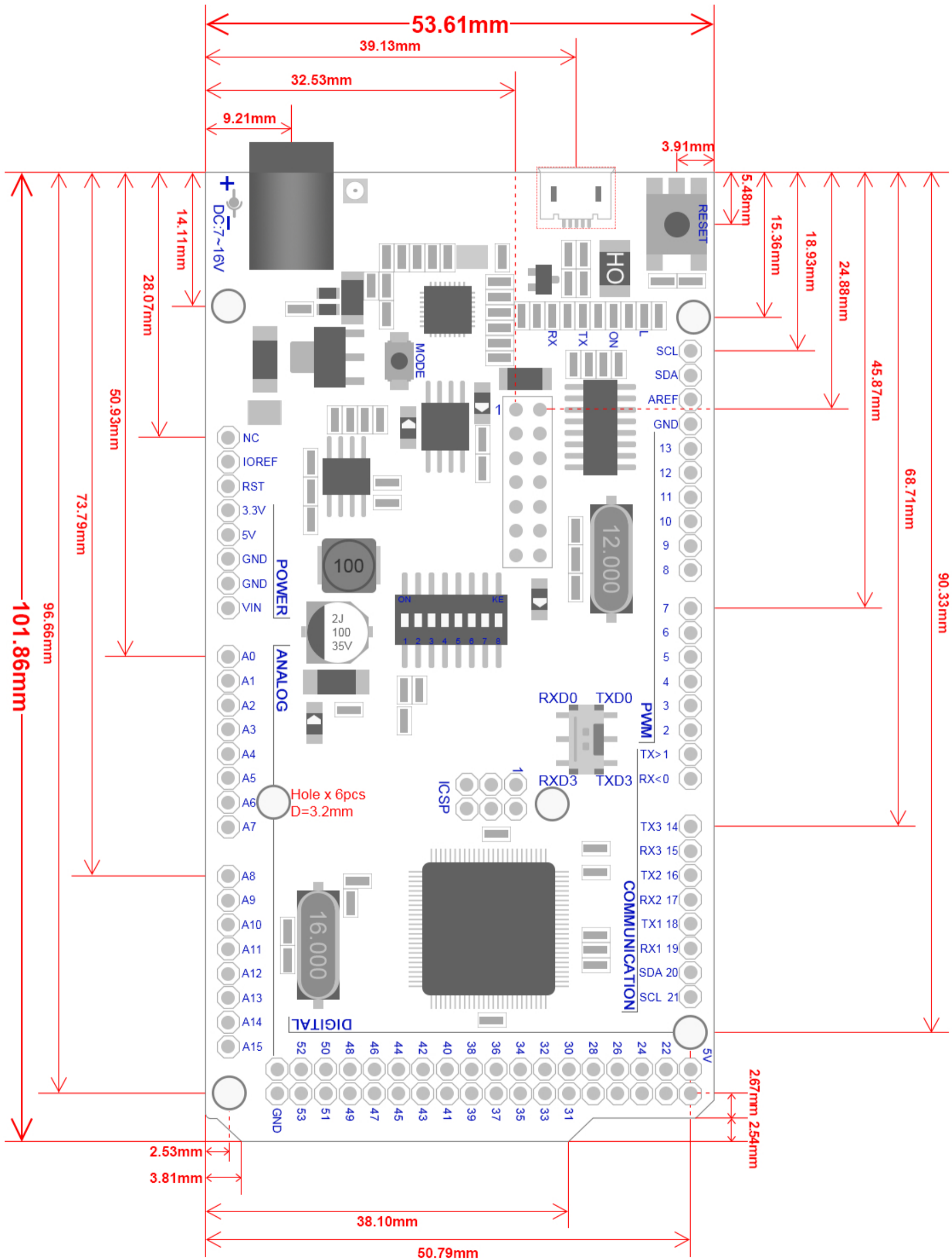


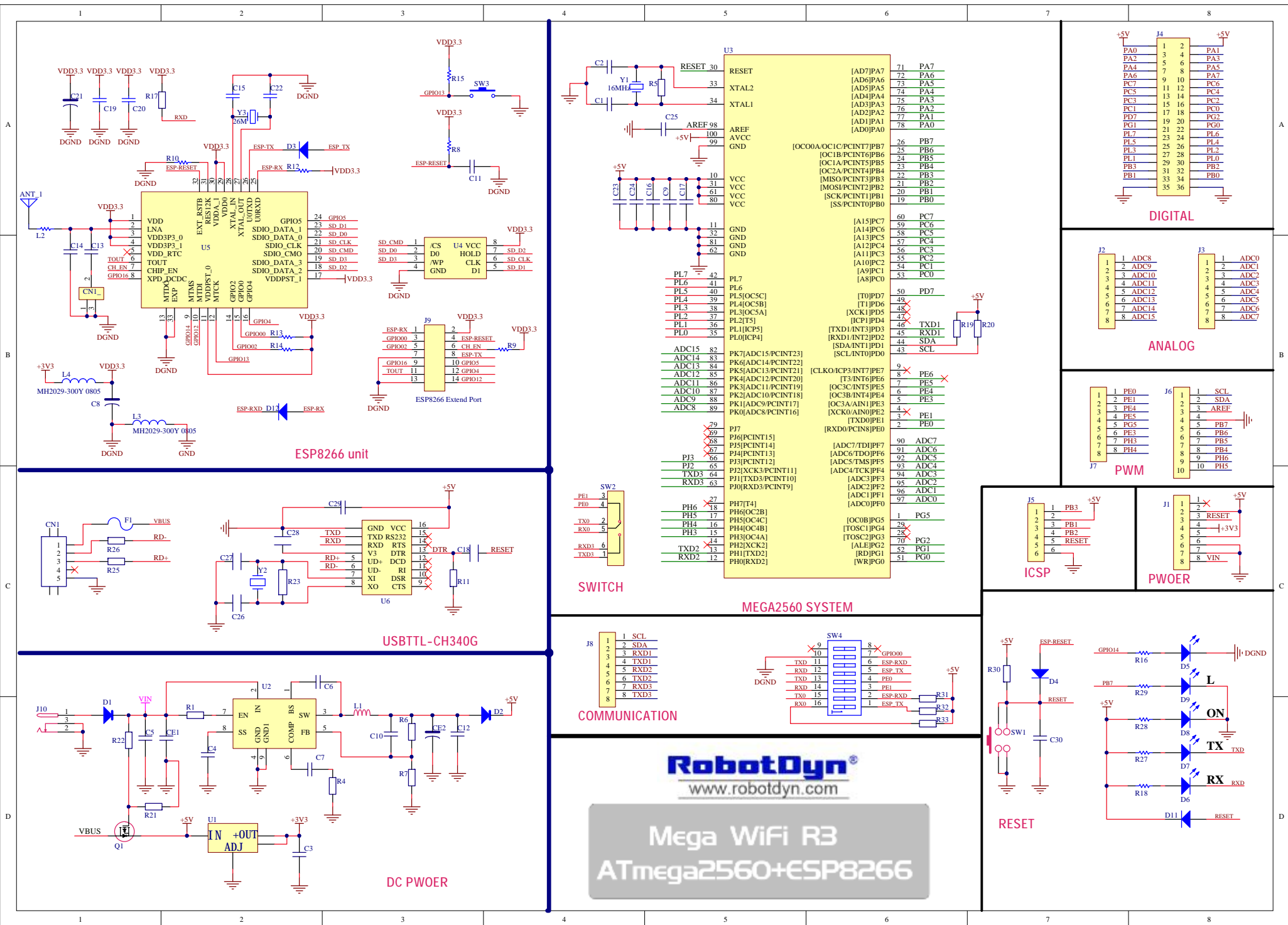
MEGA+WiFi R3 ATmega2560+ESP8266,
flash 32MB, USB-TTL CH340G, Micro-USB



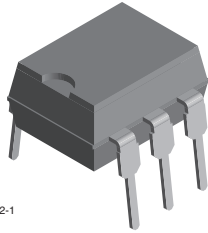
- PWM-Wire
- Power
- Control
- GND
- Analog Pin
- Physical Pin
- Port Pin
- Serial Pin
- Interrupt Pin
- Pin function
- INT
- Arduino

MEGA+WiFi R3 ATmega2560+ESP8266,
flash 32MB, USB-TTL CH340G, Micro-USB

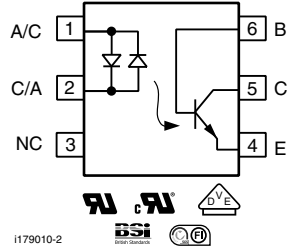




Optocoupler, Phototransistor Output, AC Input, with Base Connection



21842-1



1179010-2



FEATURES

- AC or polarity insensitive input
- Built-in reverse polarity input protection
- I/O compatible with integrated circuits
- Industry standard DIP package
- Isolation test voltage: 5300 V_{RMS}
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC and in accordance to WEEE 2002/96/EC



RoHS
COMPLIANT

APPLICATIONS

- Telephone line detection
- AC line motor
- PLC
- Instrumentation

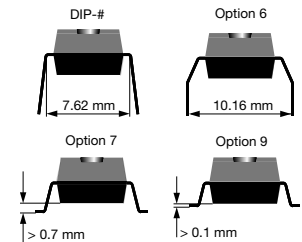
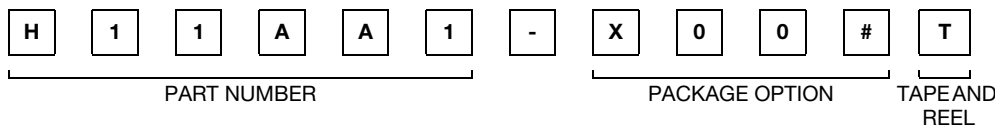
AGENCY APPROVALS

- UL1577, file no. E52744 system code H, double protection
- CSA 93751
- BSI IEC 60950; IEC 60065
- DIN EN 60747-5-2 (VDE0884)/DIN EN 60747-5-5 (pending), available with option 1
- FIMKO

DESCRIPTION

The H11AA1 is a bi-directional input optically coupled isolator consisting of two inverse parallel gallium arsenide infrared LEDs coupled to a silicon NPN phototransistor in a 6 pin DIP package. The H11AA1 has a minimum CTR of 20 %, a CTR symmetry of 1:3 and is designed for applications requiring detection or monitoring of AC signals.

ORDERING INFORMATION



AGENCY CERTIFIED/PACKAGE	CTR (%)
UL, cUL, BSI, FIMKO	≥ 20
DIP-6	H11AA1
DIP-6, 400 mil, option 6	H11AA1-X006
SMD-6, option 7	H11AA1-X007T ⁽¹⁾
SMD-6, option 9	H11AA1-X009T ⁽¹⁾
VDE, UL, cUL, BSI, FIMKO	≥ 20
DIP-6	H11AA1-X001

Note

- Additional options may be possible, please contact sales office.
- ⁽¹⁾ Also available in tubes; do not add T to end.

Vishay Semiconductors Optocoupler, Phototransistor Output,
AC Input, with Base Connection

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)				
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
INPUT				
Forward continuous current		I_F	± 60	mA
Power dissipation		P_{diss}	100	mW
Derate linearly from 25 °C			1.3	mW/°C
OUTPUT				
Power dissipation		P_{diss}	200	mW
Derate linearly from 25 °C			2.6	mW/°C
Collector emitter breakdown voltage		BV_{CEO}	30	V
Emitter base breakdown voltage		BV_{EBO}	5	V
Collector base breakdown voltage		BV_{CBO}	70	V
COUPLER				
Isolation test voltage (RMS)	Between emitter and detector, referred to standard climate 23 °C/50% RH, DIN 50014	V_{ISO}	5300	V_{RMS}
Creepage distance			≥ 7	mm
Clearance distance			≥ 7	mm
Comparative tracking index	per DIN IEC 112/VDE 0303, part 1	CTI	175	
Isolation resistance	$V_{IO} = 500\text{ V}$, $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	R_{IO}	$\geq 10^{12}$	Ω
	$V_{IO} = 500\text{ V}$, $T_{amb} = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$	R_{IO}	$\geq 10^{11}$	Ω
Storage temperature range		T_{stg}	- 55 to + 150	°C
Operating temperature range		T_{amb}	- 55 to + 100	°C
Lead soldering time at 260 °C		T_{sld}	10	s

Note

- Stresses in excess of the absolute maximum ratings can cause permanent damage to the device. Functional operation of the device is not implied at these or any other conditions in excess of those given in the operational sections of this document. Exposure to absolute maximum ratings for extended periods of the time can adversely affect reliability.

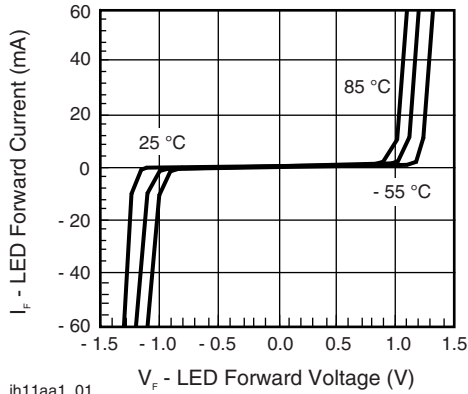
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)						
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
INPUT						
Forward voltage	$I_F = \pm 10\text{ mA}$	V_F		1.2	1.5	V
OUTPUT						
Collector emitter breakdown voltage	$I_C = 1\text{ mA}$	BV_{CEO}	30			V
Emitter base breakdown voltage	$I_E = 100\text{ }\mu\text{A}$	BV_{EBO}	5			V
Collector base breakdown voltage	$I_C = 100\text{ }\mu\text{A}$	BV_{CBO}	70			V
Collector emitter leakage current	$V_{CE} = 10\text{ V}$	I_{CEO}		5	100	nA
COUPLER						
Collector emitter saturation voltage	$I_F = \pm 10\text{ mA}$, $I_C = 0.5\text{ mA}$	V_{CEsat}			0.4	V

Note

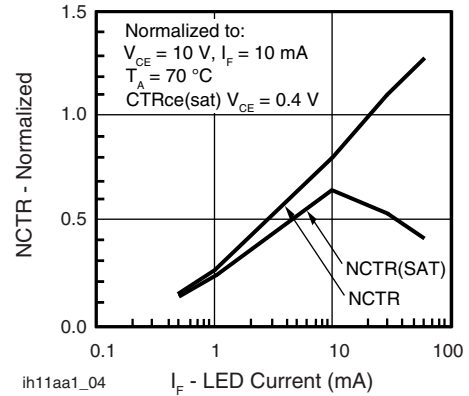
- Minimum and maximum values were tested requirements. Typical values are characteristics of the device and are the result of engineering evaluations. Typical values are for information only and are not part of the testing requirements.

CURRENT TRANSFER RATIO ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)						
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
DC current transfer ratio	$I_F = \pm 10\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$	CTR_{DC}	20			%
Symmetry (CTR at + 10 mA)/(CTR at - 10 mA)			0.33	1	3	

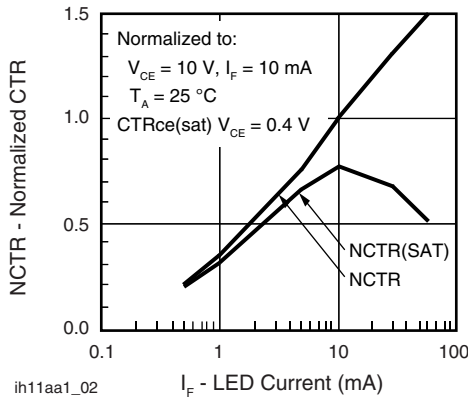
TYPICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)



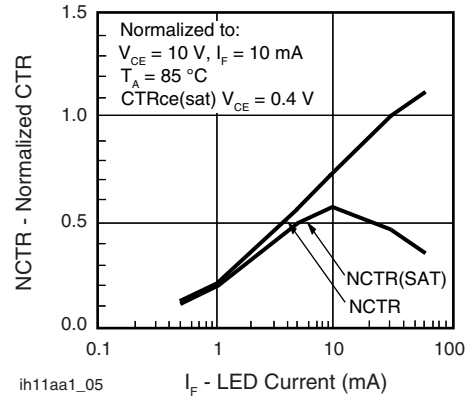
ih11aa1_01
Fig. 1 - LED Forward Current vs. Forward Voltage



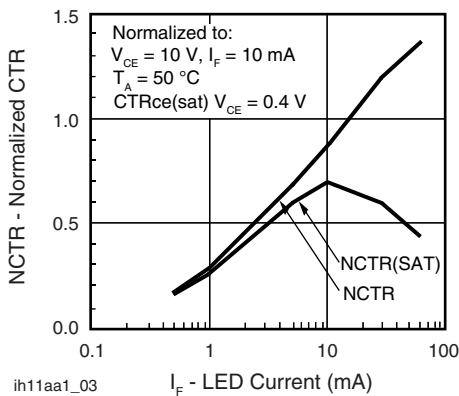
ih11aa1_04
Fig. 4 - Normalized Non-Saturated and Saturated CTR vs. LED Current



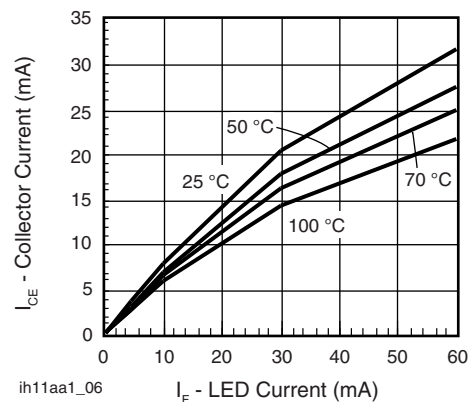
ih11aa1_02
Fig. 2 - Normalized Non-Saturated and Saturated CTR vs. LED Current



ih11aa1_05
Fig. 5 - Normalized Non-Saturated and Saturated CTR vs. LED Current



ih11aa1_03
Fig. 3 - Normalized Non-Saturated and Saturated CTR vs. LED Current



ih11aa1_06
Fig. 6 - Collector Emitter Current vs. Temperature and LED Current

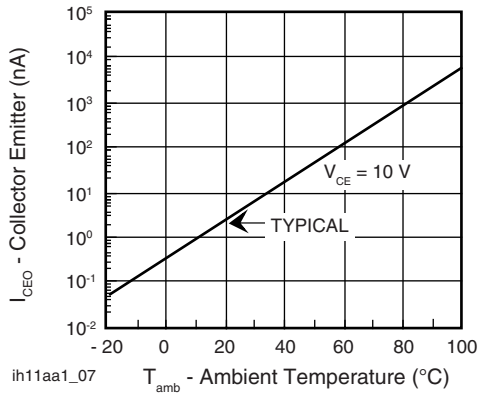


Fig. 7 - Collector Emitter Leakage Current vs. Temperature

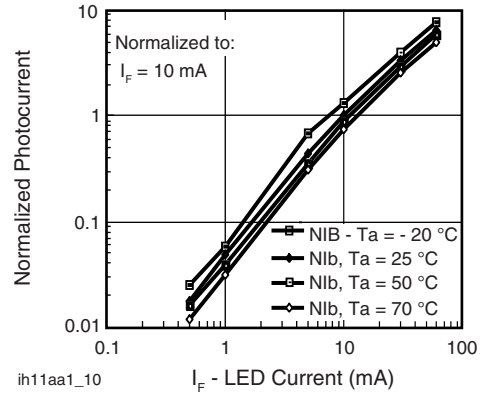


Fig. 10 - Normalized Photocurrent vs. LED Current

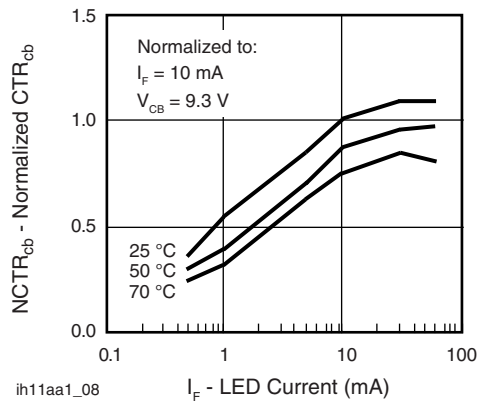


Fig. 8 - Normalized CTR_{cb} vs. LED Current and Temperature

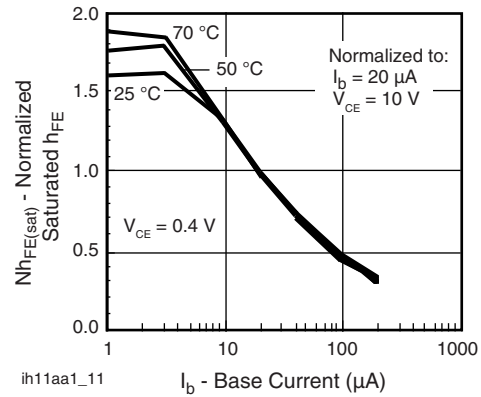


Fig. 11 - Normalized Saturated h_{FE} vs. Base Current and Temperature

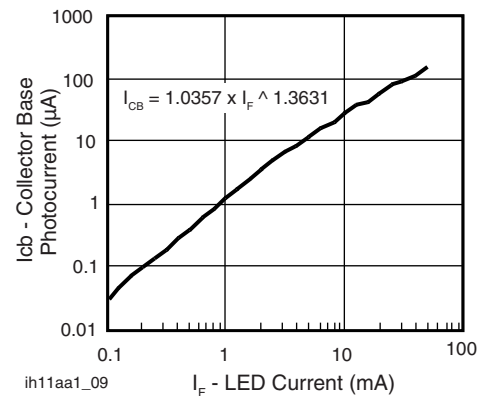


Fig. 9 - Collector Base Photocurrent vs. LED Current

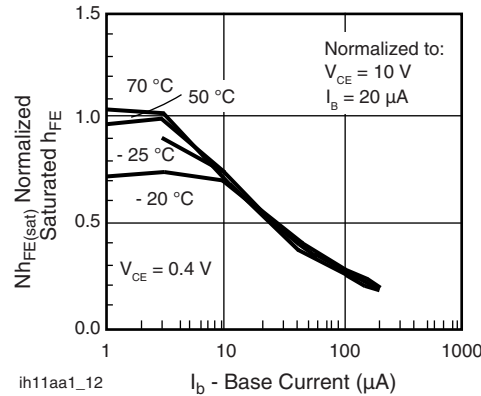


Fig. 12 - Normalized Saturated h_{FE} vs. Base Current and Temperature

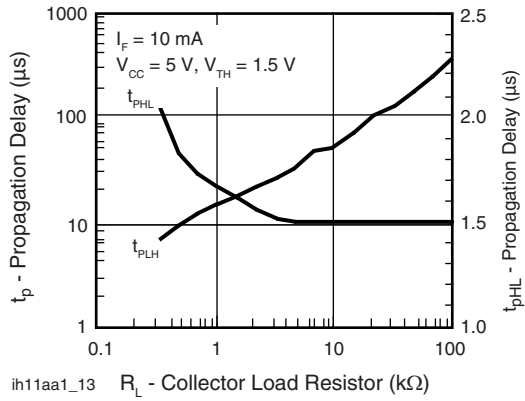
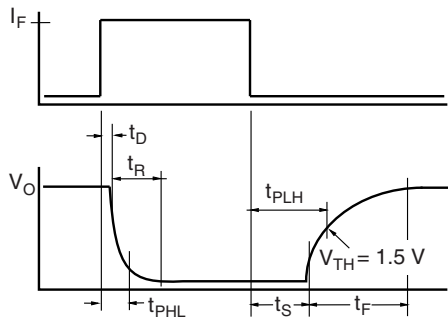
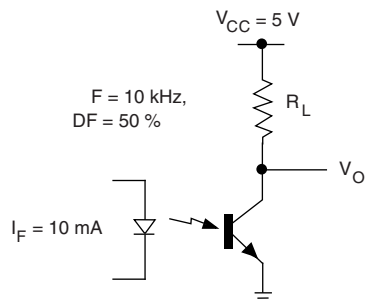


Fig. 13 - Propagation Delay vs. Collector Load Resistor



ih11aa1_14

Fig. 14 - Switching Waveform



ih11aa1_15

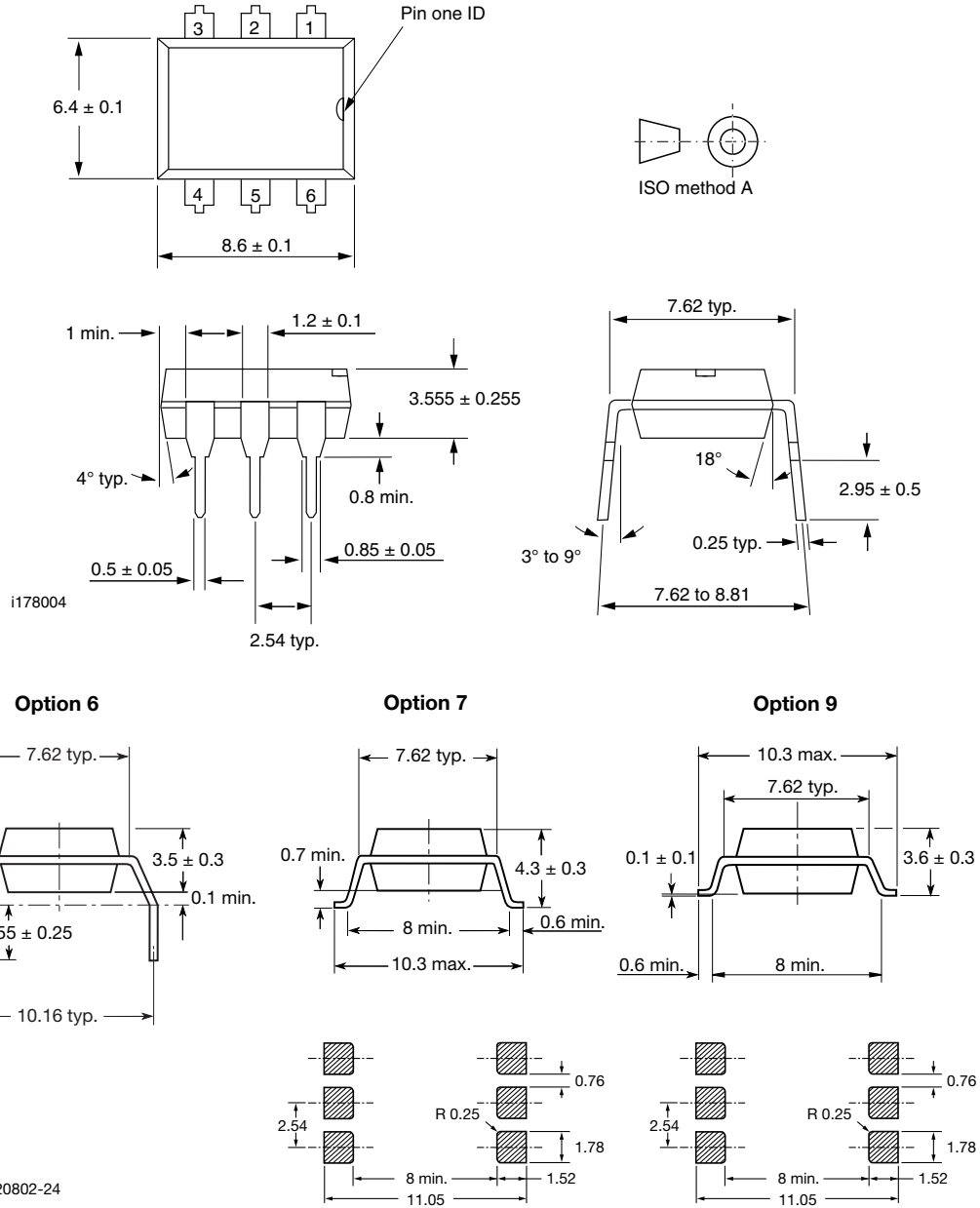
Fig. 15 - Switching Schematic

H11AA1

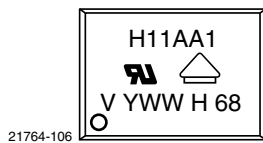


Vishay Semiconductors Optocoupler, Phototransistor Output,
AC Input, with Base Connection

PACKAGE DIMENSIONS in millimeters



PACKAGE MARKING



Notes

- Only options 1 and 7 are reflected in the package marking.
- The VDE Logo is only marked on option1 parts.
- Tape and reel suffix (T) is not part of the package marking.



Disclaimer

ALL PRODUCT, PRODUCT SPECIFICATIONS AND DATA ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN OR OTHERWISE.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained in any datasheet or in any other disclosure relating to any product.

Vishay makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of the products for any particular purpose or the continuing production of any product. To the maximum extent permitted by applicable law, Vishay disclaims (i) any and all liability arising out of the application or use of any product, (ii) any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages, and (iii) any and all implied warranties, including warranties of fitness for particular purpose, non-infringement and merchantability.

Statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Vishay's knowledge of typical requirements that are often placed on Vishay products in generic applications. Such statements are not binding statements about the suitability of products for a particular application. It is the customer's responsibility to validate that a particular product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular application. Parameters provided in datasheets and/or specifications may vary in different applications and performance may vary over time. All operating parameters, including typical parameters, must be validated for each customer application by the customer's technical experts. Product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein.

Except as expressly indicated in writing, Vishay products are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications or for any other application in which the failure of the Vishay product could result in personal injury or death. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so at their own risk. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay. Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.

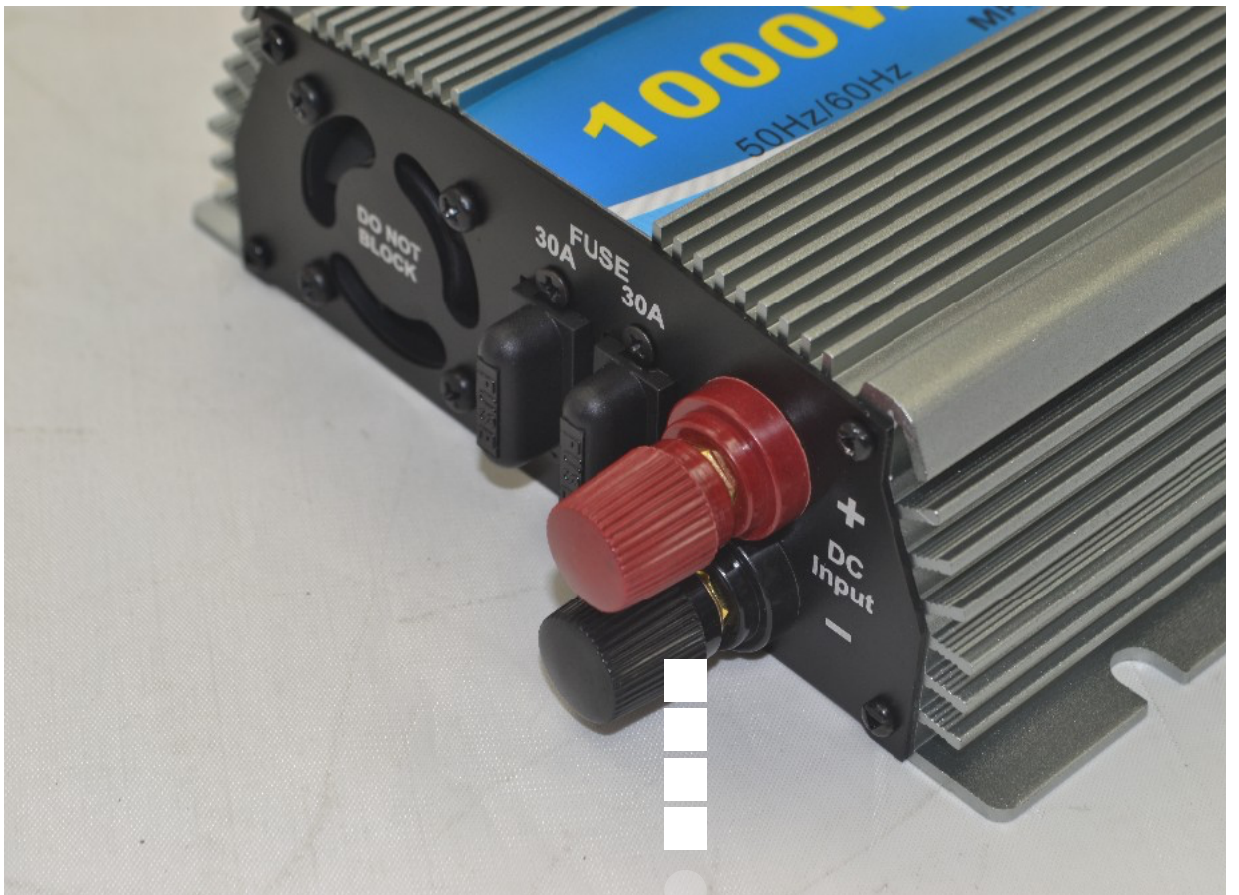
Material Category Policy

Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as RoHS-Compliant fulfill the definitions and restrictions defined under Directive 2011/65/EU of The European Parliament and of the Council of June 8, 2011 on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment (EEE) - recast, unless otherwise specified as non-compliant.

Please note that some Vishay documentation may still make reference to RoHS Directive 2002/95/EC. We confirm that all the products identified as being compliant to Directive 2002/95/EC conform to Directive 2011/65/EU.

Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as Halogen-Free follow Halogen-Free requirements as per JEDEC JS709A standards. Please note that some Vishay documentation may still make reference to the IEC 61249-2-21 definition. We confirm that all the products identified as being compliant to IEC 61249-2-21 conform to JEDEC JS709A standards.







Ventajas de la inteligente Microinverter

Diseño de circuito único, elección de importar componentes electrónicos industriales, mayor eficiencia, rendimiento más estable.

Tecnología Creativa MPPT, eficiencia de más del 99%, reacción más rápida y sensible, más confiable.

Diseño de tipo paralelo para diseño de entrada de CC y modularización para inversor, pequeño volumen, instalación distribuida, fácil para la configuración del sistema, flexible para combinación, fuerte expansión del sistema.

Adopta el tipo de transformador de aislamiento de alta frecuencia, alta eficiencia y alta seguridad.

Función de protección eléctrica perfecta.

Carcasa de aleación de aluminio, no se oxida, resistente al calor y resistente al frío, así como anticorrosión.

Obtener diseño de circuito electrónico, diseño de apariencia y otras patentes de tecnología de núcleo.
Los parámetros técnicos:

Rated Power	1000W	
Compatible with Solar Panels	60 cells/24V, Vmp: 26-30V, Voc: 34-38V; 72 cells/36V, Vmp: 35-39V, Voc: 42-46V	
DC Input Range	20-45V	
MPPT Voltage	28-36VDC	
DC MAX. Current	60A	
AC Output	120VAC(90-140VAC) or 230VAC(190-260VAC)	
Frequency	50Hz/60Hz(Auto control)	
Power Factor	>97.5%	
THD	<5%	
Phase Shift	<2%	
Efficiency	120VAC(90-140VAC)	
Peak Efficiency	82%	87%
Stable Efficiency	79%	84%
Efficiency	230VAC(190-260VAC)	
Peak Efficiency	82%	87%
Stable Efficiency	80%	85%
Protection	Islanding; Short-circuit; Low Voltage; Over Voltage; Over Temperature Protection	
Working Temperature	-25'C-70'C	

Working Humidity	0%~90%RH non-condensing
Waterproof	Indoor design
Show	Luminous Diode(LED)
Cooling	Fan
Stand-by Power	<1W
EMC	EN61000-6-3:2007 EN61000-6-1:2007
Grid Disturbance	EN 50178+EN 62109-1+VDE0126-1-12
Grid Detection	DIN VDE 1026 UL1741

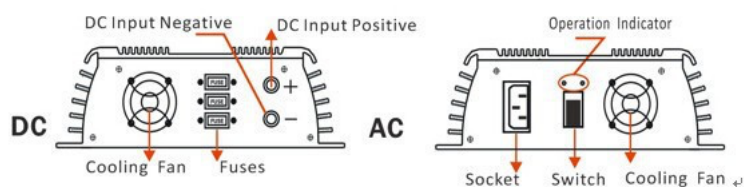
Packing Specification

Packing Accessory	Microinverter, AC Cord, User Manual(Warranty Card)
Mechanical Size	31 x 16.5 x 5.3CM
Net Weight/PCS	2.3KGS/PCS
Inner Box (L x W x H)	39 x 20.3 x 11.3CM
Carton(L x W x H)	42 x 40.5 x 24.2CM, 4PCS/CTN, 8/11KGS

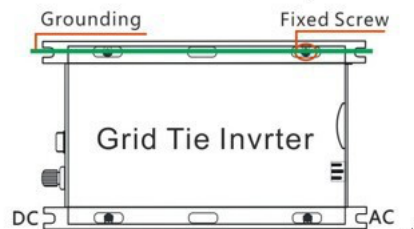


Installation

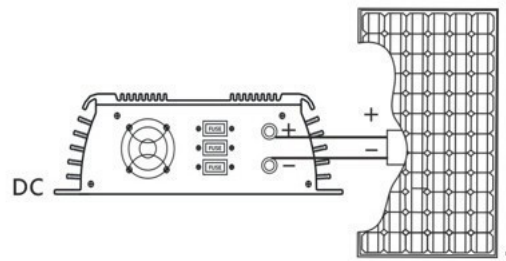
1. Diagrammatize DC input and AC output terminals,



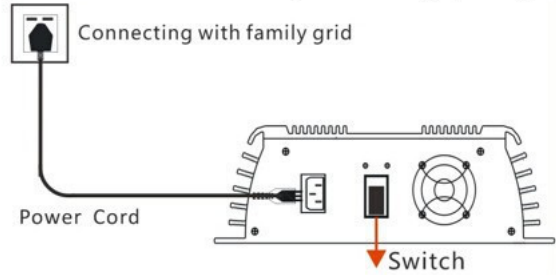
2. Attach the Smart Micro-inverter to the racking or fix onto the wall,



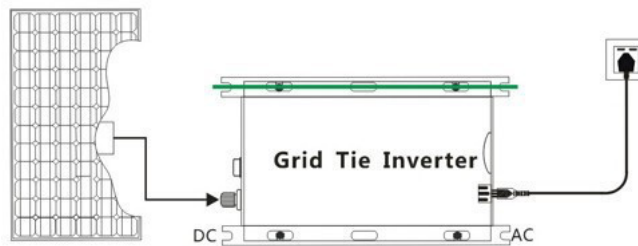
3. Properly connect the positive and negative of solar panel and Smart Micro-inverter,



4. AC power cable connects with Smart Micro-inverter and residential power grid which refers to low voltage civilian single-phase power grid.

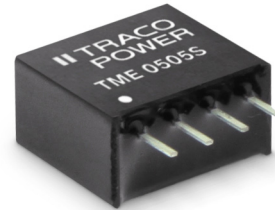


5. Switch on power grid after check for input and output connections are correct and then switch on the Smart Micro-inverter. The Red/green LED lights up at the same time and then red LED lights off follow on and green LED flash fast, it is means that Smart Micro-inverter is run for MPPT operation. When green LED long light and it is means that maximum power point lock-in, Smart Micro inverter proper functioning and output steady.



Features

- ◆ Single-in-line package (SIP)
- ◆ I/O isolation 1'000 VDC
- ◆ Unregulated device
- ◆ High efficiency up to 80%
- ◆ Operating temperature -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$
- ◆ Industry standard pinout
- ◆ 100% burn-in (8 h)
- ◆ Lead free design, RoHS compliant
- ◆ 3-year product warranty



The TME series is a range of sub-miniature, isolated DC/DC-converters in a SIP-package, which requires only 0.7 cm² of board space. They provide a cost effective solution to generate supplementary, isolated voltages. Full SMD-design and a 100% production test of parameters ensure a high reliability of this product.

Models				
Ordercode	Input voltage	Output voltage	Output current max.	Efficiency typ.
TME 0303S	3.3 VDC $\pm 10\%$	3.3 VDC	260 mA	74 %
TME 0305S		5.0 VDC	200 mA	77 %
TME 0503S	5 VDC $\pm 10\%$	3.3 VDC	260 mA	72 %
TME 0505S		5 VDC	200 mA	69 %
TME 0509S		9 VDC	110 mA	76 %
TME 0512S		12 VDC	84 mA	77 %
TME 0515S		15 VDC	67 mA	78 %
TME 1205S	12 VDC $\pm 10\%$	5 VDC	200 mA	71 %
TME 1209S		9 VDC	110 mA	77 %
TME 1212S		12 VDC	84 mA	79 %
TME 1215S		15 VDC	67 mA	80 %
TME 2405S	24 VDC $\pm 10\%$	5 VDC	200 mA	70 %
TME 2409S		9 VDC	110 mA	76 %
TME 2412S		12 VDC	84 mA	79 %
TME 2415S		15 VDC	67 mA	79 %

Input Specifications

Input current no load /full load	3.3 Vin models: 35 mA / 370 mA typ. 5 Vin models: 30 mA / 270 mA typ. 12 Vin models: 13 mA / 110 mA typ. 24 Vin models: 7 mA / 55 mA typ.
Surge voltage (1 s max.)	3.3 Vin models: 6 V max. 5 Vin models: 9 V max. 12 Vin models: 18 V max. 24 Vin models: 30 V max.
Reverse polarity input current	0.3 A max.
Reflected input ripple current	can be reduced by ext. 1 – 3.3 µF polyester film capacitor
Input filter	Internal capacitors

Output Specifications

Voltage set accuracy	±1 % typ. / ±3 % max.
Regulation	– Input variation (1 % change of input voltage) – Load variation (20 – 100 %) 1.2 % typ. / 1.5 % max. 4 to 14 % max. (depending on model)
Ripple and noise (20 MHz Bandwidth)	150 mVp-p max.
Temperature coefficient	±0.01 %/K typ. / ±0.02 %/K max.
Short circuit protection	limited 0.5 s max.
Capacitive load	33 µF max.

General Specifications

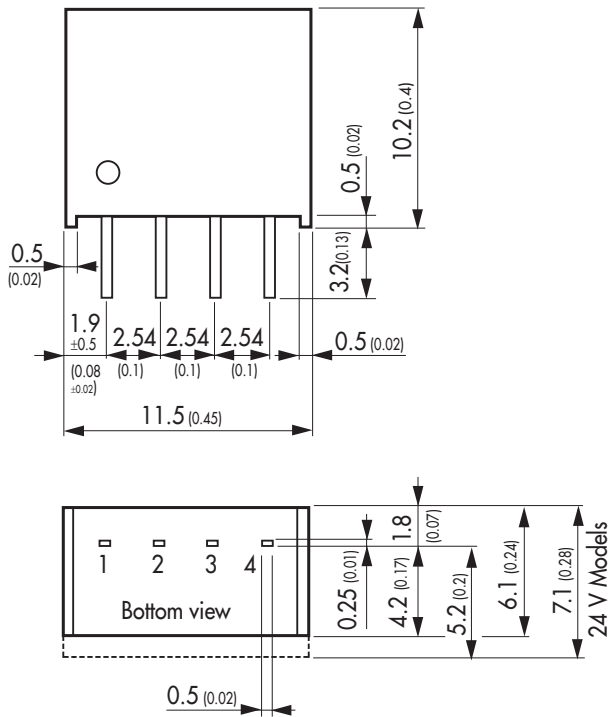
Temperature ranges	– Operating – Case temperature – Storage	–40°C to +85°C +90°C max. –50°C to +125°C
Derating	5 VDC output models: other output models:	3.3 %/K above 70°C 4.0 %/K above 75°C
Humidity (non condensing)		95 % rel H max.
Reliability, calculated MTTF (MIL-HDBK-217F, @+25°C ground benign)		>2'000'000 h
Isolation voltage (60 sec.)	Input/Output	1'000 VDC
Isolation capacity	Input/Output	60 pF typ.
Isolation resistance	Input/Output	>1'000 Mohm
Switching frequency		50 to 110 kHz (Frequency modulation)

All specifications valid at nominal input voltage, full load and +25°C after warm-up time unless otherwise stated.

Physical Specifications

Casing material	non conductive black plastic (UL 94-V0 rated)	
Package weight	3.3 / 5.0 / 12 Vin models 24 Vin models	1.3 g (0.05 oz) 1.7 g (0.06 oz)
Soldering temperature	max. 265°C / 10 s	

Outline Dimensions mm (inches)



Pin-Out	
Pin	Single
1	-Vin (GND)
2	+Vin (Vcc)
3	-Vout
4	+Vout

Tolerances ± 0.25 (± 0.01)
 Pin pitch tolerance ± 0.13 (± 0.005)
 pins ± 0.05 (± 0.002)

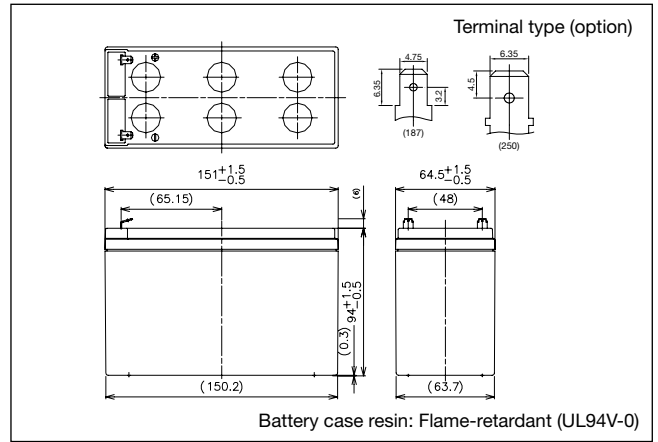
Specifications can be changed without notice! Make sure you are using the latest documentation, downloadable at www.tracopower.com

LC-P127R2P

For standby power supplies.
Expected trickle design life: 10 – 12 years at 20 °C according to Eurobat.



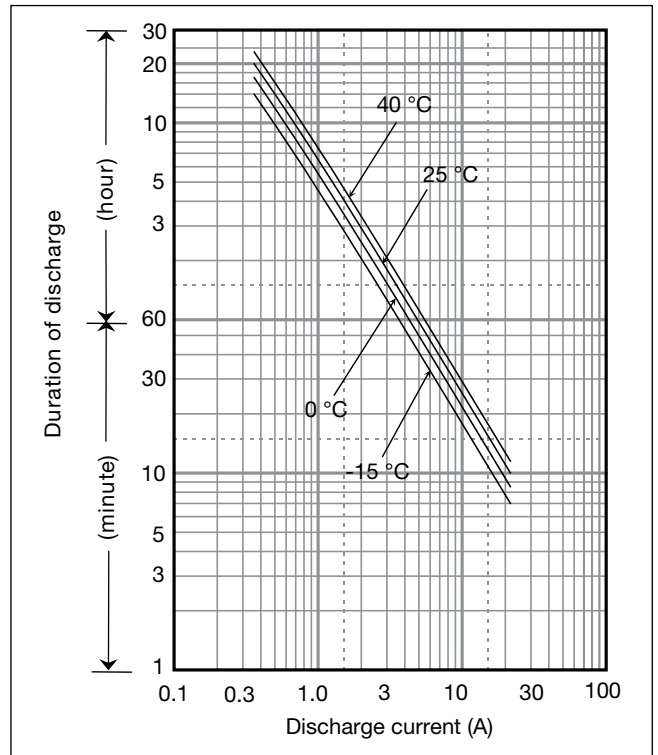
Dimensions (mm)



Specifications

Nominal voltage	12 V	
Nominal capacity (20 hour rate)	7.2 Ah	
Dimensions	Length	151 mm
	Width	64.5 mm
	Height	94 mm
	Total Height	100 mm
Approx. mass	2.5 kg	
Terminal	Faston 187 or Faston 250 with hole	

Duration of discharge vs Discharge current



Characteristics

Capacity (25 °C)	20 hour rate 10 hour rate 5 hour rate 1 hour rate	7.2 Ah 6.8 Ah 6.3 Ah 4.9 Ah
Internal resistance	Fully charged battery (25 °C)	21 mΩ
Temperature dependency of capacity (20 hour rate)	40 °C	102 %
	25 °C	100 %
	0 °C	85 %
	-15 °C	65 %
Self discharge (25 °C)	After 3 months	91 %
	After 6 months	82 %
	After 12 months	64 %

Watt Table

(Wattage/Battery)

Cut-off V	3min	5min	10min	15min	20min	30min	45min	1h	1.5h	2h	3h	4h	5h	6h	10h	20h	24h
9.6V	433	341	223	170	143	106	75.1	60.1	41.3	32.0	23.8	18.3	15.1	12.1	8.04	4.36	3.64
9.9V	401	320	218	169	140	105	74.7	60.1	40.5	31.7	23.7	18.2	15.0	12.1	8.00	4.34	3.62
10.2V	370	300	213	166	138	104	74.0	58.9	39.7	30.9	23.4	18.0	14.9	12.0	7.92	4.33	3.61
10.5V	329	269	197	154	131	102	72.8	57.7	38.9	29.8	23.1	17.9	14.7	11.8	7.88	4.32	3.60
10.8V	278	237	176	144	128	98	71.6	56.5	37.8	28.4	22.6	17.7	14.4	11.7	7.80	4.30	3.58

Ampere Table

(Ampere/Battery)

Cut-off V	3min	5min	10min	15min	20min	30min	45min	1h	1.5h	2h	3h	4h	5h	6h	10h	20h	24h
9.6V	38.9	30.6	19.9	14.8	12.3	9.1	6.4	5.1	3.50	2.70	2.00	1.53	1.26	1.012	0.670	0.363	0.303
9.9V	36.1	28.7	19.5	14.7	12.1	9.0	6.4	5.1	3.43	2.68	1.99	1.52	1.25	1.008	0.667	0.362	0.302
10.2V	33.3	26.9	19.0	14.4	11.9	8.9	6.3	5.0	3.36	2.61	1.97	1.51	1.24	1.000	0.660	0.361	0.301
10.5V	29.6	24.1	17.6	13.4	11.3	8.7	6.2	4.9	3.29	2.52	1.94	1.50	1.23	0.988	0.657	0.360	0.300
10.8V	25.0	21.3	15.7	12.5	11.0	8.4	6.1	4.8	3.20	2.40	1.90	1.48	1.20	0.972	0.650	0.358	0.298

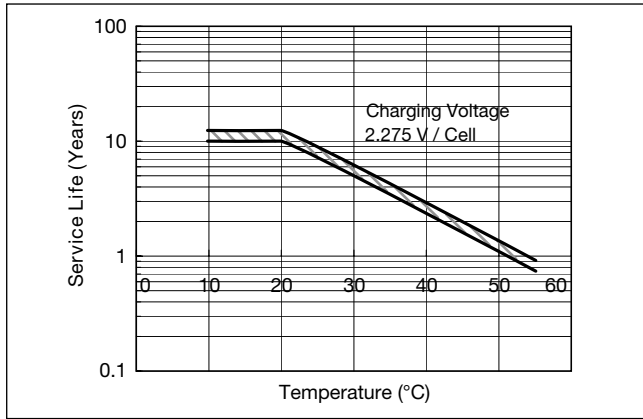
Charging Method

Trickle Use	Control voltage: 13.6 - 13.8 V; Initial current: 1.08 A or smaller
-------------	---

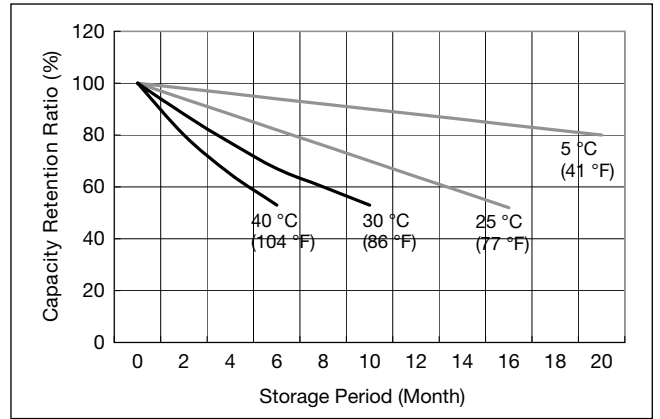
Cut off voltage

Discharge current	0.36 A - 1.44 A	1.44 A - 3.6 A	3.6 A - 7.2 A	7.2 A - 14.4 A	14.4 A - 21.6 A
Cut off voltage (V)	10.5	10.2	9.9	9.3	8.7

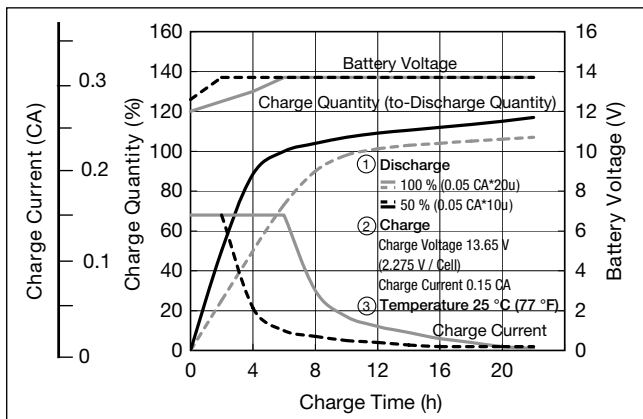
Influence of Temperature on Trickle life



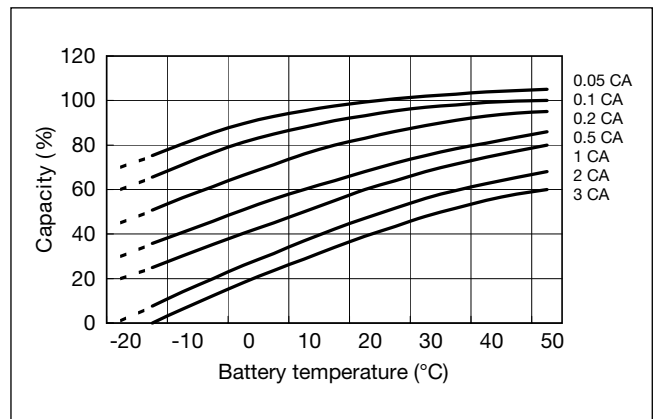
Residual capacity vs storage period



Constant-voltage and constant-current charge characteristics for Trickle use



Discharge capacity by temperature and by discharge current



Discharge characteristics

