



UNIVERSIDAD DE JAÉN
Escuela Politécnica Superior (Jaén)

Trabajo Fin de Máster

SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO PARA MICRORED RENOVABLES

Alumno/a: Molina Martín, Federico

Tutor/a: Aguilar Peña, Juan Domingo
Dpto.: Ingeniería Electrónica y Automática

Tutor/a: de la Casa Hernández, Jesús
Dpto.: Ingeniería Eléctrica

Septiembre, 2019



UNIVERSIDAD DE JAÉN
Escuela Politécnica Superior (Jaén)

Trabajo Fin de Máster

SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO PARA MICRORED RENOVABLES

Alumno/a: Molina Martín, Federico

Tutor/a: Aguilar Peña, Juan Domingo
Dpto.: Ingeniería Electrónica y Automática

Tutor/a: de la Casa Hernández, Jesús
Dpto.: Ingeniería Eléctrica

Septiembre, 2019



Universidad de Jaén
Escuela Politécnica Superior de Jaén

Don Juan Domingo Aguilar Peña y Don Jesús de la Casa Hernández, tutores del Proyecto Fin de Carrera titulado: **“Sistema de almacenamiento para microred renovables”**, que presenta Federico Molina Martín, autoriza su presentación para defensa y evaluación en la Escuela Politécnica Superior de Jaén.

Jaén, SEPTIEMBRE de 2019

El alumno:

Federico Molina Martín

Los tutores:

Juan Domingo Aguilar Peña

Jesus de la Casa Hernandez

Resumen

En el presente documento se lleva a cabo un análisis de la expansión de las microrredes inteligentes que puedan incluir sistemas fotovoltaicos de autoconsumo con almacenamiento híbrido y vehículos eléctricos, cuyo almacenamiento puede ser también híbrido. Esta expansión involucrará nuevos retos y oportunidades que requerirán la evolución y optimización de los interfaces actuales de conexión con las redes de distribución. Por ello, este proyecto abarcará el análisis, dimensionamiento y descripción de los componentes de la microrred que se denominará microrred inteligente FV+VE. Adicionalmente, se realiza un estudio de los sistemas de almacenamiento basados en baterías, los sistemas de almacenamiento basados en supercondensadores y convertidores de potencia.

Para poder llevar a cabo un estudio del comportamiento de una microrred se diseña, construye y se experimenta con un prototipo de microrred FV+VE a menor escala. Se realiza un estudio de los diferentes algoritmos de control utilizados en convertidores de potencia, se selecciona el más propicio para el control de la tecnología con la que se está trabajando y se analiza su comportamiento para diferentes circunstancias de funcionamiento.

Abstract

In this document an analysis of the expansion of intelligent micro nets which may include self-consumption photovoltaic systems with hybrid storage and electric vehicles, whose storage could be also hybrid, is carried out. This expansion will involve new challenges and opportunities which will demand the evolution and optimization of current connection interfaces with distribution networks. Thus, this project will cover the analysis, dimensioning and description of the components from the micro net which will be named PV+EV. Additionally, a study about storing systems based on batteries, super-capacitors and power converters is carried out.

To carry out the study of the behaviour of a micro net a smaller scale prototype from the PV+EV micro net is designed, built and used for experiments. A study of the different control algorithms from power converters is done, the most convenient one for the technology under study is chosen and its behaviour under different working conditions is analysed.

*Dedicado a
mi familia, amigos y profesores*

Agradecimientos

A mi familia y amigos que han estado apoyándome en todo momento, siempre han estado en las situaciones más difíciles, cuando he necesitado de su ayuda y cada día he aprendido algo nuevo de ellos pudiendo lograr mis objetivos.

A mi tutor Juan Domingo Aguilar Peña, a mi jefe de proyecto Jesús de la Casa Hernández y al técnico de proyecto Juan Ignacio Fernández Carrasco por su gran dedicación y apoyo con este trabajo.

Mi especial agradecimiento a mi madre, la persona que me enseñó que con trabajo y perseverancia todo se puede conseguir y que en cualquier situación ella siempre iba a estar ahí. Todo lo que he conseguido hasta ahora es gracias a ti, mamá.

ÍNDICE

ÍNDICE	I
ÍNDICE DE FIGURAS	IV
ÍNDICE DE TABLAS	X
1. Objeto del trabajo	1
2. Objetivos principales	1
3.1. Objetivos específicos	2
3. Metodología de trabajo y cronograma	2
4. Antecedentes.....	3
4.1. Estado del arte.....	3
4.1.1. Introducción al almacenamiento de energía	3
4.1.2. Sistemas de almacenamiento basados en baterías	6
4.1.3. Sistemas de almacenamiento basados en supercondensadores.....	7
4.1.4. Convertidores DC/DC.....	8
4.1.4.1. Convertidor Buck.....	8
4.1.4.2. Convertidor Boost	9
4.1.4.3. Convertidor bidireccional.....	9
4.1.5. Análisis algoritmo de control.....	10
4.1.5.1. Control por desplazamiento de fase	11
4.1.5.2. Lógica fuzzy (control difuso).....	11
4.1.5.3. Redes neuronales	13
4.1.5.4. Control PID	14
4.1.5.5. Control adaptativo	14
4.1.5.6. Comparación técnicas de control.....	15
4.1.6. MicroLabBox (dSPACE)	15
4.1.6.1. Descripción del sistema y dispositivos físicos	15
4.1.6.2. Plataforma software MicroLabBox	19
4.1.6.3. Ordenador de escritorio.....	21
4.1.6.4. Plataforma hardware MicroLabBox	22
4.2. Seredis	22
4.2.1. Descripción Seredis.....	22
4.2.1.1. Emulador de carga	23

4.2.1.1.1.	Hardware	24
4.2.1.1.2.	Interfaz local	26
4.2.1.1.3.	Interfaz software	26
4.2.1.1.4.	Características técnicas.....	29
4.2.1.2.	Emulador de red.....	30
4.2.1.2.1.	Hardware	31
4.2.1.2.2.	Interfaz local	32
4.2.1.2.3.	Interfaz software	32
4.2.1.2.4.	Características técnicas.....	34
4.2.1.3.	Esquema microred inteligente FV+VE.....	35
4.2.1.4.	Esquema eléctrico microred inteligente FV+VE.....	38
4.2.2.	Memoria de cálculos Seredis.....	42
4.2.2.1.	Filtro LCL de AC-DC.....	42
4.2.2.2.	Filtro LCL de DC-DC.....	44
4.2.2.2.1.	Inductancia L_e	46
4.2.2.2.2.	Condensador C_e	47
4.2.2.2.3.	Inductancia L	48
4.2.2.3.	Banco de condensadores bus DC	48
4.2.2.4.	Resistencia de precarga	50
4.2.2.5.	Resistencia de descarga	51
4.2.3.	Aplicación práctica.....	51
4.2.3.1.	Filtro LCL de AC-DC.....	53
4.2.3.2.	Filtro LCL de DC-DC.....	56
4.2.3.2.1.	Inductancia L_e	56
4.2.3.2.2.	Condensador C_e	56
4.2.3.2.3.	Inductancia L	56
4.2.3.3.	Banco de condensadores bus DC	57
4.2.3.4.	Resistencia de precarga	58
4.2.3.5.	Resistencia de descarga	58
5.	Descripción del prototipo	59
5.1.	CREE Silicon Carbide MOSFET.....	59
5.2.	Traductor de corriente (ACS714).....	68

5.3.	Traductor de tensión (LV 25)	70
5.4.	Generador de tiempos muertos	71
5.5.	Resto de componentes	73
5.6.	Prototipo	78
6.	Memoria de cálculos prototipo	80
6.1.	Filtro LCL	80
6.1.1.	Inductancia L_e	80
6.1.2.	Condensador C_e	81
6.1.3.	Inductancia L	81
6.2.	Banco de condensadores bus DC	82
7.	Simulaciones	84
7.1.	LTspice IV	84
7.2.	Simulink	97
7.3.	Comparación resultados	109
7.4.	Comparación sin precarga frente a precarga	112
8.	Algoritmo de control	116
8.1.	Elección algoritmo de control	116
8.2.	Implementación algoritmo de control	118
8.2.1.	Ajuste manual	118
8.2.2.	Ajuste mediante métodos analíticos	118
8.2.3.	Simulación del algoritmo de control	119
9.	Resultados experimentales	131
9.1.	Diseño interfaz ControlDesk, Simulink y MicroLabBox	131
9.1.1.	MicroLabBox	131
9.1.2.	Simulink	132
9.1.3.	ControlDesk	136
9.2.	Dispositivos de medida	137
9.3.	Convertidor modo reductor	140
9.3.1.	Frecuencia de conmutación 10 kHz y ciclo de trabajo del 33%	141
9.3.3.	Frecuencia de conmutación 15 kHz y ciclo de trabajo del 33%	146
9.3.3.	Comparación resultados a diferentes frecuencias de conmutación	150
9.3.4.	Frecuencia de conmutación 15 kHz y ciclo de trabajo del 50%	152

9.3.5.	Frecuencia de conmutación 15 kHz y ciclo de trabajo del 80%	156
9.3.6.	Comparación resultados a diferentes ciclos de trabajo	160
9.3.7.	Comparación resultados teóricos, simulaciones y experimentales	161
9.4.	Convertidor modo elevador	163
9.4.1.	Frecuencia de conmutación 10 kHz y ciclo de trabajo del 33%	163
9.4.2.	Frecuencia de conmutación 15 kHz y ciclo de trabajo del 33%	168
9.4.3.	Comparación resultados a diferentes frecuencias de conmutación.....	173
9.4.4.	Frecuencia de conmutación 15 kHz y ciclo de trabajo del 50%	174
9.4.5.	Frecuencia de conmutación 15 kHz y ciclo de trabajo del 20%	179
9.4.6.	Comparación resultados a diferentes ciclos de trabajo	183
9.4.7.	Comparación resultados teóricos, simulaciones y experimentales	184
10.	Presupuesto.....	186
11.	Conclusiones.....	186
12.	Bibliografía.....	188

ANEXO I: Informe técnico baterías

ANEXO II: Informe técnico supercondensadores

ANEXO III: Datasheet

ANEXO IV: Presupuesto

ANEXO V: Planos

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Diagrama de Ragone. Fuente: [3].....	5
Figura 2. Esquema general de un convertidor Buck DC-DC.	9
Figura 3. Esquema general de un convertidor Boost DC-DC.	9
Figura 4. Esquema general de un convertidor bidireccional DC-DC. Fuente: [7].	10
Figura 5. Diagrama de bloques de control por desplazamiento de fase.	11
Figura 6. Función de pertenencia generalizada. Fuente: [10].....	12
Figura 7. Control lógico fuzzy para un convertidor Buck DC-DC. Fuente:[10].....	13
Figura 8. Estructura general de la red neuronal multicapa. Fuente: [13].....	13
Figura 9. Control mediante redes neuronales para un convertidor Boost DC-DC. Fuente: [13] .	14
Figura 10. MicroLabBox (vista delantera). Fuente: [20]	17
Figura 11. MicroLabBox (vista trasera). Fuente: [20]	18
Figura 12. Conexiones dSPACE. Fuente: [21]	18
Figura 13. Librería Simulink de RTI para el control de la placa DS1104 R&D. Fuente: [23].....	20
Figura 14. Emulador de carga.....	24
Figura 15. Hardware emulador de carga.....	25
Figura 16. Diagrama de bloque emulador de carga.	25
Figura 17. Interfaz local.	26
Figura 18. Interfaz Software: operando en AC, emulador de carga.	27
Figura 19. Interfaz Software: amónicos, emulador de carga.....	27
Figura 20. Interfaz Software: modos de potencia, impedancia y secuencia, emulador de carga.	28
Figura 21. Versión AC/DC emulador de carga.	30
Figura 22. Emulador de red.....	31
Figura 23. Interfaz Software: operando en AC, emulador de red.	32
Figura 24. Interfaz Software: armónicos, emulador de red.	33
Figura 25. Interfaz Software: generador de perturbaciones, emulador de red.	33
Figura 26. Características técnicas emulador de red.	34
Figura 27. Versión solamente AC emulador de red.....	35
Figura 28. Esquema microred inteligente FV+VE.....	37
Figura 29. Esquema eléctrico microred inteligente FV+VE.	41
Figura 30. Algoritmo de diseño filtro LCL. Fuente: [25]	42
Figura 31. Filtro LCL.....	44
Figura 32. Regulador reductor con i_L continua:(a) Diagrama de circuito, b) Circuito equivalente y (c) Formas de onda. Fuente: [4].....	45
Figura 33. Circuito equivalente condensador bus DC.	48
Figura 34. Filtro LCL AC-DC.	54
Figura 35. FFT de la corriente por la resistencia ordenado por Hercios.....	55
Figura 36. FFT de la corriente por la resistencia ordenado por armónicos.....	55
Figura 37. KIT8020CRD8FF1217P-1 CREE Silicon Carbide MOSFET Evaluation Kit.	60
Figura 38. Diagrama de bloques general de la placa CREE Discrete SiC EVL.	60
Figura 39. Descripción hardware de KIT8020CRD8FF1217P-1 CREE Silicon Carbide MOSFET Evaluation Kit.	61
Figura 40. Diagrama de bloques con ACPL-W346.	62

Figura 41. ACPL-W346.	62
Figura 42. Schematic of CRD 8FF1217P-1.	63
Figura 43. Convertidor Buck síncrono ó puente phase-leg sin los diodos antiparalelo.	63
Figura 44. Puente phase-leg con los diodos antiparalelo.	64
Figura 45. Convertidor Buck no síncrono.	64
Figura 46. Convertidor Boost síncrono.	64
Figura 47. Convertidor Boost no síncrono.	65
Figura 48. Puente de diodos.	65
Figura 49. Puente H usando dos placas EVL.	66
Figura 50. Convertidor bidireccional DC/DC usando dos placas EVL.	66
Figura 51. Circuito prototipo modo reductor (superior) y modo elevador (inferior).	67
Figura 52. Circuito traductor de corriente.	68
Figura 53. Diagrama de bloques funcional del traductor de corriente.	69
Figura 54. Traductor de corriente.	69
Figura 55. Circuito electrónico traductor de tensión.	70
Figura 56. Circuito traductor de tensión.	71
Figura 57. Traductor de tensión.	71
Figura 58. Circuito generador de tiempos muertos.	72
Figura 59. Medidas generador de tiempos muertos.	72
Figura 60. Generador de tiempos muertos.	73
Figura 61. Interruptor automático bipolar.	74
Figura 62. Fusible.	74
Figura 63. Relé.	75
Figura 64. Fuente de alimentación.	75
Figura 65. Banco de condensadores del bus DC.	76
Figura 66. Valor de las Inductancias L_e y L frente a la frecuencia.	77
Figura 67. Inductancias L_e y L	77
Figura 68. Condensador C_e	78
Figura 69. Resistencia de carga.	78
Figura 70. Fotografía prototipo.	79
Figura 71. Prototipo modo reductor LTspice.	85
Figura 72. Ciclo de trabajo, modo reductor LTspice.	86
Figura 73. Intensidad de salida, modo reductor LTspice.	86
Figura 74. Intensidad de salida, zona estable modo reductor LTspice.	86
Figura 75. Voltaje de salida, modo reductor LTspice.	87
Figura 76. Voltaje de salida, zona estable modo reductor LTspice.	87
Figura 77. Intensidad inductancia L_e , modo reductor LTspice.	88
Figura 78. Intensidad inductancia L_e , zona estable modo reductor LTspice.	88
Figura 79. Intensidad inductancia L_e y voltaje a la salida de los MOSFET, zona estable modo reductor LTspice.	88
Figura 80. Voltaje condensador C_e , modo reductor LTspice.	89
Figura 81. Voltaje condensador C_e , zona estable modo reductor LTspice.	89
Figura 82. Intensidad de condensador C_e , zona estable modo reductor LTspice.	89
Figura 83. Intensidad que circula por los interruptores, modo reductor LTspice.	90
Figura 84. Intensidad que circula por los diodos, modo reductor LTspice.	90

Figura 85. Potencias de entrada y salida, modo reductor LTspice.....	91
Figura 86. Potencias de entrada y salida, zona estable modo reductor LTspice.	91
Figura 87. Prototipo modo elevador LTspice.	92
Figura 88. Voltaje bus DC, modo elevador LTspice.	93
Figura 89. Voltaje bus DC, zona estable modo elevador LTspice.	93
Figura 90. Intensidad inductancia L_e , zona estable modo elevador LTspice.	93
Figura 91. Intensidad inductancia L_e y voltaje a la salida de los MOSFET, zona estable modo elevador LTspice.	94
Figura 92. Intensidad inductancia L , zona estable modo elevador LTspice.	94
Figura 93. Intensidad condensador C_e , zona estable modo elevador LTspice.	94
Figura 94. Voltaje condensador C_e , zona estable modo elevador LTspice.	95
Figura 95. Intensidad que circula por los interruptores, modo elevador LTspice.	95
Figura 96. Intensidad que circula por los diodos, modo elevador LTspice.	95
Figura 97. Potencias de entrada y salida, modo elevador LTspice.	96
Figura 98. Potencias de entrada y salida, zona estable modo elevador LTspice.	97
Figura 99. Prototipo modo reductor Simulink.....	98
Figura 100. Intensidad de salida, modo reductor Simulink.....	98
Figura 101. Intensidad de salida, zona estable modo reductor Simulink.	99
Figura 102. Voltaje de salida, modo reductor Simulink.	99
Figura 103. Voltaje de salida, zona estable modo reductor Simulink.	99
Figura 104. Intensidad inductancia L_e , modo reductor Simulink.	100
Figura 105. Intensidad inductancia L_e , zona estable modo reductor Simulink.	100
Figura 106. Voltaje condensador C_e , modo reductor Simulink.	100
Figura 107. Voltaje condensador C_e , zona estable modo reductor Simulink.	101
Figura 108. Intensidad de condensador C_e , zona estable modo reductor Simulink.	101
Figura 109. Intensidad y voltaje en los MOSFET, modo reductor Simulink.....	102
Figura 110. Intensidad y voltaje los MOSFET, zona estable modo reductor Simulink.	102
Figura 111. Potencias de entrada y salida, modo reductor Simulink.....	103
Figura 112. Potencias de entrada y salida, zona estable modo reductor Simulink.	103
Figura 113. Prototipo modo elevador Simulink.	104
Figura 114. Voltaje bus DC, modo elevador Simulink.	104
Figura 115. Voltaje bus DC, zona estable modo elevador Simulink.	104
Figura 116. Intensidad inductancia L_e , zona estable modo elevador Simulink.	105
Figura 117. Intensidad inductancia L , zona estable modo elevador Simulink.	105
Figura 118. Intensidad condensador C_e , zona estable modo elevador Simulink.....	105
Figura 119. Voltaje condensador C_e , zona estable modo elevador Simulink.	106
Figura 120. Intensidad que circula por los MOSFET, modo elevador Simulink.	106
Figura 121. Intensidad que circula por los MOSFET, zona estable modo elevador Simulink. ...	107
Figura 122. Potencia de entrada y salida (Bus DC), modo elevador Simulink.	107
Figura 123. Potencia de entrada y salida (Bus DC), zona estable modo elevador Simulink.	107
Figura 124. Comparativa voltaje de salida, modo reductor Simulink.....	112
Figura 125. Comparativa intensidad inductancia L , modo reductor Simulink.	113
Figura 126. Comparativa intensidad inductancia L_e , modo reductor Simulink.....	113
Figura 127. Comparativa voltaje condensador C_e , modo reductor Simulink.	113
Figura 128. Comparativa intensidad de condensador C_e , modo reductor Simulink.	113

Figura 129.	Comparativa intensidad y voltaje en los MOSFET, modo reductor Simulink.	114
Figura 130.	Comparativa potencia de entrada y salida, modo reductor Simulink.	114
Figura 131.	Comparativa voltaje bus DC, modo elevador Simulink.	114
Figura 132.	Comparativa intensidad inductancia L , modo elevador Simulink.	115
Figura 133.	Comparativa intensidad inductancia L_e , modo elevador Simulink.	115
Figura 134.	Comparativa voltaje condensador C_e , modo elevador Simulink.	115
Figura 135.	Comparativa intensidad de condensador C_e , modo elevador Simulink.	115
Figura 136.	Comparativa intensidad y voltaje en los MOSFET, modo elevador Simulink.	116
Figura 137.	Comparativa Potencia de entrada y salida (Bus DC), modo elevador Simulink.	116
Figura 138.	Diagrama de bloques de un control PID.	117
Figura 139.	Oscilación sostenida. Fuente: [32]	119
Figura 140.	Prototipo modo reductor, Simulink.	120
Figura 141.	Realimentación en corriente modo reductor, Simulink.	120
Figura 142.	Voltaje de salida realimentación modo reductor, Simulink.	121
Figura 143.	Intensidad de salida realimentación modo reductor, Simulink.	122
Figura 144.	Señal error realimentación modo reductor, Simulink.	122
Figura 145.	Señales PWM realimentación modo reductor, Simulink.	122
Figura 146.	Ciclo de trabajo realimentación modo reductor, Simulink.	123
Figura 147.	Respuesta del sistema ante un escalón múltiple modo reductor, Simulink.	123
Figura 148.	Respuesta del sistema una perturbación cada 50 ms modo reductor, Simulink. ..	124
Figura 149.	Respuesta del sistema una perturbación cada 10 ms modo reductor, Simulink. ..	125
Figura 150.	Prototipo modo elevador, Simulink.	125
Figura 151.	Realimentación en corriente modo elevador, Simulink.	126
Figura 152.	Voltaje de salida realimentación modo elevador, Simulink.	127
Figura 153.	Intensidad de salida realimentación modo elevador, Simulink.	127
Figura 154.	Señal error realimentación modo elevador, Simulink.	127
Figura 155.	Señales PWM realimentación modo elevador, Simulink.	128
Figura 156.	Ciclo de trabajo realimentación modo elevador, Simulink.	128
Figura 157.	Respuesta del sistema ante un escalón múltiple modo elevador, Simulink.	129
Figura 158.	Respuesta del sistema una perturbación cada 50 ms modo elevador, Simulink. ..	130
Figura 159.	Respuesta del sistema una perturbación cada 10 ms modo elevador, Simulink. ..	130
Figura 160.	Fotografía MicroLabBox.	132
Figura 161.	Diseño acondicionamiento de las señales Simulink con RTI.	133
Figura 162.	Diseño control PI Simulink.	135
Figura 163.	Entorno gráfico ControlDesk.	136
Figura 164.	Fotografía fuente de alimentación.	138
Figura 165.	Fotografía multímetro.	138
Figura 166.	Fotografía pinza amperimétrica.	139
Figura 167.	Fotografía osciloscopio.	140
Figura 168.	Fotografía ControlDesk.	140
Figura 169.	ControlDesk, reductor a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	142
Figura 170.	Multímetro y fuente de alimentación a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	142
Figura 171.	Intensidad inductancia L_e a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	143
Figura 172.	Voltaje a la salida de los MOSFET a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	143
Figura 173.	Voltaje de salida del circuito a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	144

Figura 174. Cursores voltaje de salida del circuito a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.....	144
Figura 175. Intensidad inductancia L_e y voltaje a la salida de los MOSFET a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.....	145
Figura 176. Voltaje a la salida de los MOSFET y voltaje de salida del circuito a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.....	145
Figura 177. Intensidad inductancia L_e y voltaje de salida del circuito a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.....	146
Figura 178. ControlDesk, reductor a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.....	146
Figura 179. Multímetro y fuente de alimentación a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.....	147
Figura 180. Intensidad inductancia L_e a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.....	147
Figura 181. Voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.....	148
Figura 182. Voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.....	148
Figura 183. Cursores voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.....	149
Figura 184. Intensidad inductancia L_e y voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.....	149
Figura 185. Voltaje a la salida de los MOSFET y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.....	150
Figura 186. Intensidad inductancia L_e y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.....	150
Figura 187. ControlDesk, reductor a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.....	152
Figura 188. Multímetro y fuente de alimentación a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.....	152
Figura 189. Intensidad inductancia L_e a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.....	153
Figura 190. Voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.....	153
Figura 191. Voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.....	154
Figura 192. Cursores voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.....	154
Figura 193. Intensidad inductancia L_e y voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.....	155
Figura 194. Voltaje a la salida de los MOSFET y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.....	155
Figura 195. Intensidad inductancia L_e y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.....	156
Figura 196. ControlDesk, reductor a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.....	156
Figura 197. Multímetro y fuente de alimentación a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.....	157
Figura 198. Intensidad inductancia L_e a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.....	157
Figura 199. Voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.....	158
Figura 200. Voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.....	158
Figura 201. Cursores voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.....	159
Figura 202. Intensidad inductancia L_e y voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.....	159
Figura 203. Voltaje a la salida de los MOSFET y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.....	160
Figura 204. Intensidad inductancia L_e y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.....	160
Figura 205. ControlDesk, elevador a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.....	164
Figura 206. Multímetro y fuente de alimentación a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.....	165

Figura 207. Intensidad inductancia L_e a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	165
Figura 208. Voltaje a la salida de los MOSFET a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	166
Figura 209. Voltaje de salida del circuito a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	166
Figura 210. Cursores voltaje de salida del circuito a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	167
Figura 211. Intensidad inductancia L_e y voltaje a la salida de los MOSFET a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	167
Figura 212. Voltaje a la salida de los MOSFET y voltaje de salida del circuito a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	168
Figura 213. Intensidad inductancia L_e y voltaje de salida del circuito a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	168
Figura 214. ControlDesk, reductor a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	169
Figura 215. Multímetro y fuente de alimentación a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	169
Figura 216. Intensidad inductancia L_e a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	170
Figura 217. Voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	170
Figura 218. Voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	171
Figura 219. Cursores voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	171
Figura 220. Intensidad inductancia L_e y voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	172
Figura 221. Voltaje a la salida de los MOSFET y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	172
Figura 222. Intensidad inductancia L_e y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.	173
Figura 223. ControlDesk, reductor a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.	175
Figura 224. Multímetro y fuente de alimentación a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.	175
Figura 225. Intensidad inductancia L_e a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.	176
Figura 226. Voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.	176
Figura 227. Voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.	177
Figura 228. Cursores voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.	177
Figura 229. Intensidad inductancia L_e y voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.	178
Figura 230. Voltaje a la salida de los MOSFET y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.	178
Figura 231. Intensidad inductancia L_e y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.	179
Figura 232. ControlDesk, reductor a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.	179
Figura 233. Multímetro y fuente de alimentación a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.	180
Figura 234. Intensidad inductancia L_e a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.	180
Figura 235. Voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.	181
Figura 236. Voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.	181
Figura 237. Cursores voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.	182
Figura 238. Intensidad inductancia L_e y voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.	182
Figura 239. Voltaje a la salida de los MOSFET y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.	183

Figura 240. Intensidad inductancia L_e y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%..... 183

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Comparación entre métodos de control aplicados a convertidores. Fuente: [5]	15
Tabla 2. Características técnicas de MicroLabBox. Fuente: [20]	16
Tabla 3. Software MicroLabBox. Fuente: [20].....	19
Tabla 4. Conjunto de bloques disponibles para RTI. Fuente: [23].....	20
Tabla 5. Software RTI. Fuente: [23].....	21
Tabla 6. Características principales del PC de escritorio.....	21
Tabla 7. Hardware MicroLabBox. Fuente: [20].....	22
Tabla 8. Hardware RTI. Fuente: [23]	22
Tabla 9. Características técnicas emulador de carga.	29
Tabla 10. Datos de entrada del Seredis.	52
Tabla 11. Datos de diseño del Seredis.....	52
Tabla 12. Características MOSFET.	68
Tabla 13. Características diodo.....	68
Tabla 14. Características traductor de corriente.	69
Tabla 15. Características traductor de corriente.	70
Tabla 16. Características interruptor automático bipolar.	73
Tabla 17. Características fusible.	74
Tabla 18. Características relé.....	75
Tabla 19. Características fuente de alimentación.....	75
Tabla 20. Características banco de condensadores del bus DC.	76
Tabla 21. Características inductancias L_e y L	76
Tabla 22. Características condensador C_e	77
Tabla 23. Características resistencia de carga.....	78
Tabla 24. Especificaciones de funcionamiento del prototipo.....	80
Tabla 25. Tabla resumen, Justificación de cálculos modo reductor.....	83
Tabla 26. Tabla resumen, Justificación de cálculos modo elevador.	84
Tabla 27. Tabla resumen, simulación LTspice modo reductor.	92
Tabla 28. Tabla resumen, simulación LTspice modo elevador.....	97
Tabla 29. Tabla resumen, simulación Simulink modo reductor.	103
Tabla 30. Tabla resumen, simulación Simulink modo elevador.....	108
Tabla 31. Tabla resumen justificación de cálculos, simulación LTspice y simulación Simulink, modo reductor.....	109
Tabla 32. Tabla resumen justificación de cálculos, simulación LTspice y simulación Simulink, modo elevador.	110
Tabla 33. Parámetros PID método Ziegler Nichols. Fuente: [32].....	119
Tabla 34. Comparación modo reductor a diferentes frecuencias de conmutación.	151
Tabla 35. Comparación modo reductor a diferentes ciclos de trabajo.....	161
Tabla 36. Comparación modo reductor resultados teóricos, simulaciones y experimentales..	162
Tabla 37. Comparación modo elevador a diferentes frecuencias de conmutación.	174
Tabla 38. Comparación modo elevador a diferentes ciclos de trabajo.....	184
Tabla 39. Comparación modo elevador resultados teóricos, simulaciones y experimentales..	185

1. Objeto del trabajo

El autoconsumo fotovoltaico (FV) en el sector residencial representa una opción óptima para minimizar el impacto técnico en la red de sistemas fotovoltaicos (SFVs), e impacto económico, al reducir la demanda eléctrica con precios crecientes. El despliegue del vehículo eléctrico (VE) privado requiere la integración de estaciones de carga en las redes. Un porcentaje crecientemente de energía renovable suministrada a estas estaciones favorecerá la disminución de emisiones del sector del transporte. Es deseable en el sector residencial una gestión inteligente que optimice el empleo de energía FV en viviendas que incluyan carga bidireccional de VEs, gracias a sistemas avanzados de almacenamiento que permitan una mayor integración de ambos en la red. La incorporación de almacenamiento híbrido posibilitará además que la microred resultante (vivienda, VE, almacenamiento híbrido y SFV [microred FV+VE]) proporcione servicios avanzados de red (servicios auxiliares). Este planteamiento avanzado persigue un doble objetivo:

- Incrementar la competitividad económica del proconsumidor FV+VE.
- Mantener la estabilidad del sistema eléctrico bajo una integración masiva de SFVs y VEs en el sector residencial.

En este trabajo se pretende experimentar con un prototipo de microred FV+VE. Se estudiarán diferentes algoritmos de control escogiéndose el más propicio para el control de la tecnología con la que se está trabajando. Se analizará su comportamiento para diferentes circunstancias y se comprobará como responde el sistema a dichas perturbaciones.

La temática del trabajo se encuadra dentro de la gestión óptima de microredes basadas en convertidores de potencia conectados a red, campo de investigación que se ha visto refrendado con la concesión de un proyecto del plan Nacional I+D+i 2018-2020 ref. ENE2017-83860-R alineado en esta temática.

El proyecto constará de dos fases claramente diferenciadas. La primera fase será aquella en que se realiza un prototipo a pequeña escala del proyecto Seredis con la finalidad de estudiar el comportamiento del circuito. La segunda fase será aquella en la que se trabaja con el Seredi. Este trabajo se centrará en la primera fase, comenzando ligeramente a entrar en la segunda fase.

2. Objetivos principales

El objetivo principal es la obtención de resultados experimentales que permitan verificar el correcto funcionamiento del algoritmo escogido para el control del

convertidor bidireccional. Para llevar a cabo este objetivo se tiene una serie de objetivos específicos.

3.1. Objetivos específicos

Además de los objetivos principales se deben llevar a cabo una serie de objetivos secundarios para lograr dicho objetivo principal. Estos objetivos secundarios se denominarán objetivos específicos y serán los siguientes:

- **Diseño y montaje del prototipo.** Se debe diseñar un prototipo utilizando componentes que reproduzcan con la mayor similitud posible los valores del proyecto Seredi. Una vez diseñado el prototipo, se deben unir todos los componentes y realizar una evaluación de su correcto funcionamiento.
- **Diseño y análisis del algoritmo de control.** Se debe estudiar los diferentes tipos de algoritmos de control utilizados para los convertidores bidireccionales y escoger el más adecuado para la aplicación en el que se va a desarrollar. Se debe diseñar, evaluar e implantar el algoritmo de control escogido.
- **Diseño y montaje de la interfaz.** Se debe realizar el diseño de la interfaz de comunicación entre el DSPACE y el prototipo. Una vez ha sido diseñada la interfaz es necesario comprobar que funciona de manera adecuada.
- **Puesta en marcha y análisis de los resultados.** Se debe validar el correcto funcionamiento del prototipo, el algoritmo de control desarrollado y la interfaz. Se realizarán pruebas con los diferentes modos de funcionamiento del convertidor bidireccional y se comprobarán si los resultados obtenidos mediante simulación coinciden con los obtenidos de manera experimental.

3. Metodología de trabajo y cronograma

Para lograr el objetivo planteado el trabajo necesario es teórico y experimental. Se propone el siguiente plan de trabajo:

1. **Identificación de estrategias de control y tecnologías de almacenamiento:** se revisarán las estrategias actuales de gestión de energía y provisión de servicios de microrredes. Se revisarán los sistemas híbridos de almacenamiento para la gestión y provisión de las microrredes que se aplicarán previamente al prototipo.

Tiempo estimado: 80 horas.

2. Identificación y caracterización de topologías de convertidores susceptibles de incluirse en el prototipo.

Tiempo estimado: 80 horas.

3. Revisión, identificación y estudio de arquitecturas abiertas para el control de convertidores. Usualmente estas arquitecturas se componen de:

- Un módulo del procesador, cuyo dispositivo más importante es el procesador digital de señales (DSP).
- Un módulo de interfaz periférica del sistema de potencia que consiste en el sistema de adquisición de datos y los controladores de disparo de IGBTs. Se utilizará el entorno dSPACE.
- Implementación de la estrategia de control. Mediante el entorno de MATLAB & Simulink.

Tiempo estimado: 140 horas.

4. Realización de ensayos y obtención de resultados. Una vez seleccionados los convertidores y la arquitectura de control e implementada la estrategia de control se realizará ensayos bajo diferentes condiciones de operación y estrategias de control en el prototipo.

Tiempo estimado: 50 horas.

5. Interpretación de resultados: cuando se tengan analizados todos los ensayos se estará en condiciones de verificar el correcto funcionamiento del algoritmo planteado.

Tiempo estimado: 50 horas.

4. Antecedentes

4.1. Estado del arte

4.1.1. Introducción al almacenamiento de energía

El almacenamiento de energía es un concepto necesario desde el comienzo de la sociedad, pero recientemente el panorama eléctrico ha cambiado con lo que han surgido nuevos sistemas de generación, transporte y distribución de energía. Tradicionalmente las necesidades de almacenamiento energético se han cubierto con almacenamiento de combustible fósil destinado a las centrales de generación de energía y con los sistemas de almacenamiento hidráulicos [1].

Actualmente el panorama eléctrico tiene un mayor porcentaje de crecimiento y utilización de las energías renovables en especial la eólica y la solar, aunque estas formas de generación de energía son sostenibles tienen la dificultad de suministrar la energía de forma estable y constante bajo unas normas específicas de cada país.

Uno de los principales problemas que presentan estas energías es que no son controlables. Algunas de estas energías son de generación intermitente, en la eólica hay distintas rachas de viento, de forma que no siempre se pueden aprovechar los recursos disponibles. El mismo caso se presenta con la energía solar en la que la radiación captada no es la misma por el día que por las noches en las que no se puede aprovechar. Para conseguir un mejor aprovechamiento de dichas hay que mejorar el rendimiento del almacenamiento de energía y así poder suministrar la energía de forma regular a la red eléctrica.

En la actualidad hay una gran demanda de instalaciones de almacenamiento de energía para mejorar la estabilidad de la red. La arquitectura y la capacidad de controlar la red están evolucionando haciendo necesario que las redes de transporte de energía sean inteligentes y eficaces. Estas redes necesitan almacenar energía en lugares y momentos adecuados para evitar desperdiciar energía y mantener la estabilidad de la red.

La energía proporcionada por los sistemas de almacenamiento debe estar regulada en frecuencia y amplitud, tener calidad, continuidad y seguridad de servicio marcadas por normativas de la RRE (Marco regulatorio de la red eléctrica de España).

Las tecnologías de almacenamiento de energía con más importancia en la actualidad son los sistemas de almacenamiento basados en baterías. Dichos sistemas permiten cubrir las necesidades de almacenamiento y el uso de la energía variando la electroquímica. Otro de los sistemas de almacenamiento de energía con más importancia son los sistemas basados en supercondensadores.

A finales del siglo XX. Davis V. Ragone trató de establecer las diferencias entre los sistemas de almacenamiento de energía basados en baterías y los basados en supercondensadores incluyendo también otros elementos pasivos capaces de almacenar dicha energía. Estas diferencias las plasmó en el llamado Diagrama de Ragone, en el que se representa la densidad de energía como función de la densidad de potencia [2].

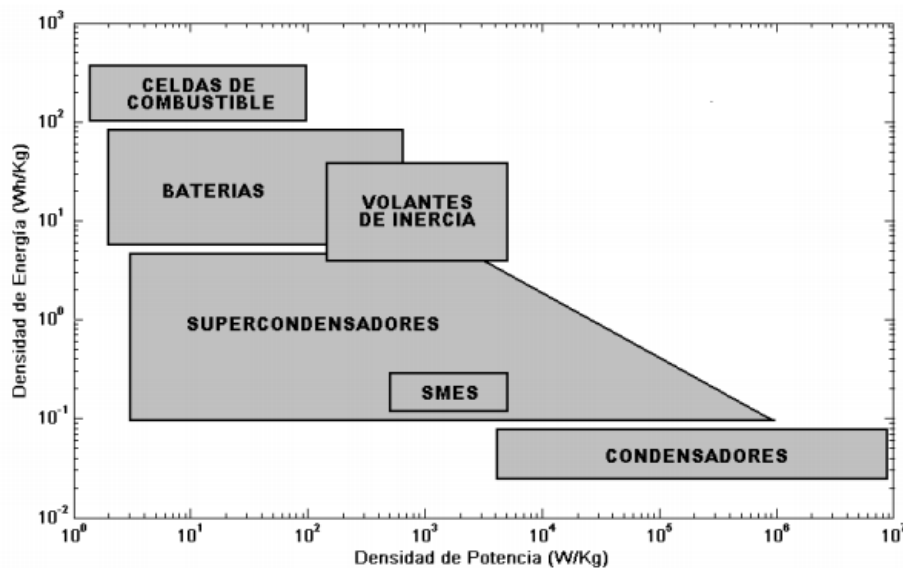


Figura 1. Diagrama de Ragone. Fuente: [3].

En el Diagrama de Ragone se observa que cuanto mayor es la densidad de energía de un sistema de almacenamiento, menor es su densidad de potencia, y viceversa. En el caso de los sistemas basados en baterías presentan una alta densidad de energía en detrimento de la densidad de potencia. En el caso de los sistemas basados en supercondensadores permiten conseguir una alta densidad de potencia, y que también cuenten con una moderadamente alta densidad de energía. Con estas características este sistema posibilita la entrega estable y continua de energía, permitiendo satisfacer en todo momento la demanda, así como compensar los diferentes picos de potencia de red que se produzcan, debido a su densidad de alta potencia.

Los sistemas de almacenamiento de energía se pueden dividir atendiendo a la cantidad de energía que son capaces de almacenar a lo largo de la cadena de suministros en los siguientes [1]:

- A gran escala (GW): hidroeléctrica reversibles y almacenamiento térmico.
- Almacenamiento en redes (MW): pilas y baterías, condensadores, supercondensadores, superconductores y volantes de inercia.
- A nivel de usuario final (kW): baterías, superconductores, volantes de inercia.

El almacenamiento de energía a gran escala tiene especial importancia cuando se cuenta con recursos naturales de gran interés, como pueden ser presas o embalses, así como su implementación y desarrollo en islas o redes aisladas con una demanda baja. Otra alternativa es el almacenamiento térmico fundamentado en almacenar energía solar basado en materiales de cambio de fase, que permite mantener el calor necesario para aplicación es a alta temperatura.

En el almacenamiento a media escala destacan las baterías, los volantes de inercia y los supercondensadores. En cuanto a las baterías, en los últimos años se han desarrollado baterías de iones de litio de gran potencia que permiten un almacenamiento elevado de energía, así como una buena densidad de potencia. En la actualidad su principal línea de investigación es para su uso en vehículos eléctricos. En cuanto a los volantes de inercia, a pesar de no ser elementos eléctricos propiamente dichos cumplen la función de almacenar energía mediante la energía cinética. En cuanto a los supercondensadores, permiten compensar los diferentes picos de potencia de red que se produzcan.

A nivel de usuario final se puede destacar el uso de pequeñas baterías empleadas en multitud de objetos cotidianos.

4.1.2. Sistemas de almacenamiento basados en baterías

Las baterías son sistemas de almacenamiento de energía eléctrica basados en reacciones electroquímicas de reducción-oxidación que en función de la tecnología o materiales utilizados devuelve casi en su totalidad la energía eléctrica almacenada. Las baterías están compuestas de distintos módulos de baterías, electrolitos, colocados en serie y paralelo formando una red para aumentar la tensión que soportan y la intensidad de corriente máxima que pueden ofrecer [2].

Las aplicaciones en las que se centra el trabajo serán aquellas en las que se requiera una alta densidad de energía como puede ser almacenamiento para la regulación de la energía entrante a la red eléctrica o la energía suministrada a vehículos eléctrico.

La principal característica de las baterías es que presentan una alta densidad de energía. En contraposición, presentan ciertas desventajas como la baja velocidad de carga y descarga permitida, restricciones de tiempos y corrientes de carga y descarga. No son dispositivos capaces de absorber grandes puntas de potencia en las cargas ni proporcionarlas en las descargas sin que ello no repercuta negativamente en su vida útil. Su rendimiento no es muy elevado, del orden del 80%, debido a su resistencia interna [3].

Dentro de la variedad de tipos de baterías es necesario destacar las baterías de ion-Litio. Su uso está muy extendido en pequeñas aplicaciones como teléfonos móviles u ordenadores portátiles. Actualmente, las líneas de investigación de estas baterías están creciendo con fin de utilizarlas en aplicaciones de mayores densidades de energía como pueden ser vehículos eléctricos o sistemas de almacenamiento. Una de sus principales características es su alta densidad de energía y energía específica. También se identifican por su rápida capacidad de carga y descarga. Se trata de una tecnología que presentan grandes ventajas, pero también tienen importantes

inconvenientes, como el efecto memoria y la facilidad de descarga por lo que son desaconsejadas para aplicaciones de seguridad, es muy importante controlar sus condiciones de temperatura-tensión para su buen rendimiento y durabilidad.

En el ANEXO I adjuntado al final del presente documento se realiza un informe técnico sobre las baterías. En él se detalla con mayor profundidad las configuraciones, la estructura, las tecnologías existentes y las principales características de las baterías. Se profundiza en las baterías de Litio con sus ventajas, desventajas, tipos y limitaciones tecnológicas. También se analiza la batería seleccionada para el proyecto con sus diferentes características. Por último, se muestran los diferentes modelados que se pueden realizar en Simulink para las baterías de Litio.

4.1.3. Sistemas de almacenamiento basados en supercondensadores

Los supercondensadores son dispositivos electroquímicos de doble capa, capaces de almacenar una gran cantidad de densidad de energía, muy superior a los condensadores convencionales. Las capacidades que pueden llegar a ser de miles de faradios [2].

En los supercondensadores el almacenamiento de energía se produce sobre el electrolito y un material aislante. Existen distintos tipos de electrolitos utilizados en la construcción de supercondensadores, hidróxidos de sodio e hidróxidos de potasio. Actualmente, se investigan nuevos materiales como pueden ser nanotubos de carbón.

Los supercondensadores se caracterizan por presentar tiempo de carga y descarga muy cortos lo cual los hace especialmente apropiados para responder ante necesidades de puntas de potencia o ante interrupciones de suministro de poca duración. Esto es debido a que el almacenamiento de cargas es puramente electroestático [3].

Los supercondensadores se dividen en distintos grupos en función de sus elementos de composición y características internas:

- Condensadores electroquímicos de doble capa (EDLCs)
- Pseudocondensadores
- Condensadores híbridos

En el ANEXO II adjuntado al final del presente documento se realiza un informe técnico sobre los supercondensadores. En él se detalla con mayor profundidad la estructura, el principio de funcionamiento, las tecnologías existentes y las principales características de los supercondensadores. Se profundiza en el modelo de supercondensador escogido mostrando sus principales características. Por último, se muestran los diferentes modelados que se pueden realizar en Simulink para los supercondensadores.

4.1.4. Convertidores DC/DC

Los convertidores DC-DC son circuitos de electrónica de potencia que convierten un nivel de tensión continua en otro nivel de tensión continua regulada [4].

En el contexto de los sistemas híbridos de generación, un convertidor se define como el elemento que transforma la tensión generada en las fuentes de energía renovables, o en los sistemas de almacenamiento que se integren en dicho sistema, adaptándola al nivel de tensión utilizado en el bus que alimenta la carga directamente en DC, o al inversor que, en su caso, alimenta a la carga en alterna. Para los sistemas de almacenamiento se utilizarán convertidores DC/DC bidireccionales que serán capaces de realizar esta conversión en ambos sentidos, según el estado de funcionamiento instantáneo del sistema [5].

Se puede establecer un primer criterio para la clasificación de los convertidores DC/DC, en función de que exista un flujo de energía en un solo sentido o en ambos sentidos.

En el primer caso, este flujo va desde la fuente de generación a la barra de DC. Para estos casos se precisa de un convertidor unidireccional. Un ejemplo de la utilización de dichos convertidores sería en las fuentes de energía renovable como placas solares fotovoltaicas o pilas de combustible.

En el segundo caso, el convertidor es capaz de transmitir la energía, según demande el sistema de control, en ambos sentidos. Para estos casos se precisa de un convertidor bidireccional. Un ejemplo del uso de estos convertidores sería en los sistemas de acumulación de energía como baterías o supercondensadores.

A continuación, se muestra un breve resumen de dos convertidores unidireccionales, buck y boost y un convertidor bidireccional.

4.1.4.1. Convertidor Buck

Un convertidor Buck, también conocido como reductor, permite convertir una tensión continua no regulada en una tensión continua regulada inferior a la tensión de entrada. Este proceso depende exclusivamente del ciclo útil aplicado al dispositivo de conmutación, generalmente un MOSFET y un diodo. Dicho convertidor se compone de una fuente conmutada por medio del MOSFET y el diodo, una inductancia y un condensador de salida. Este tipo de convertidores no poseen aislamiento galvánico y poseen una eficiencia mayor al 95% [6].

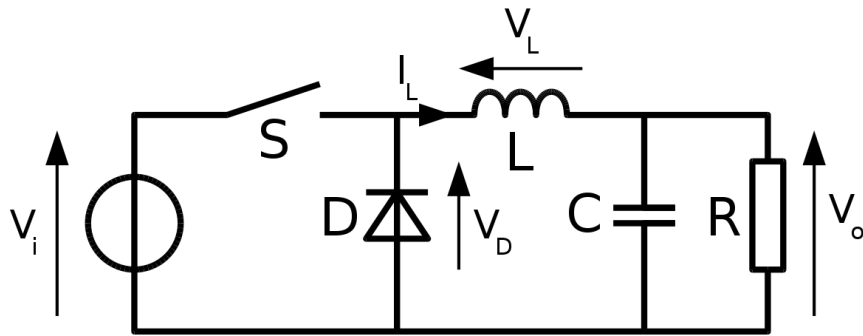


Figura 2. Esquema general de un convertidor Buck DC-DC.

En la figura anterior se muestra el esquema general de un convertidor reductor. Cuando está activado el interruptor el convertidor se encuentra en conducción y cuando está desactivado se encuentra en corte. Este interruptor suele ser un MOSFET [7].

4.1.4.2. Convertidor Boost

Un convertidor Boost, también conocido como elevador, permite convertir una tensión continua en una tensión continua regulada superior a la tensión de entrada. Este proceso depende nuevamente del ciclo de trabajo aplicado al dispositivo de conmutación. Dicho convertidor se compone de un dispositivo de conmutación, un diodo, una inductancia y un capacitor. Al igual que el Buck es un convertidor con una alta eficiencia de más de un 95% [6].

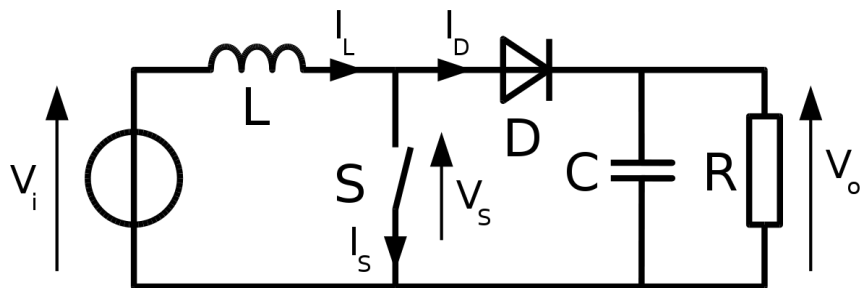


Figura 3. Esquema general de un convertidor Boost DC-DC.

4.1.4.3. Convertidor bidireccional

Un convertidor bidireccional es aquel con la capacidad de transferir energía en ambos sentidos es decir tanto entrada como salida y viceversa esto se hace con un cambio del sentido de la corriente. Por lo general las topologías ya sea aislada o no se cambian los diodos rectificadores por los transistores MOSFET de forma controlada para permitir el flujo de corriente en ambos sentidos. Haciendo de tal modo que casi

cualquier convertidor convencional puede tener la ventaja de ser bidireccional siempre y cuando se realice el esquema de conmutación correcto [5].

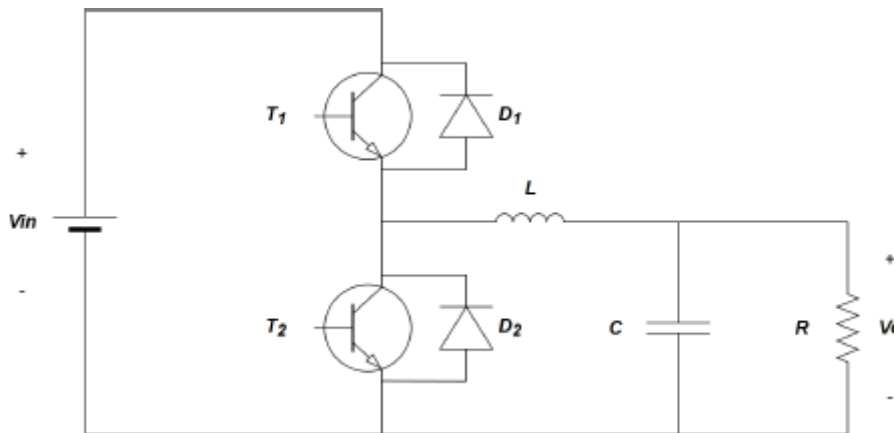


Figura 4. Esquema general de un convertidor bidireccional DC-DC. Fuente: [7].

Los interruptores se activan de forma alternativa, es decir, cuando uno de ellos está activo el otro permanece cortado. La carga puede ser sustituida por una batería o un supercondensador y de esta suministrar o recibir corriente según su modo de funcionamiento.

Los convertidores bidireccionales son los que se utilizan en este proyecto. La elección de los convertidores bidireccionales frente a los unidireccionales se debe a la necesidad de tener flujo de energía en ambas direcciones para permitir tanto la carga como la descarga de los sistemas de almacenamiento. Además, el uso de los convertidores bidireccionales permite regular la tensión en las condiciones requeridas para cada sistema de almacenamiento. Adicionalmente, el convertidor seleccionado deberá contemplar el efecto armónico producido en la red debido a la conmutación, por ello, se utilizará un filtro LCL [8].

4.1.5. Análisis algoritmo de control

Las técnicas de control utilizadas a la hora de realizar la conmutación de los semiconductores van encaminadas a mantener constante la tensión de salida del convertidor independientemente de fluctuaciones de la carga, así como de la tensión de entrada. Por otro lado, se pretende optimizar el rendimiento del convertidor, para lo cual, se busca una conmutación blanda o suave, es decir, que la conmutación de los semiconductores se produzca cuando la diferencia de tensión entre drenador - fuente sea cero (ZVS) (o la más baja posible) o la corriente que circula por el mismo sea nula (ZCS). De esta forma se minimizan las pérdidas de conmutación. En cambio, si la conmutación se produce con una elevada diferencia de potencial en los extremos de los semiconductores o mientras circula una corriente elevada por el semiconductor se dirá que se produce conmutación dura y las pérdidas serán elevadas [5].

A continuación, se analizan los algoritmos de control más utilizados en el ámbito de la electrónica de potencia.

4.1.5.1. Control por desplazamiento de fase

Se basan en la utilización de los transformadores de pulsos para controlar los conmutadores de manera que se consigan generar masas flotantes que se utilizan en cualquier circuito puente. El siguiente ejemplo se utiliza para el control de motores.

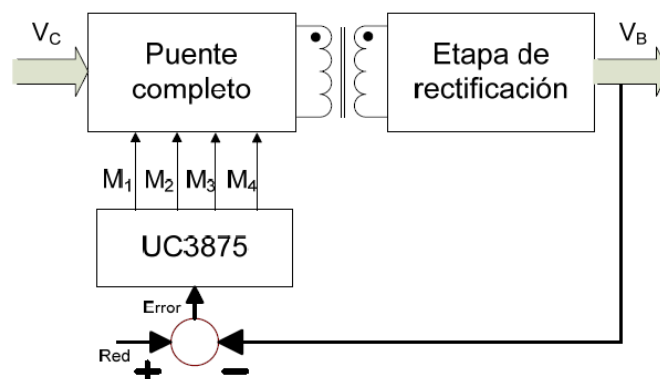


Figura 5. Diagrama de bloques de control por desplazamiento de fase.

Por ejemplo, el controlador UC3875 genera dos trenes de pulsos con dos señales del 50 % de ciclo de trabajo cada una; estos dos trenes de pulsos, se defasan entre si desde 0° hasta 180° para conseguir el control por desplazamiento de fase entre las ramas del puente completo [5].

La utilización de este controlador facilita la regulación del convertidor, ya que en un único encapsulado es posible implementar un arranque suave y las protecciones de sobretensión y sobreintensidad del circuito.

4.1.5.2. Lógica fuzzy (control difuso)

Actualmente, se utilizan otras técnicas de control en los convertidores en los que se incluyen elementos lógicos o programables para conseguir una conmutación que, dependiendo de la tensión de entrada, teniendo en cuenta la tensión de salida y la variación de la carga, posibilite la obtención de una tensión de salida constante. El parámetro más habitual a controlar suele ser el ciclo de trabajo de los conmutadores, aunque en topologías más avanzadas, se controla además la frecuencia de conmutación. Controlando el ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación, se puede llegar a conseguir que la conmutación se realice de forma suave y se minimicen o eliminen las pérdidas debidas a dicha conmutación [5].

Históricamente se han diseñado convertidores basados en automática tradicional, o con disparadores continuos basados en temporizadores. En la actualidad se desarrollan estrategias de gestión basadas en sistemas quasi-inteligentes. Existen muchos estudios que analizan el uso de estrategias de control basadas en sistemas inteligentes, tales como lógica difusa (fuzzy) y redes neuronales, las cuales se analizarán posteriormente [9].

La lógica fuzzy presenta una gran ventaja respecto al resto de controladores, su independencia de un modelo puramente matemático, pero en contraposición, presenta la necesidad de un entrenamiento previo. La lógica fuzzy, al contrario que la lógica clásica, no exige un conocimiento profundo del sistema, ni de las ecuaciones exactas que lo definen. Introduce una forma alternativa de modelar sistemas complejos desde un mayor nivel de abstracción basado en la experiencia y conocimiento.

Se trata una técnica heurística que está sujeta al diseño de la persona que desea estudiar el problema. El mismo diseñador plantea los estados y pone sus límites y restricciones. Las funciones de pertenencia serán las reglas que rigen este control en lugar de complejas ecuaciones matemáticas como ocurre en otros controles. Una función de pertenencia asigna un dominio para la cual las condiciones ocurren y permiten al sistema comportarse de una manera u otra [10]. Este tipo de control proporciona una estructura muy adecuada para sistemas cuyos comportamientos sean no lineales.

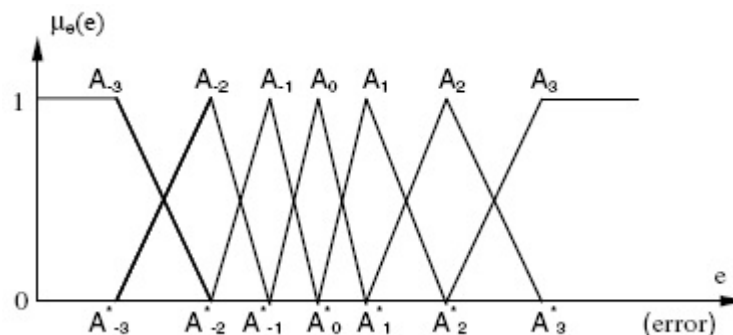


Figura 6. Función de pertenencia generalizada. Fuente: [10]

Existen estudios que introducen estos tipos de lógica en el control de sistemas híbridos de generación. El control basado en lógica fuzzy de [11] utiliza el valor de corriente de salida de las baterías y supercondensadores, y la potencia requerida por el bus como entradas, para determinar la potencia de salida de la pila de combustible.

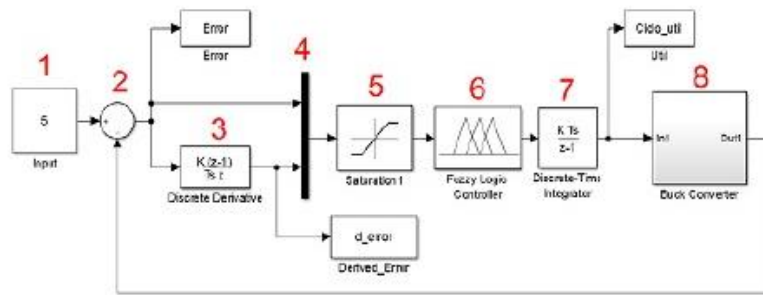


Figura 7. Control lógico fuzzy para un convertidor Buck DC-DC. Fuente:[10]

En la figura anterior se muestra el control de un convertidor Buck DC-DC mediante el control fuzzy. Realiza un control en corriente del convertidor que mediante el controlador fuzzy lo convierte en un ciclo de trabajo.

Se encuentran otros casos [12], donde se utiliza la lógica fuzzy para controlar directamente el ciclo de trabajo de los convertidores de un vehículo híbrido basado en pila de combustible y supercondensadores.

4.1.5.3. Redes neuronales

Las redes neuronales son otra técnica de control que introduce el uso de estrategias de control basadas en sistemas inteligentes. Las redes neuronales emulan, mediante un programa de ordenador, la capacidad humana de procesar la información y conseguir aprendizaje, predicción, clasificación y control. Estos sistemas “aprenden” de ejemplos previos y proporcionan una respuesta correcta y rápida a informaciones nuevas que no estaban previamente almacenadas en la memoria. Uno de los inconvenientes es que requieren un aprendizaje o entrenamiento previo. Presenta algunas ventajas frente a la lógica fuzzy, sobre todo en cuanto a precisión y flexibilidad [5].

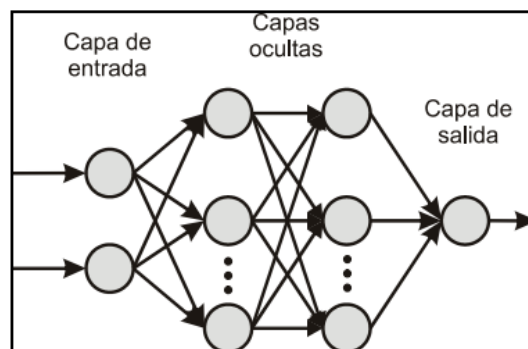


Figura 8. Estructura general de la red neuronal multicapa. Fuente: [13]

Las redes neuronales se ha implementado en el control de convertidores [13], pero también existen algunos estudios que introducen redes neuronales para la

gestión de energía, en particular para los sistemas de potencia de vehículos híbridos [14].

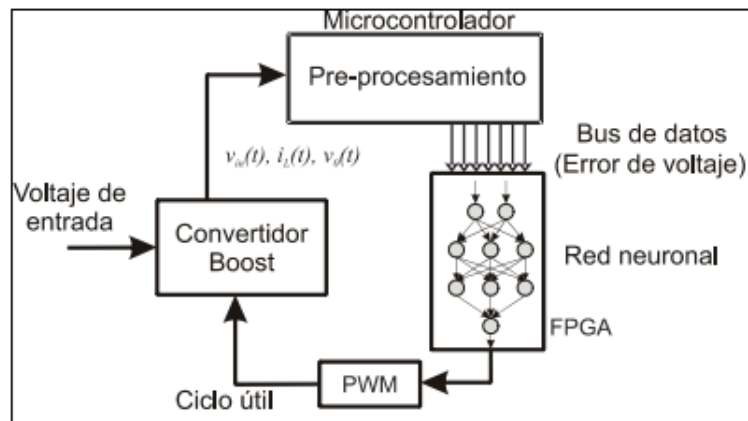


Figura 9. Control mediante redes neuronales para un convertidor Boost DC-DC. Fuente: [13]

En la figura anterior se muestra un control mediante redes neuronales para un convertidor Boost DC-DC. Mediante el voltaje de referencia introducido en el convertidor se controla el voltaje de salida y la intensidad por la inductancia, transmitiendo estos datos a una FPGA donde se encuentra implementada una red neuronal que proporciona el ciclo de trabajo para controlar el convertidor.

4.1.5.4. Control PID

Otra técnica de control cuya aplicación para controlar convertidores presenta un buen comportamiento es el control PID, concretamente el control PI. Un controlador convencional lineal PI puede ser muy útil para implementar convertidores en tiempo real.

En numerosos estudios se puede observar cómo se utilizan los controladores PI para convertidores que forman parte de un sistema con un control centralizado. En estudios como [15], se utiliza un control PI en un sistema con estabilizador de la tensión del bus de continua. En otros casos, el control PI se utiliza para determinar el ciclo de trabajo del convertidor como en [16]. También se pueden encontrar sistemas de control centrado más complejos donde se utilizaba el control PI como en [17].

4.1.5.5. Control adaptativo

El control adaptativo es un método de control que se adapta a un sistema controlado con parámetros que varían, o son inicialmente inciertos. Las técnicas adaptativas pueden funcionar como controladores adaptativos predictivos o

controladores adaptativos realimentados. Existen algunos estudios referidos a la aplicación de métodos de control adaptativo en convertidores [18].

El control robusto es una rama de la teoría de control que tiene en cuenta la incertidumbre y que se diseña para funcionar correctamente dentro de un margen de variación determinado de los parámetros o variables desconocidas. Al contrario que en el control adaptativo, la ley del control robusto es estática. Se pueden encontrar estudios en los que se aplica el control robusto de pilas de combustible [19].

4.1.5.6. Comparación técnicas de control

Para realizar una comparación de las diferentes técnicas de control aplicadas en el ámbito de los convertidores se lleva a cabo una tabla donde se muestran tanto las ventajas como las desventajas de cada una de las técnicas.

Técnicas de control	Ventajas	Desventajas
Lógica fuzzy	- Independiente de un complejo modelo matemático. - Se adapta a estructuras complejas. - Eficiencia computacional. - Robusto ante incertidumbres de modelado.	- Depende del conocimiento del diseñador del problema.
Redes neuronales	- Proporcionan respuestas adecuadas y rápidas ante nuevos eventos.	- Requieren un proceso de entrenamiento.
Controlador PI	- Fácil de implementar en sistemas embebidos (DSPs, Microcontroladores, ...).	- No apropiados para sistemas complejos.
Control adaptativo y robusto	- Aplicable a sistemas con incertidumbres.	- Requieren un profundo conocimiento matemático del sistema.

Tabla 1. Comparación entre métodos de control aplicados a convertidores. Fuente: [5]

4.1.6. MicroLabBox (dSPACE)

Se ha escogido la MicroLabBox en el uso de este proyecto debido a la gran versatilidad que presenta. Permite realizar de forma rápida y eficiente prototipos.

4.1.6.1. Descripción del sistema y dispositivos físicos

La MicroLabBox es una unidad compacta de prototipado para laboratorios de dSPACE. Este sistema de desarrollo todo en uno compacto está destinado para fines de laboratorio. Dispone de un procesador de doble núcleo en tiempo real de 2 GHz, una FPGA programable, más de 100 canales de E/S de alto rendimiento, funciones dedicadas para el control de motores eléctricos, interfaces Ethernet y bus CAN y fácil

acceso de E/S a través del panel de conectores integrado. El resto de características técnicas se muestran a continuación:

Parameter		Specification		
MicroLabBox		Front Panel Variant	Top Panel Variant with BNC Connectors	Top Panel Variant with Spring-Cage Terminal Blocks
Processor	Real-time processor	■ Freescale QorIQ P5020, dual-core, 2 GHz ■ 32 KB L1 data cache per core, 32 KB L1 instruction cache per core, 512 KB L2 cache per core, 2 MB L3 cache total		
	Host communication co-processor	■ Freescale QorIQ P1011 800 MHz for communication with host PC		
Memory		■ 1 GB DRAM ■ 128 MB flash memory		
Boot time		■ Autonomous booting of applications from flash (depending on application size), ~5 s for a 5 MB application		
Inter- faces	Host interface	■ Integrated Gigabit Ethernet host interface		
	Ethernet real-time I/O interface	■ Integrated low-latency Gigabit Ethernet I/O interface		
	USB interface	■ USB 2.0 interface for data logging ("flight recorder") and booting applications via USB mass storage device (max. 32 GB supported)		
	CAN interface	■ 2 CAN channels (partial networking supported)		
	Serial interface	■ 2 x UART (RS232/422/485) interface		
	LVDS interface	■ 1 x LVDS interface to connect with the Programmable Generic Interface PGI1		
Programmable FPGA ¹⁾		■ Xilinx® Kintex®-7 XC7K325T FPGA		
Analog input	Resolution and type	■ 8 14-bit channels, 10 Msps, differential; functionality: free running mode ■ 24 16-bit channels, 1 Msps, differential; functionality: single conversion and burst conversion mode with different trigger and interrupt options		
	Input voltage range	■ -10 ... 10 V		
Analog output	Resolution and type	■ 16 16-bit channels, 1 Msps, settling time: 1 µs		
	Output voltage range	■ -10 ... 10 V		
	Output current	■ ± 8 mA		
Digital I/O		■ 48 bidirectional channels, 2.5/3.3/5 V (single-ended); functionality: bit I/O, PWM generation and measurement (10 ns resolution), pulse generation and measurement (10 ns resolution), 4 x SPI Master ■ 12 bidirectional channels (RS422/485 type) to connect sensors with differential interfaces		
Electric motor control I/O functionality	Separate interfaces	■ 2 x Resolver interface		
	Functionality on digital I/O channels	■ 6 x Encoder sensor input ■ 2 x Hall sensor input ■ 2 x EnDat interface ■ 2 x SSI interface ■ Synchronous multi-channel PWM ■ Block commutational PWM		
Sensor supply		■ 1 x 12 V, max. 3 W/250 mA (fixed) ■ 1 x 2 ... 20 V, max. 1 W/200 mA (variable)		
Feedback elements		■ Programmable buzzer ■ Programmable status LEDs		
Theft protection		■ Kensington® lock		
Cooling		■ Active cooling (temperature-controlled fan)		
Physical connections		■ 4 x Sub-D 50 I/O connectors ■ 4 x Sub-D 9 I/O connectors	■ 2 x Sub-D 50 I/O connectors ■ 48 x BNC I/O connectors ■ 4 x Sub-D 9 I/O connectors	■ 2 x Sub-D 9 I/O connectors ■ 27 x spring-cage terminal block connectors with 8 pins each
		■ 3 x RJ45 for Ethernet (host and I/O) ■ USB Type A (for data logging) ■ 2 x 2 banana connectors for sensor supply ■ Power supply		

Tabla 2. Características técnicas de MicroLabBox. Fuente: [20]

MicroLabBox presenta una alta potencia de computación que combinada con la baja latencia de las E/S proporcionan un alto rendimiento en tiempo real. La FPGA programable permite una gran flexibilidad y ejecutar bucles de control cerrados que

sean extremadamente rápidos. Además, MicroLabBox incluye una interfaz en tiempo real (RTI) para Simulink basadas en modelos. Incorpora el software ControlDesk que proporciona acceso a la aplicación en tiempo real durante el tiempo de ejecución mediante instrumentos gráficos.

Existen diferentes variantes según la posición del panel de conectores. La opción escogida es aquella en la que los conectores BCN y Sub-D se encuentran en el panel superior permitiendo un fácil acceso a los canales de E/S analógicas, a través de sondas para ofrecer una alta calidad de señal analógica, y las E/S digitales. Las conexiones físicas que de las que dispone esta variante son:

- 2 conectores E/S del tipo Sub-D 50.
- 48 conectores E/S del tipo BNC.
- 4 conectores E/S del tipo Sub-D 9.

Dentro de las señales analógicas se deben distinguir las características de las de entrada y las de salida. Las señales analógicas de entrada constan de 8 canales de 14 bit de resolución y de 14 canales de 16 bit de resolución. Permite medir desde ± 10 V. Las señales analógicas de salida constan de 16 canales de 16 bit resolución siendo capaces de proporcionar un voltaje de ± 10 V y una intensidad de ± 8 mA.

Respecto a las E/S digitales, se dispone de 48 canales bidireccional que pueden proporcionar 2,5/3,3/5 V. Permite generar señales PWM y medirlas con una resolución de 10 ns. Teóricamente con estos 48 canales se cubre la generación PWM para 8 convertidores. Adicionalmente, dispone de 12 canales bidireccionales, con protocolo de comunicación de tipo RS4422/485, para conectar sensores.



Figura 10. MicroLabBox (vista delantera). Fuente: [20]



Figura 11. MicroLabBox (vista trasera). Fuente: [20]

En cuanto a las áreas de aplicación, MicroLabBox combina el tamaño compacto con un alto rendimiento y versatilidad. Permite una rápida y sencilla configuración de sus aplicaciones de control, pruebas o mediciones. Se puede utilizar en áreas de investigación y desarrollo mecatrónicas, como robótica, ingeniería médica, control de transmisiones eléctricas, energía renovable e ingeniería de vehículos o aeroespacial gracias a que se trata de un sistema de gran versatilidad.

La conexión de la MicroLabBox con el ordenador de escritorio y con Simulink se muestra en el siguiente esquema.

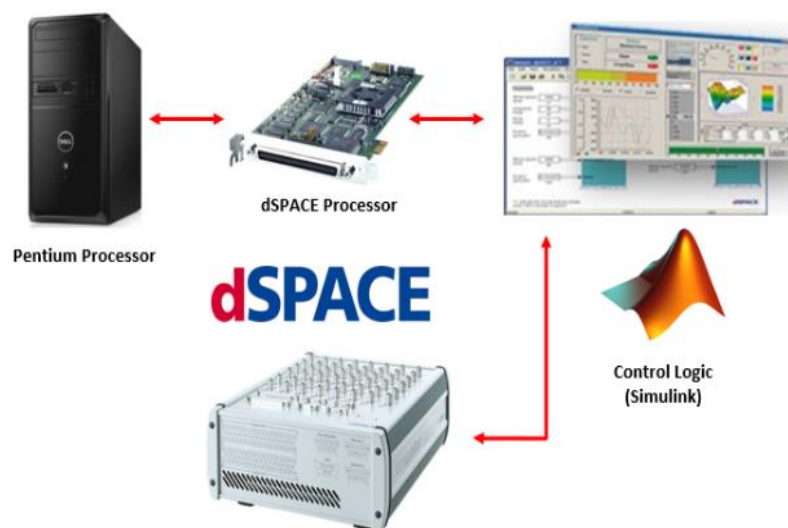


Figura 12. Conexiones dSPACE. Fuente: [21]

4.1.6.2. Plataforma software MicroLabBox

Para el desarrollo y simulación del algoritmo de control para el convertidor bidireccional, se ha seleccionado la suite dSPACE R2017A 64 bits que junto con software de MathWorks®, MATLAB/Simulink ofrecen un entorno de desarrollo adecuado a nuestro propósito [22].

El software de dSPACE es una suite de programas, que implementan de forma automática los modelos diseñados en Simulink, en el hardware específico que dSPACE ofrece junto a su software. El software requerido por la MicroLabBox es el mostrado a continuación, del cual se dispone la Real-Time Interface y el ControlDesk.

Software		Order Number
Included	■ Data retrieval utility for flight recorder read-out	—
	■ Comprehensive C libraries (e.g., digital I/O support)	—
Required	■ For Simulink®-based use cases: Real-Time Interface (RTI)	■ RTI
	■ GNU C Compiler for Power PC	■ MLBX_COMP
Optional	■ ControlDesk	Please see the ControlDesk product information
	■ For multi-core applications: RTI-MP	■ RTI_MP
	■ RTI CAN Blockset	■ RTICAN_BS
	■ RTI CAN MultiMessage Blockset	■ RTICANMM_BS
	■ RTI Electric Motor Control Blockset (p. 10)	■ RTI_EMC_BS
	■ RTI USB Flight Recorder Blockset (part of Real-Time Interface)	■ RTI
	■ RTI Ethernet Blockset	■ RTI_ETHERNET_IO
	■ RTI FPGA Programming Blockset	Please see the RTI FPGA Programming Blockset product information
	■ Platform API Package	■ PLATFORM_API

Tabla 3. Software MicroLabBox. Fuente: [20]

La suite contiene una interfaz gráfica llamada Real-Time Interface (RTI), que consiste en un conjunto de bloques de Simulink que, conectándolos en el modelo de convertidores, ofrecen acceso a las entradas y salidas del hardware, además de otras funciones como rutinas y comunicaciones. Esta interfaz también permite generar de manera automática el código para el hardware específico. La Real-Time Interface es el enlace entre el hardware de tiempo real de dSPACE y el software de desarrollo de MathWorks, es una extensión del Simulink Coder™ (formalmente Real-Time Workshop® y Stateflow® Coder™), permitiendo implementación automática de los modelos de Simulink y Stateflow en el hardware.

Software			Order Number
Required	For MicroAutoBox and DS1104	■ Microtec C Compiler (p. 115)	■ CCPPPC
	For PHS-based systems	■ GNU C Compiler for DS1006	■ DS1006_COMP
		■ GNU C Compiler for DS1007	■ DS1007_COMP
	For MicroLabBox	■ GNU C Compiler for MicroLabBox	■ MLBX_COMP
Optional	—	■ Operating system: www.dspace.com/goto?os_compatibility	—
	For PHS-based systems and MicroLabBox	■ Real-Time Interface for Multiprocessor Systems RTI-MP (p. 68)	■ RTI_MP
	For PHS-based systems and MicroAutoBox	■ Real-Time Interface Bypass Blockset (part of the ECU Interface Base Package, p. 252)	■ EIF_BASE
		■ Real-Time Interface CAN Blockset (p. 70)	■ RTICAN_BS
		■ RTI RapidPro Control Unit Blockset (p. 373)	■ RTIRAPIDPRO_BS
	For PHS-based systems, MicroAutoBox, and MicroLabBox	■ Real-Time Interface CAN MultiMessage Blockset (p. 73)	■ RTICANMM_BS
		■ Real-Time Interface LIN MultiMessage Blockset (p. 76)	■ RTILINMM_BS
		■ dSPACE FlexRay Configuration Package (p. 79)	■ FLEXRAY_BUS
		■ RTI FPGA Programming Blockset (p. 84)	■ RTIFPGA_BS
		■ Ethernet Blocksets (p. 86)	See p. 89
	For MicroAutoBox	■ RTI Watchdog Blockset (p. 344)	■ RTI_WATCHDOG_BS
	For MicroLabBox	■ RTI Electric Motor Control Blockset (p. 92)	■ RTI_EMCC_BS
	—	■ Stateflow®/Simulink Coder® from MathWorks	—

Tabla 5. Software RTI. Fuente: [23]

Esta suite se integra en el sistema operativo del PC de escritorio, Microsoft Windows 10 Pro sobre 64 bits. Para la instalación de la plataforma software, se ha tenido en cuenta la compatibilidad de versiones, la versión de 64 bits de MathWorks con mayor compatibilidad con dSPACE, es MATLAB R2017b.

4.1.6.3. Ordenador de escritorio

Para la elección de la computadora de escritorio, se debe comprobar los requerimientos mínimos que demanda el software de desarrollo. Después de consultar todos los requerimientos y compatibilidades tanto del software de MATLAB como del dSPACE, se ha elegido el PC de escritorio cuyas características se muestran en la siguiente tabla.

Nombre del sistema operativo	Microsoft Windows 10 Pro
Versión del sistema operativo	17134.765
Fabricante del sistema operativo	Microsoft Corporation
Tipo de sistema	Sistema operativo de 64 bits, procesador basado en x64
RAM instalada	32 GB
Procesador	Intel (R) Core (TM) i7-7800X CPU @ 3.50 GHz

Tabla 6. Características principales del PC de escritorio.

4.1.6.4. Plataforma hardware MicroLabBox

En la plataforma hardware de la MicroLabBox se incluyen una serie de elementos como son el cable de conexión Ethernet, el cable de alimentación, los tapones de los conectores del tipo Sub-D y un estuche para el almacenamiento y transporte del equipo.

Hardware		Order Number
Included	■ Ethernet patch cable (HSL_PATCH) for host connection	—
	■ Power supply cable	—
	■ Set of Sub-D plugs	—
	■ Case for storage and transportation	—
Optional	■ Adapter cable 50-pin Sub-D to WAGO terminal panel	■ MLBX_CAB1
	■ RapidPro SC Unit	Please see the RapidPro SC Unit product information
	■ RapidPro Power Unit	Please see the RapidPro Power Unit product information

Tabla 7. Hardware MicroLabBox. Fuente: [20]

En cuanto a los requerimientos mínimos de hardware para la RTI se cumplen sobradamente con el PC de escritorio que se utilizará.

Hardware			Order Number
Required	—	■ Pentium® 4 at 2 GHz (or equivalent) ■ 1 GB RAM (minimum), 2 GB RAM or more (recommended)	—
Optional	For single-board systems	■ DS1104 R&D Controller Board (p. 320)	■ DS1104
	For PHS-based systems	■ DS1006 Processor Board (p. 484)	■ DS1006
		■ DS1007 PPC Processor Board (p. 490)	■ DS1007
	For MicroAutoBox	■ MicroAutoBox II (p. 336)	■ See p. 340
	For MicroLabBox	■ MicroLabBox with front panel ■ MicroLabBox with top panel	■ MLBX_1302F ■ MLBX_1302T

Tabla 8. Hardware RTI. Fuente: [23]

4.2. Seredis

4.2.1. Descripción Seredis

En la actualidad está teniendo lugar la expansión de microrredes inteligentes que puedan incluir SFVs de autoconsumo con almacenamiento híbrido y VEs, cuyo almacenamiento puede ser también híbrido, necesariamente involucrará nuevos retos y oportunidades que requerirán la evolución y optimización de los interfaces actuales de conexión con las redes de distribución. La microrred inteligente descrita en este proyecto se denominará como microrred inteligente FV+VE.

El desarrollo de estas nuevas microrredes distribuidas con capacidad de gestión de energía permitirán aumentar el autoconsumo, al tiempo que ofrecerán indudables ventajas para su integración en el sistema eléctrico puesto que proveerán servicios auxiliares de apoyo a la estabilidad del sistema eléctrico. No obstante, para asegurar la estabilidad del sistema bajo una implantación masiva de microrredes se requiere la mejora de las técnicas actuales de control en los convertidores que realizan la interfaz. Aunque existen soluciones basadas en esquemas de control de regulación, es necesario mejorar la respuesta de los controladores y resolver los problemas relacionados con la respuesta ante cierto tipo de perturbaciones, condiciones de carga y características de línea. Por lo tanto, es necesario desarrollar nuevos algoritmos de estimación de radiación, generación FV y consumo (carga local y carga de VE) que permitan optimizar la gestión de energía y el flujo de potencia dentro de la microrred para diferentes escalas de tiempo. Uno de los problemas que se presenta para la integración de las microrredes en el sistema eléctrico es la ausencia de una normativa específica que regule las condiciones de conexión y funcionamiento.

A continuación, se describen algunos de los elementos más importantes utilizados en el proyecto.

4.2.1.1. Emulador de carga

El emulador de carga ha sido diseñado por CINERGIA. También se le conoce con el nombre de Electronic Load (EL). Está formado por fuentes de corriente programables diseñadas para emular el comportamiento eléctrico de los componentes y los dispositivos conectados a una red eléctrica. Es un sistema regenerativo y bidireccional, por lo que es idóneo para emular cargas, generadores y sistemas de almacenamiento que ahorran energía y potencia.

Consta de 13 modelos de 6,75 kW a 160 kW y permite disponer en paralelo diferentes unidades para aumentar la potencia. Existen 5 versiones para el emulador de red: versión solamente con AC, versión con amplificador de potencia para PHIL, versión con AC/DC, versión solamente con DC (B2C+) y versión para altas frecuencias de 360 Hz a 900 Hz.

Dentro de las posibilidades que presenta para emular la carga de los dispositivos conectados a red se encuentran:

- Cargas que absorben energía de la red.
- Generadores que inyectan energía a la red.
- Programar el consumo de energía activa/reactiva.

- Configuración de forma independiente de una serie de parámetros como: corriente eficaz, ángulo de fase, armónicos, interarmónicos y generación de transitorios ('Current Dips').

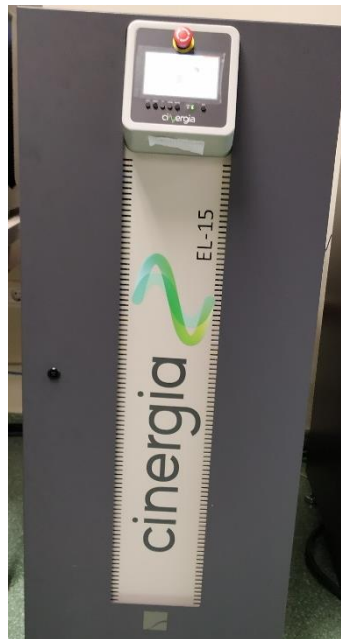


Figura 14. Emulador de carga.

Su principal campo de aplicación es a la Smartgrids. El emulador de carga se puede utilizar para emular electrodomésticos, consumos domésticos o de oficina, así como para emular los recursos de energía distribuidos y los sistemas de almacenamiento de energía conectados a la red.

4.2.1.1.1. Hardware

La plataforma de hardware se basa en una topología de conversión de potencia back-to-back, formada por dos etapas de potencia basadas en IGBT. La etapa Grid es un rectificador activo que produce corrientes sinusoidales limpias con una distorsión armónica muy baja y un factor de potencia cercano a la unidad. La etapa EUT es un inversor de tres fases que permite la generación y el control de tres voltajes AC independientes en los que se puede programar la amplitud, ángulo de fase, frecuencia y el contenido armónico mediante el uso de los controladores digitales proporcionales-resonantes (digital Proportional-Resonant controllers).

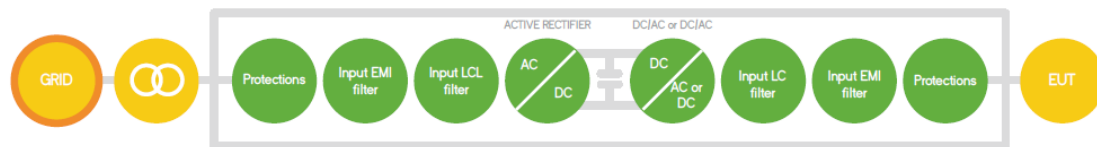


Figura 15. Hardware emulador de carga.

En la parte central se encuentra un recuadro que engloba al conjunto de elementos que se encuentran dentro del emulador de carga. Seguidamente se muestra el diagrama de bloque perteneciente al mismo.

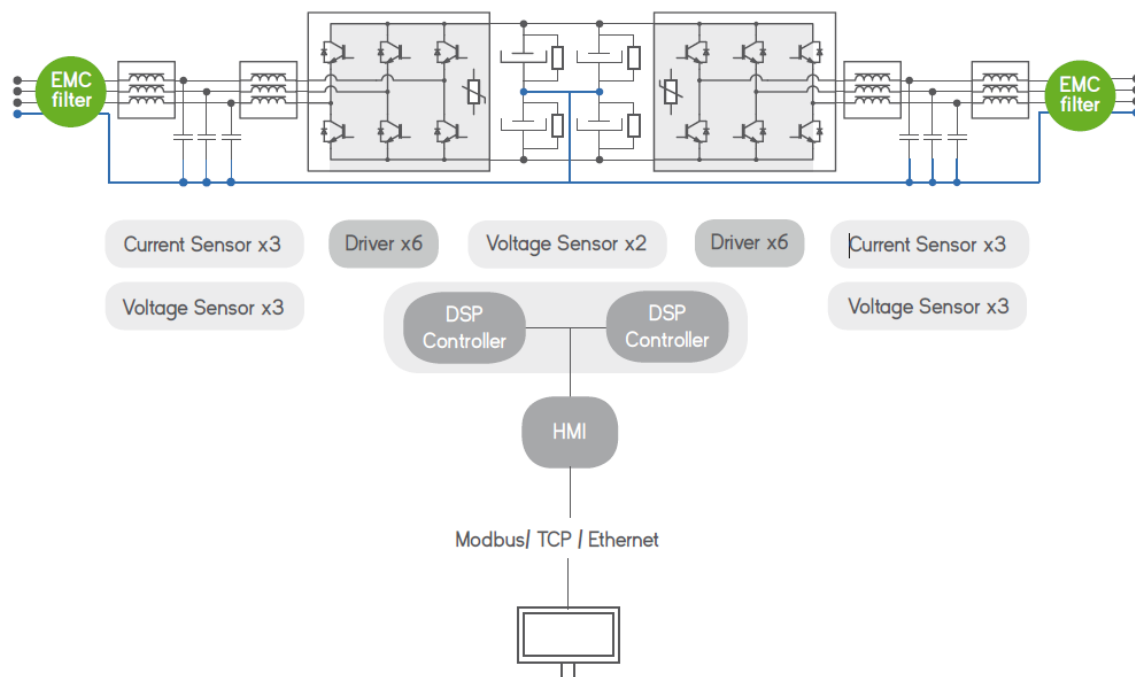


Figura 16. Diagrama de bloque emulador de carga.

Como ya se ha dicho se trata de un sistema bidireccional y regenerativo. Describiendo la figura anterior de izquierda a derecha se encuentra un filtro EMC que se trata sistema que permite funcionar en su entorno electromagnético de forma satisfactoria y evitar que se produzcan perturbaciones electromagnéticas intolerables para cualquier otro dispositivo situado en el mismo entorno. A continuación, se encuentra un filtro de LCL, seguido de un rectificador activo (AC/DC), de un bando de condensadores y de un convertidor bidireccional (DC/DC ó DC/AC). Detrás del convertidor se sitúa nuevamente un filtro LCL y un filtro EMC.

El emulador de carga dispone de 3 sensores de corriente y 3 sensores de tensión tanto para la entrada como para la salida. Adicionalmente, dispone de 2 sensores de tensión situados en el bus de continua. Para disparar los 6 IGBT del rectificador y los 6 IGBT convertidor bidireccional dispone de 12 drivers. Los drivers están controlados por controlador DSP que se controla gracias a la interfaz hombre-

máquina (HMI) en un panel de control diseñado. La comunicación podrá ser por Modbus, TCP o Ethernet.

4.2.1.1.2. Interfaz local

Dispone de una interfaz local situada en la parte frontal del emulador de carga formado por:

- Puertos de E/S analógica y digital que permiten la conexión de la unidad a controladores externos y al hardware de alimentación en los sistemas de bucle.
- Una pantalla táctil de 4.3 " que permite la configuración del enlace de comunicaciones, la representación de las señales principales y la habilitación del registro de datos local.
- Una seta de seguridad en caso de que se produzca una emergencia.

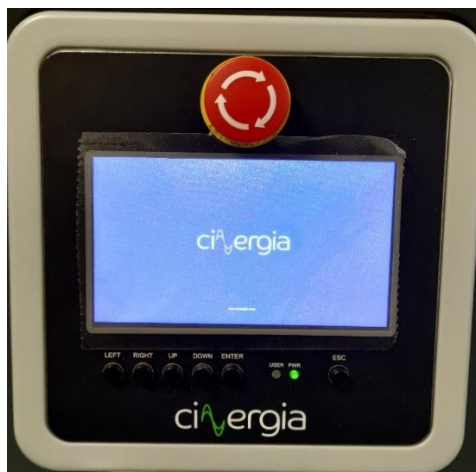


Figura 17. Interfaz local.

4.2.1.1.3. Interfaz software

El software de interfaz de usuario proporciona acceso a las diferentes funcionalidades y variables más significativas. Se dispone de paneles específicos para configurar la carga electrónica donde se puede modificar la forma de onda de la corriente de salida, las rampas de transición, la distorsión y los límites de cada fase. La unidad puede operar en los modos de corriente constante, potencia e impedancia, y permite cambiar el flujo de energía. Desde un panel dedicado, se puede configurar las alarmas y los límites de funcionamiento de la unidad.



Figura 18. Interfaz Software: operando en AC, emulador de carga.

El emulador de carga utiliza controladores resonantes para crear con precisión un contenido de armónicos programable. Cada fase se puede parametrizar de forma independiente con todos los armónicos hasta el 15 y un armónico libre hasta el 50.



Figura 19. Interfaz Software: armónicos, emulador de carga.

El emulador de carga se puede cambiar el modo de funcionamiento mientras está en funcionamiento permitiendo modificar la corriente, la potencia o la impedancia. El modo de potencia permite controlar la potencia activa y reactiva por fase, mientras que el modo de impedancia emulará un circuito RLC.

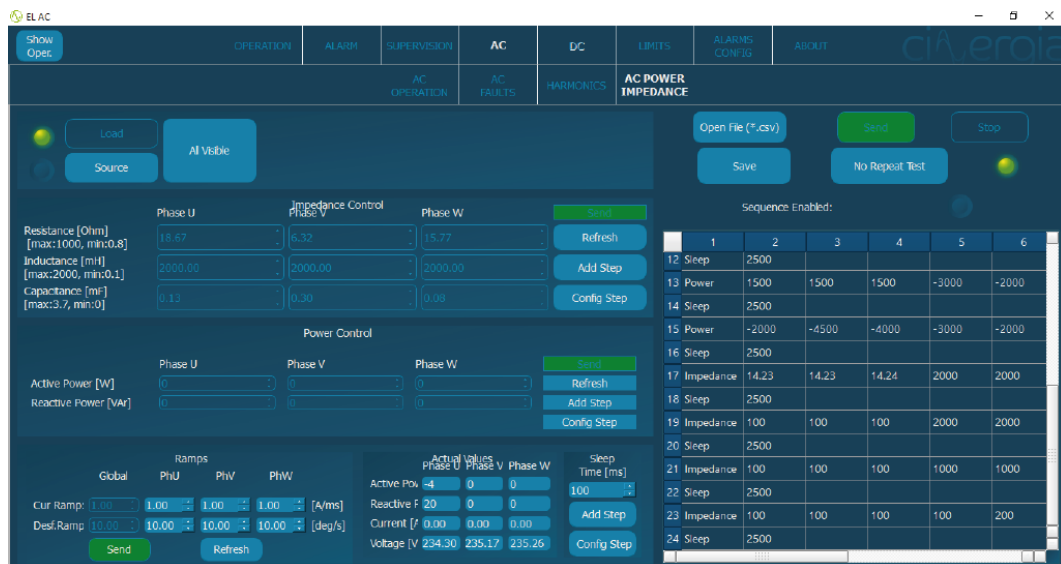


Figura 20. Interfaz Software: modos de potencia, impedancia y secuencia, emulador de carga.

4.2.1.1.4. Características técnicas

A continuación, se muestra una tabla donde se muestran las especificaciones y los rangos de funcionamiento del emulador de carga.

Range and specifications

Input side (GRID side)

AC Voltage

Rated: 3x400Vrms + Neutral + Earth

Range: +15% / -20%

Rated AC Current

Depends on model (see Wiring Manual)

Frequency

48-62Hz

Current Harmonic Distortion

THDi: 3% at rated power

Current Power factor

PF: 0.98 at rated power

Efficiency

+ 89% (7.5&10), + 91% (15 to 30), + 92% (40 to 200)

Output side (EUT side)

Terminals

Number: 4 (3 phases + 3 neutral)

Configuration

Independent: 4Q, independent setpoints per phase

Parallel: 4Q, independent setpoints for all phases

Multichannel: 4Q, independent start/stop, alarm status and setpoints per phase (note: multichannel is an option for $\geq 80\text{kVA}$)

Voltage range

Maximum: $\pm 400\text{V}$ phase-neutral

Range: 20th to 277Vrms phase-neutral (295Vrms with HV option)

20th to 480Vrms phase-phase (510Vrms with HV option)

Neutral is mandatory

Frequency: 10 to 400Hz (versions AC, PA-C, AC/DC)

360 to 900Hz (version HF)

Current mode (CC)

Range: from 0 to $\pm 200\%$ ⁽¹⁾ of Rated (see models table)

Setpoint Resolution: 10mA

Effective Resolution⁽²⁾: $\pm 0.05\%$ of FS⁽¹⁾ ($\pm 0.1\%$ models 7.5&10)

Setpoint Accuracy⁽⁴⁾: $\pm 0.2\%$ of FS⁽¹⁾

Transient Time⁽⁵⁾: 1ms (10% to 90% at a step transient)

Ripple⁽⁶⁾ (peak-peak): $\pm 0.7\%$ of FS⁽¹⁾

Phase Angle

Range: -90 to 90° in Sink / Source

Resolution: 0.01°

Harmonics

Range: up to 50th

15 independent harmonics per phase:

14 fixed frequency multiple of f_0 : 2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15

1 free programmable frequency from 0.1 to 50 times f_0

Small Signal Bandwidth: up to 5000Hz⁽⁷⁾

Setpoint Accuracy⁽⁴⁾: same as current accuracy

Transient Time⁽⁸⁾: 2ms (10% to 90% at a step change)

Power mode (CP, CS)

Range: from 0 to $\pm 200\%$ ⁽⁹⁾ of Rated (see models table)

Derived current setpoint: calculated from |S| and $\Phi(S)$

Setpoint Resolution: 1W, 1VA

Effective Resolution⁽²⁾: $\pm 0.1\%$ of FS⁽⁹⁾ ($\pm 0.25\%$ models 7.5&10)

Setpoint Accuracy⁽⁴⁾: $\pm 0.4\%$ of FS⁽⁹⁾

Transient Time⁽⁸⁾: 2.5ms (10% to 90% at a step to Rated)

Impedance Mode (CZ)

Range: from 0.8 to 1000ohm, 0.1 to 2000mH, 0 to 3.7mF

Derived current/phase setpoint: calculated from |Z| and $\Phi(Z)$

Setpoint Resolution: 0.01 ohm/mH/mF

Setpoint Accuracy⁽⁴⁾: see current accuracy

Transient Time⁽⁸⁾: 2.5ms (10% to 90% at a step to Rated)

Protections

Overvoltage (peak, rms), Overcurrent⁽¹⁰⁾ (peak, rms), Overload⁽¹¹⁾

Shortcircuit, Emergency Stop, Watchdog, Heart

Beat, Output Contactor

Alarms and Limits are user configurable and can be saved in a password protected EEPROM

Measurements

Grid Voltage (rms), Current (rms), Power (P,Q) and Frequency

Output Voltage (rms), Current (rms), Power (P,Q) and Frequency

Heatsink Temperatures (x2) and DC Link Voltage

Datalogging available through FTP connection

User Interface

Local Control (4.3" Touchscreen panel)

Isolated Digital IO port: 6 inputs, 4 outputs

Isolated Analogue IO port: 6 inputs, 6 outputs

Interlock IO port: 1 input, 1 output

Emergency Stop pushbutton

Remote Control port:

LAN Ethernet with Open Modbus-TCP protocol

RS485, RS232, CANbus (optionals)

Software:

Graphical User Interface for Windows 7/10

LabView drivers and basic Labview interface example

Ambient

Operating temperature⁽¹²⁾: 5-40°C

Relative Humidity: up to 95%, non-condensing

Cooling: Forced air

Acoustic noise at 1m: $\pm 52\text{dB(A)}$ (7.5 to 60), $\pm 65\text{dB(A)}$ (80 to 120),

Standards

CE Marking

Operation: EN-50178

Safety: EN-60950-1 EN-62040-1-2

EMC: EN-62040-2

Tabla 9. Características técnicas emulador de carga.

De las 5 versiones disponibles para el emulador de carga se ha optado por elegir la versión AC/DC, concretamente el modelo EL+15 que dispone de una potencia de 15 kW tanto en AC como en DC.

EL+ (AC/DC version)

Model	Version	AC Power Rated ¹	DC Power Rated ¹	AC Current Rated ¹ RMS Per phase / Global	DC Current Rated ¹ DC Per phase / Global	Weight	Dimensions (DxWxH)
EL+7.5	vAC/DC	7.5 kW	7.5 kW	11A / 33A	±10A / ±30A	155 kg	770x450x1100 mm
EL+10	vAC/DC	10 kW	10 kW	15A / 45A	±15A / ±45A	155 kg	770x450x1100 mm
EL+15	vAC/DC	15 kW	15 kW	22A / 66A	±20A / ±60A	155 kg	770x450x1100 mm
EL+20	vAC/DC	20 kW	20 kW	29A / 87A	±25A / ±75A	155 kg	770x450x1100 mm
EL+30	vAC/DC	27 kW	27 kW	40A / 120A	±30A / ±90A	155 kg	770x450x1100 mm
EL+40	vAC/DC	40 kW	40 kW	58A / 174A	±40A / ±120A	190 kg	770x450x1100 mm
EL+50	vAC/DC	50 kW	50 kW	73A / 219A	±50A / ±150A	190 kg	770x450x1100 mm
EL+60	vAC/DC	54 kW	54 kW	80A / 240A	±57A / ±171A	190 kg	770x450x1100 mm
EL+80	vAC/DC	80 kW	80 kW	116A / 348A	±105A / ±315A	270 kg	880x590x1320 mm
EL+100	vAC/DC	100 kW	100 kW	145A / 435A	±130A / ±390A	295 kg	880x590x1320 mm
EL+120	vAC/DC	108 kW	108 kW	157A / 471A	±130A / ±390A	295kg	880x590x1320 mm
EL+160	vAC/DC	145 kW	145 kW	211A / 633A	±155A / ±465A	545 kg	850x900x2000 mm
EL+200	vAC/DC	160 kW	160 kW	232A / 696A	±185A / ±555A	555 kg	850x900x2000 mm

Figura 21. Versión AC/DC emulador de carga.

4.2.1.2. Emulador de red

El emulador de red ha sido diseñado por CINERGIA. También se le conoce con el nombre de Grid Emulator (GE). Está formado por fuentes de voltaje programables diseñadas para crear redes de AC estables, así como perturbaciones. Es un sistema regenerativo y bidireccional, por lo que es idóneo para probar fuentes de energía renovables y dispositivos conectados a la red.

Consta de 13 modelos de 6,75 kW a 160 kW y permite disponer en paralelo diferentes unidades para aumentar la potencia. El rango de voltaje es de 277 V_{rms} a 295 V_{rms}. Existen 3 versiones para el emulador de red: versión solamente con AC, versión con amplificador de potencia para PHIL y versión con AC/DC.

Dentro de las múltiples posibilidades que presenta el emulador de redes se encuentran:

- Generación de cualquier red eléctrica ya sea de 1 fase, 3 fases, fase dividida o multicanal.
- Configuración de forma independiente de una serie de parámetros como: voltaje rms, ángulo de fase, frecuencia y armónicos.
- Generación de perturbaciones: armónicos, interarmónicos, caídas de tensión y variación de frecuencia.

- Editor del generador de perturbaciones compatible con IEC, LVRT, SEMI-F47 y estándares de prueba CBEMA.

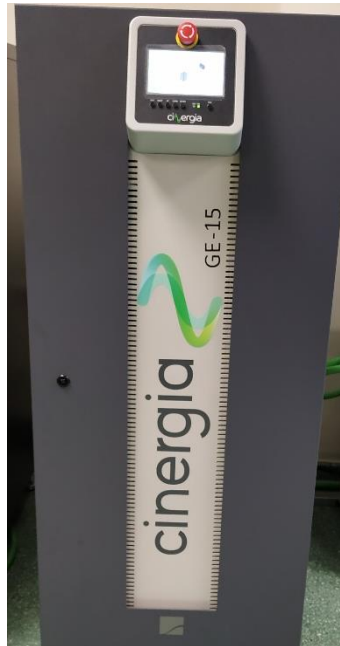


Figura 22. Emulador de red.

El emulador de red convierte eficientemente AC a AC con capacidad de regeneración. Presenta un alto nivel de flexibilidad con la finalidad de realizar ensayos gracias a la configuración independiente de cada fase de salida: magnitud, fase, frecuencia, armónicos, rampas, aumento/caída por caída de voltaje junto con un conjunto completo de alarmas y límites para la protección EUT.

El emulador de red proporcionar mediciones de alta resolución y bajo nivel de ruido debido a que el sistema de control digital basado en DSP se basa en un sobremuestreo de 300 kHz de las corrientes y voltajes. El bajo nivel de ruido y la alta resolución permiten a los controladores digitales proporcionales-resonantes producir salidas precisas y transitorios rápidos.

La interfaz remota de emulador de red puede utilizar la conexión Modbus, la conexión Ethernet, el software de interfaz de usuario y los controladores de Labview.

4.2.1.2.1. Hardware

La plataforma de hardware es la misma que la descrita anteriormente en el emulador de carga. Presenta los mismos componentes y el mismo diagrama de bloque.

4.2.1.2.2. Interfaz local

Dispone de la misma interfaz local que el emulador de carga formada por los puertos de E/S analógica y digital, una pantalla táctil de 4.3 " y una seta de seguridad.

4.2.1.2.3. Interfaz software

Utilizará la misma interfaz software que el emulador de carga anteriormente descrito. La interfaz software del emulador de red tiene paneles específicos para configurar de forma independiente la forma de onda del voltaje de salida, las rampas de transición, la distorsión y los límites de cada fase. En este caso se añade el editor del generador de perturbaciones que permite crear, guardar e importar perfiles de prueba específicos compatibles con IEC, SEMI-F47 y LVRT.

Desde el panel de "AC Operation" cada fase puede configurarse independientemente permitiendo modificar la frecuencia fundamental, magnitud rms, retardo de fase, contenido de armónicos, armónicos de frecuencia libre y rampas de transición.



Figura 23. Interfaz Software: operando en AC, emulador de red.

Adicionalmente, el emulador de red utiliza controladores resonantes para crear con precisión un contenido de armónicos programable. La frecuencia fundamental se establece individualmente en cada fase y el usuario puede controlar para cada fase los armónicos hasta el 15 y un armónico libre para crear armónicos de baja, media o alta frecuencia hasta el armónico 50.

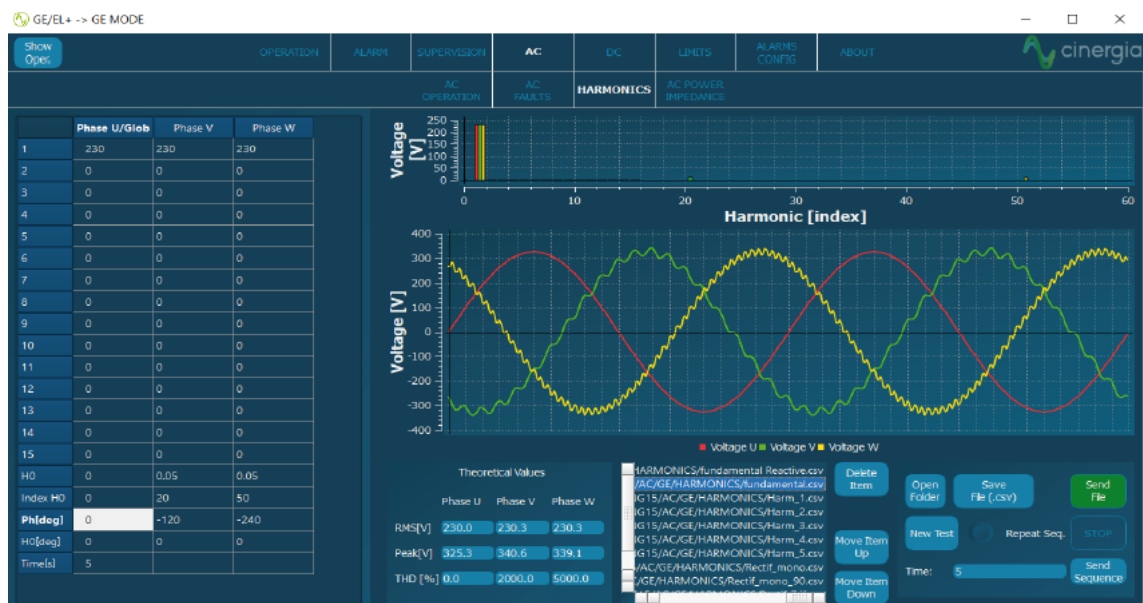


Figura 24. Interfaz Software: armónicos, emulador de red.

El editor del generador de perturbaciones permite generar y configurar caídas de voltaje, variación de frecuencia y parpadeo tanto manualmente como en una secuencia de pasos.



Figura 25. Interfaz Software: generador de perturbaciones, emulador de red.

4.2.1.2.4. Características técnicas

A continuación, se muestra una tabla donde se muestran las especificaciones y los rangos de funcionamiento del emulador de carga.

Range and specifications

Input side (GRID side)

AC Voltage

Rated: 3x400Vrms + Neutral + Earth

Range: +15% / -20%

Rated AC Current

Depends on model (see Wiring Manual)

Frequency

48-62Hz

Current Harmonic Distortion

THDi: 3% at rated power

Current Power factor

PF: 0.98 at rated power

Efficiency

+ 89% (7.5kVA), + 91% (15 to 30), + 92% (40 to 200)

Output side (EUT side)

Terminals

Number: 4 (3 phases + 3 neutral)

Configuration

Independent: 4Q, independent setpoints per phase

Parallel: 4Q, global setpoints for all phases

Multichannel: 4Q, independent start/stop, alarm status and setpoints per phase (note: multichannel is an option for $\pm 80kVA$)

Voltage

Peak: $\pm 400V$ phase-neutral

Range: 0% to 277Vrms phase-neutral (295Vrms with HV option)
0% to 480Vrms phase-phase (510Vrms with HV option)

THDv: + 0.1% rated linear load at 230Vrms, 50/60Hz

+ 0.9% rated non linear load CF=3 at 230Vrms, 50/60Hz

Setpoint Resolution: 10mVrms

Effective Resolution⁽²⁾: + 0.05% of FS⁽³⁾

Setpoint Accuracy⁽⁴⁾: + $\pm 0.1\%$ of FS⁽³⁾

Transient Time⁽⁵⁾: + 1ms (10% to 90% at a step to Vrated)

Ripple⁽⁶⁾ (peak-peak): + 0.55% of FS⁽³⁾

Phase Angle

Range: 0 to 360°

Resolution: 0.01°

Frequency

Fundamental Frequency Range: 10 to 100Hz

Small Signal Bandwidth: up to 5000Hz⁽⁷⁾

Resolution: 10mHz (1mHz possible upon request)

Harmonics

Range: up to 50th

15 independent harmonics per phase:

14 fixed frequency multiple of f_0 : 2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15

1 free programmable frequency from 0.1 to 50 times f_0

Harmonics content: V_r/46000 (with current derating)

Setpoint Accuracy⁽⁴⁾: same as voltage accuracy

Transient Time⁽⁵⁾: + 2ms (10% to 90% at a step change)

Modes of operation

Version AC-only

CV: AC-only Programmable Voltage Source

Version Power Amplifier

CV: AC or DC Programmable Voltage Source

Power Amplifier

Optional: DC current/power/resistance, BatTest, BatEmu, PVEmu

Version AC/DC

CV: AC or DC Programmable Voltage Source

Power Amplifier

DC current/power/resistance, Battery Test

Optional: Battery Emulation, PV Panel Emulation

All versions: AC Disturbance Generation Mode, Automated testing from .csv file

Protections

Overvoltage (peak, rms), Overcurrent⁽⁸⁾ (peak, rms), Overload⁽⁹⁾

Shortcircuit, Emergency Stop, Watchdog, Heart

Beat, Output Contactor

Alarms and Limits are user configurable and can be saved in a password protected EEPROM

Measurements

Grid Voltage (rms), Current (rms), Power (P,Q) and Frequency

Output Voltage (rms), Current (rms), Power (P,Q) and Frequency

Heatsink Temperatures (x2) and DC Link Voltage

Datalogging available through FTP connection

User Interface

Local Control (4.3" Touchscreen panel)

Isolated Digital IO port: 6 inputs, 4 outputs

Isolated Analogue IO port: 6 inputs, 6 outputs

Interlock IO port: 1 input, 1 output

Emergency Stop pushbutton

Remote Control port:

LAN Ethernet with Open Modbus-TCP protocol

RS485, RS232, CANbus (optional)

Software:

Graphical User Interface for Windows 7/10

LabView drivers and basic Labview interface example

Ambient

Operating temperature⁽¹⁰⁾: 5-40°C

Relative Humidity: up to 95%, non-condensing

Cooling: Forced air

Acoustic noise at 1m: + 52dB(A) (7.5 to 60), + 65dB(A) (80 to 120),

Standards

CE Marking

Operation: EN-50178

Safety: EN-60950-1 EN-62040-1-2

EMC: EN-62040-2

Figura 26. Características técnicas emulador de red.

De las 3 versiones disponibles para el emulador de red se ha optado por elegir la versión solamente de AC, concretamente el modelo GE+15 que dispone de una potencia de 15 kW en AC.

GE+ (AC only version)

Model	Version	AC Power Rated*	DC Power Rated*	AC Current Rated** RMS Per phase / Global	DC Current Rated** DC Per phase / Global	Weight	Dimensions (DxWxH)
GE•7.5	vAC	7.5 kW	-	11A / 33A	-	150 kg	770x450x1100 mm
GE•10	vAC	10 kW	-	15A / 45A	-	150 kg	770x450x1100 mm
GE•15	vAC	15 kW	-	22A / 66A	-	150 kg	770x450x1100 mm
GE•20	vAC	20 kW	-	29A / 87A	-	150 kg	770x450x1100 mm
GE•30	vAC	27 kW	-	40A / 120A	-	150 kg	770x450x1100 mm
GE•40	vAC	40 kW	-	58A / 174A	-	185 kg	770x450x1100 mm
GE•50	vAC	50 kW	-	73A / 219A	-	185 kg	770x450x1100 mm
GE•60	vAC	54 kW	-	80A / 240A	-	185 kg	770x450x1100 mm
GE•80	vAC	80 kW	-	116A / 348A	-	265 kg	880x590x1320 mm
GE•100	vAC	100 kW	-	145A / 435A	-	290 kg	880x590x1320 mm
GE•120	vAC	108 kW	-	157A / 471A	-	290k g	880x590x1320 mm
GE•160	vAC	145 kW	-	211A / 633A	-	540 kg	850x900x2000 mm
GE•200	vAC	160 kW	-	232A / 696A	-	550 kg	850x900x2000 mm

Figura 27. Versión solamente AC emulador de red.

4.2.1.3. Esquema microrred inteligente FV+VE

El esquema final utilizado para la microrred inteligente FV+VE se muestra en la siguiente figura. Se divide en una serie de partes que se describen seguidamente.

En primer lugar, se encuentra la propiamente dicha microrred inteligente FV+VE. Está formada por el SFV, el sistema de baterías, el sistema de supercondensadores (SC) y el VE. Todos estos sistemas se encuentran integrados en la vivienda residencial. Los sistemas formados por las baterías y los supercondensadores se conectan bus DC mediante convertidores DC/DC bidireccionales. El bus DC y el bus AC se conectan por medio de un convertidor DC/AC bidireccional. El sistema FV se conecta al bus AC por medio de un convertidor DC/AC bidireccional. El mismo caso ocurre para el caso del sistema de VE que se conecta al bus AC mediante un convertidor DC/AC bidireccional. En este caso, el sistema de VE puede dirigirse al bus AC o puede servir para alimentar a una estación de carga de vehículos eléctricos.

En segundo lugar, se encuentra la MicroLabBox que se encarga de transmitir y recibir tanto las señales analógicas como las señales digitales de los convertidores bidireccionales. La MicroLabBox filtra y amplifica las señales analógicas y digitales. Tanto a los convertidores DC/DC bidireccionales como los convertidores DC/AC bidireccionales son controlados con el ciclo de trabajo suministrado por la MicroLabBox consiguiendo así controlar el flujo de potencia del sistema. Para el

control de la MicroLabBox se utiliza la Real Time Interface (RTI) y ControlDesk. La RTI permite vincular las señales de la MicroLabBox con Simulink, mientras que ControlDesk proporciona un entorno gráfico donde poder visualizar y controlar las variables más significativas del sistema.

En tercer lugar, se encuentra el emulador de carga que se encarga de emular la carga local producida por la vivienda. Gracias a él se pueden introducir perturbaciones, solicitudes de picos de potencia... para comprobar la respuesta del sistema.

En cuarto lugar, se encuentra el emulador de red que se encarga de emular el comportamiento de la red. Gracias a él no es necesario conectar el sistema directamente a la red y se puede analizar el comportamiento del sistema ante las diferentes anomalías en las que se pueda encontrar la red. El emulador de red está separado del bus AC por un seccionador.

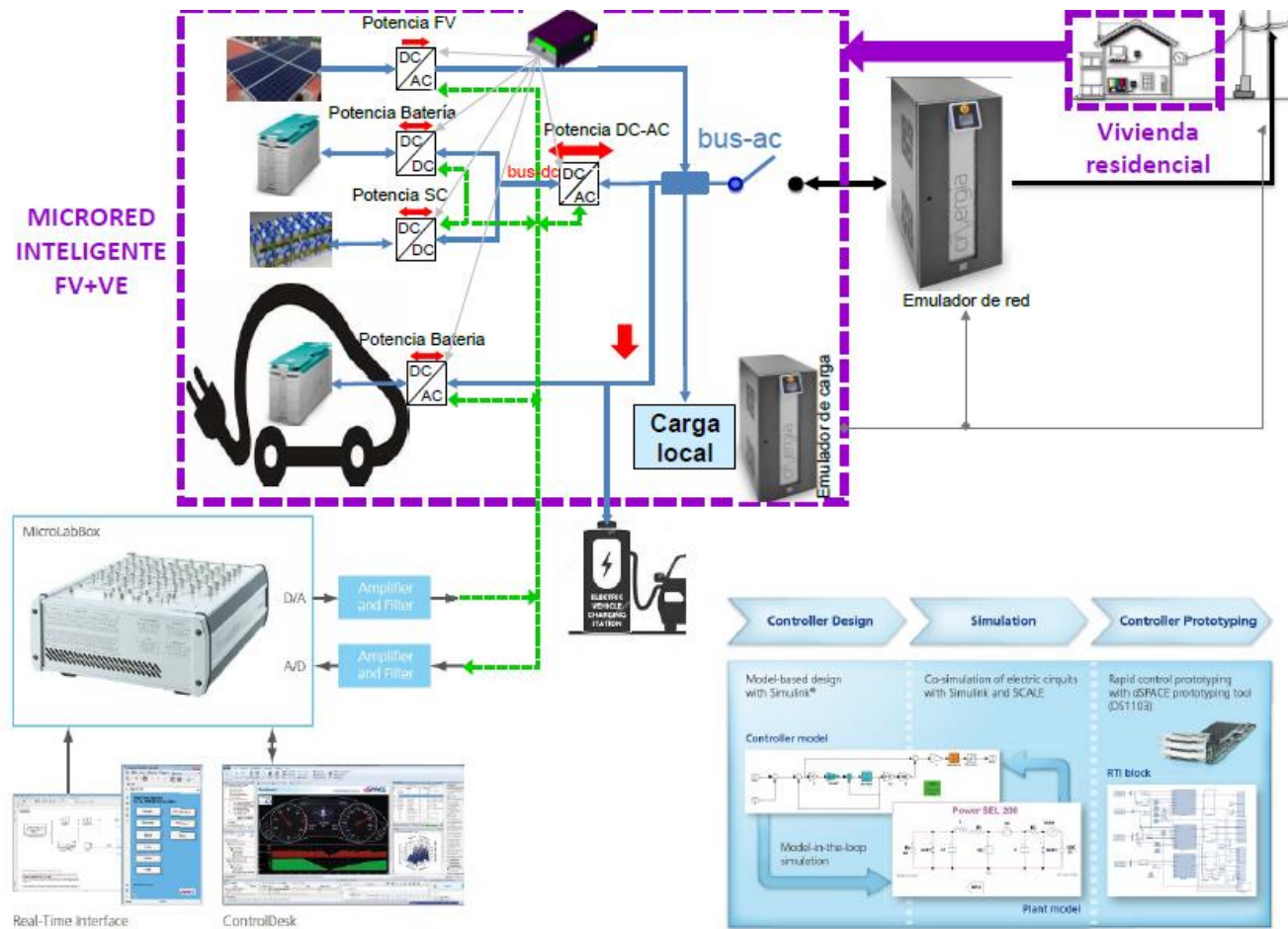


Figura 28. Esquema microred inteligente FV+VE.

4.2.1.4. Esquema eléctrico microred inteligente FV+VE

En este apartado se analiza el esquema eléctrico de la microred inteligente FV+VE mostrando a rasgos generales los principales componentes.

Se parte de las tres fases (R, S y T) y el neutro (N) que se avanzan encontrándose diferentes componentes:

- **Protecciones de entrada:** incluyen un disyuntor y fusibles termomagnéticos de 50 A (22x58) para cada una de las fases.
- **Filtro EMC de entrada:** un filtro electromagnético está integrado para cumplir con las regulaciones de compatibilidad electromagnética. La salida no requiere el filtro debido al trabajo en DC.
- **Transformador de corriente AC:** mide la corriente AC de cada una de las fases mediante un pin analógico controlado por CNG.
- **Contactor principal AC:** tiene la capacidad de establecer o interrumpir la corriente eléctrica de una carga, con la posibilidad de ser accionado a distancia mediante un relé controlado con dSPACE.
- **Sensor de tensión fase-neutro:** mide la tensión de cada una de las fases respecto al neutro mediante un pin analógico controlado por CNG.
- **Filtro LCL de entrada:** reduce la distorsión de la corriente en frecuencias iguales o superiores a la frecuencia de conmutación y, por lo tanto, reduce la THD. Está formado por una inductancia de 16 μ H, un condensador de 40 μ F y una inductancia de 350 μ H para cada una de las fases. El condensador está conectado a cada una de las fases y al neutro.
- **Rectificador activo (ABR):** formado por tres semipuentes de dos IGBT cada uno para cada una de las fases. Convierte la energía de AC/DC o de DC/AC. Puede convertir un sistema trifásico AC en un sistema monofásico DC y viceversa. Permite absorber o inyectar una corriente sinusoidal desde o hacia la red. El rectificador está controlado por dSPACE mediante tres señales PWM (PWM leg R, PWM leg S y PWM leg T) para controlar cada una de las fases. Los rectificadores activos permiten un flujo de potencia bidireccional.
- **Sensores de temperatura:** miden la temperatura del rectificador y de la etapa inversora mediante un pin analógico controlado por CNG.
- **Sensores Hall en el bus DC:** situados a ambos lados del bus DC medirán la corriente que es introducida o proporcionada por el mismo. El modelo de los sensores hall es el LF-210-S/SP 3 1p.
- **Bus DC:** permite mantener una tensión constante entre el inversor y el rectificador. Está formado por cuatro condensadores de 4700 μ F y cuatro

resistencias de 10 k Ω en paralelo con cada condensador. Los condensadores se disponen dos en serie y luego en paralelo. El bus DC dispone de 4 fusibles termomagnéticos de 80 A situados en ambos lados. El neutro estará conectado en mitad de los condensadores en serie.

- **Traductor de voltaje:** mide la tensión en los extremos del bus DC por un pin analógico. El modelo del traductor de voltaje es el LV25-800.
- **Fusibles termomagnéticos del bus DC:** son tres fusibles termomagnéticos de 80 A cada uno situados en el bus DC entre el rectificador y la etapa inversora.
- **Precarga del bus DC:** realiza una precarga no controlada del banco de condensadores del bus DC. Esta función es de gran importancia para las puestas en marcha del equipo o para ciertas maniobras de funcionamiento, ya que sin esta precarga se podrían alcanzar picos de tensión e intensidad muy elevados que podrían producir el fallo de todo el sistema. Está formado por un relé de precarga AC controlado mediante dSPACE. Seguido de una resistencia de precarga de 33 Ω y un puente de diodos o puente rectificador para convertir la tensión AC en DC.
- **Etapas del inversor de salida (INV):** consisten en un inversor formado por tres semipuentes de dos IGBT cada uno para cada una de las fases. Está conectado al bus DC permitiendo convertir la energía de DC/DC, es decir, convertir de un sistema monofásico DC a un sistema trifásico DC y viceversa. Cada semipunto puede controlarse como un convertidor Buck-Boost de dos cuadrantes que absorbe o inyecta corriente. El inversor está controlado por dSPACE mediante tres señales PWM (PWM leg R, PWM leg S y PWM leg T) para controlar cada una de las fases.
- **Filtro LCL de salida:** reduce la distorsión y la ondulación de la señal DC. Está formado por una inductancia de 350 μ H, un condensador de 100 μ F y una inductancia de 350 μ H para cada una de las fases. El condensador está conectado a cada una de las fases y al neutro.
- **Sensores Hall de salida:** miden la corriente que circula por cada una de las fases una vez pasado el filtro LCL de salida mediante un pin analógico controlado por CNG. El modelo de los sensores hall es el LF-210-S/SP 3 3p.
- **Sensor de tensión fase-neutro de salida:** mide la tensión a la salida del filtro LCL de cada una de las fases respecto al neutro mediante un pin analógico controlado por CNG.
- **Traductores de voltaje de salida:** miden la tensión entre cada una de las fases y el terminal negativo del bus DC mediante un pin analógico. El modelo de los traductores de voltaje es el LV25-800.
- **Protecciones de salida:** la salida de DC trifásica está protegida por tres fusibles de 50 A con una curva tipo gG por cada una de las fases. En cada

una de las fases se encuentra un relé DC de 24 V controlado por dSPACE seguido de un seccionador para aislar la salida de la carga.

- **Terminaciones de salida:** dispone de tres terminaciones de salida posible. Los terminales positivos serán los correspondientes a cada una de las fases, mientras que el terminal negativo corresponde al terminal negativo del bus DC (protegido por un fusible de 80 A (DC)). En la primera terminación (SW3) se conectarán los paneles fotovoltaicos, en la segunda terminación (SW4) se conectarán las baterías y en la tercera terminación (SW5) se conectarán los supercondensadores.
- **Resistencia externa de descarga:** permite descargar el bus DC en caso de que se produzca algún fallo o simplemente se quiera descargar el bus. La resistencia se conecta a los terminales Bus+ y Bus- que proceden de los extremos del bus DC. La conexión entre el bus DC y la resistencia está protegida por dos fusibles 62 A con una curva del tipo aR. El control de la descarga del bus depende del accionamiento de un relé de DC de 24 V accionado mediante un botón de emergencia.
- **Terminales de medición:** dispone de tres terminales (SW2) para medir la tensión a extremos de la segunda bobina del filtro LCL de salida para cada una de las tres fases.
- **Red permanente (baja potencia):** alimenta mediante las tres fases más el neutro a la fuente de alimentación del control CNG. Alimenta con la primera fase y el neutro a la fuente de alimentación de ± 15 V de los sensores extras de corriente y a los de tensión. Alimenta con la segunda fase y el neutro a la fuente de alimentación de ± 15 V de los sensores de corriente y a la fuente de alimentación de 24 V de los contactares. Alimenta con la tercera fase y el neutro al FAN. La alimentación del control CNG está protegida por un fusible de 0,5 A y el FAN por un fusible de 4 A.

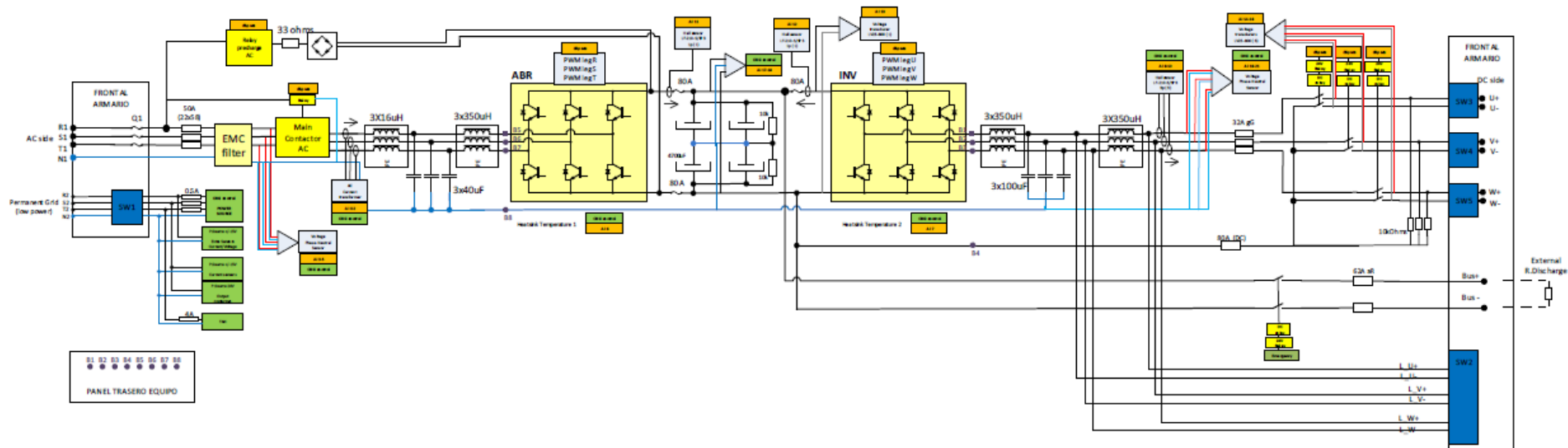


Figura 29. Esquema eléctrico microred inteligente FV+VE.

4.2.2. Memoria de cálculos Seredis

Se realizará la justificación de los cálculos para el filtro LCL, para el condensador del bus DC y la resistencia de descarga. Para ello, se realizarán los cálculos correspondientes comparándolos con las simulaciones obtenidas mediante el programa de simulación de circuitos de potencia LTspice.

4.2.2.1. Filtro LCL de AC-DC

El filtro LCL consta de dos inductancias en serie y un condensador entre ella conectado al neutro. El valor de la inductancia es $16 \mu\text{F}$ y $350 \mu\text{F}$ respectivamente, mientras que el valor del condensador es de $40 \mu\text{F}$. Para obtener las ecuaciones que rigen este cálculo se parte de [24].

Para el cálculo de filtro LCL se utilizada un algoritmo de diseño del filtro LCL [25].

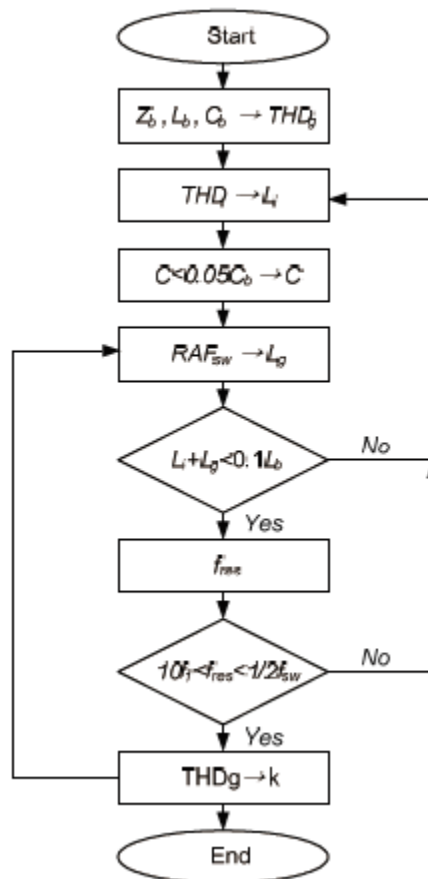


Figura 30. Algoritmo de diseño filtro LCL. Fuente: [25]

Se comienza definiendo los valores de base de la impedancia, inductancia y capacidad como:

$$Z_b = \frac{E^2}{P} \quad (1)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_1} \quad (2)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_1 Z_b} \quad (3)$$

siendo E el voltaje eficaz, P la potencia activa del sistema y ω_1 la velocidad angular de la frecuencia fundamental.

La inductancia situada en el lado del inversor (L_i) se obtiene fijando el valor de THD_i (Distorsión armónica total de la inductancia del lado del inversor) entre el 10 % y el 30 % considerando la frecuencia fundamental (f_1) y la frecuencia de conmutación (f_{sw}). Si inicialmente el THD_i se establece por debajo del 10 % la inductancia L_i aumenta, por lo que la frecuencia de resonancia disminuye, se aproxima al ancho de banda del controlador. Por el contrario, si la inductancia L_i se supone más del 30 %, la frecuencia de resonancia aumenta, se acerca al ancho de banda de la frecuencia de conmutación. Debido a esto, la resonancia puede ocurrir en el ancho de banda de frecuencia de conmutación. Por lo tanto, se considera un valor adecuado de THD_i entre el 10 % y el 30 % para que la frecuencia de resonancia se encuentre entre el ancho de banda del controlador y la frecuencia de conmutación.

El valor de la inductancia L_i se obtiene mediante la siguiente ecuación:

$$L_i = \frac{f_1}{f_{sw}} \frac{L_{base}}{THD_i} \sqrt{\frac{\pi^2}{18} \left(\frac{3}{2} - \frac{4\sqrt{3}}{\pi} m_a + \frac{9}{8} m_a^2 \right)} \quad (4)$$

siendo m_a el índice de modulación en amplitud.

La capacidad (C) del filtro debe seleccionarse apropiadamente siendo un 5 % menor que la capacidad de base [26]. Se define como:

$$C \leq x C_{base} = x \frac{1}{2\pi f_1 Z_{base}} \quad (5)$$

La inductancia del lado de la red (L_g) depende del valor de RAF_{sw} (factor de atenuación de corriente a la frecuencia de conmutación) que se establezca. Se define el valor de la inductancia L_g a partir de la siguiente ecuación:

$$L_g = \frac{RAF_{sw} + 1}{RAF_{sw} C \omega_{sw}^2} \quad (6)$$

Es necesario comprobar que la inductancia total del inductor, que es la suma de la inductancia del lado del inversor y la inductancia del lado de la red, sea inferior al 10 % del valor de la inductancia de base. Si es más del 10 % se deben reestablecer los valores de THD_i o RAF_{sw} .

Una vez todos los parámetros del filtro LCL estén establecidos, se calcula la frecuencia de resonancia tal y como se muestra en la siguiente ecuación:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_i + L_g}{L_i L_g C}} \quad (7)$$

En general, la frecuencia de resonancia debe estar comprendida entre 10 veces la frecuencia fundamental y la mitad de la frecuencia de conmutación, considerando la característica dinámica del sistema. Si la frecuencia de resonancia no cumple esta condición, se debe repetir todo el procedimiento restableciendo THD_i y RAF_{sw} .

Por último, una vez configurados todos los parámetros del filtro LCL, se procede a obtener el valor de la distorsión armónica total (THD_g) simulando el sistema. También se puede obtener el valor de la variable k que se utiliza para indicar la dependencia de THD_i , THD_g y RAF_{sw} .

$$k = \frac{THD_g^*}{THD_i RAF_{sw}} \quad (8)$$

4.2.2.2. Filtro LCL de DC-DC

El filtro LCL consta de dos inductancias en serie y un condensador en mitad de ellas conectado al neutro. Los valores de estas inductancias son de 350 μF , mientras que el valor del condensador es de 100 μF .

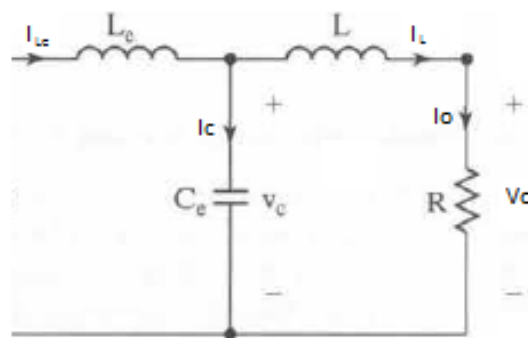


Figura 31. Filtro LCL.

Se comienza calculando el valor de la primera inductancia analizando el circuito como reductor.

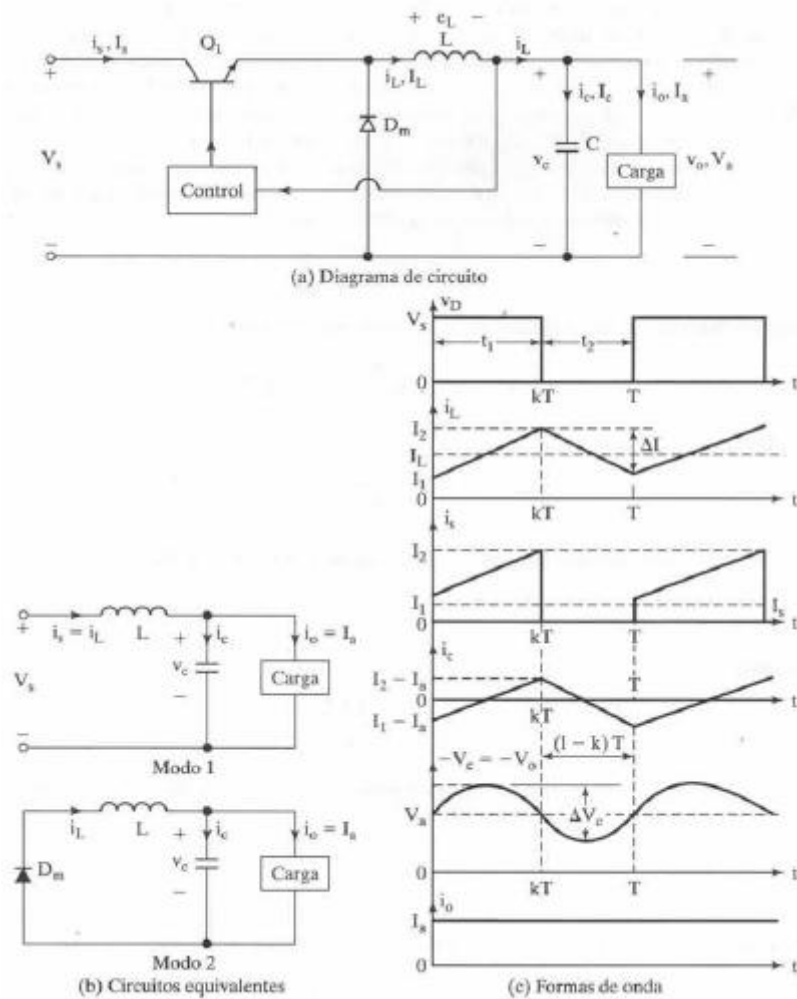


Figura 32. Regulador reductor con i_L continua: (a) Diagrama de circuito, (b) Circuito equivalente y (c) Formas de

onda. Fuente: [4]

El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1, mostrado en la figura anterior (b), tiene lugar cuando el transistor Q_1 comienza a conducir en el instante $t=0$. La corriente de entrada, que aumenta, pasa por la inductancia de filtro L , la capacidad de filtro C y la resistencia de carga R . El modo 2 comienza cuando deja de conducir el transistor Q_1 en el instante $t=t_1$. El diodo, denominado diodo volante, D_m conduce, por la energía almacenada en el inductor, y la corriente del inductor sigue pasando por L , C , la carga y el diodo D_m . La corriente de la inductancia baja hasta que el transistor Q_1 conduce nuevamente, en el siguiente ciclo. Las formas de onda de voltajes y corrientes se muestran en la figura anterior (c). Se supone que la corriente aumenta y baja de forma lineal. En la práctica, el interruptor tiene una resistencia finita y no lineal, pero generalmente se puede despreciar en la mayoría de aplicaciones [4].

4.2.2.2.1. Inductancia L_e

Se procede a calcular el valor de la inductancia L_e tal y como se muestra en la referencia [4].

El voltaje a través del inductor L_e es, en general,

$$e_L = L_e \frac{di}{dt} \quad (9)$$

Suponiendo que la corriente del inductor aumenta de forma lineal de I_1 a I_2 en el tiempo t_1 ,

$$V_s - V_a = L_e \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L_e \frac{\Delta I_{Le}}{t_1} \quad (10)$$

es decir,

$$t_1 = \frac{\Delta I_{Le} L_e}{V_s - V_a} \quad (11)$$

y la corriente del inductor baja en forma lineal, de I_2 a I_1 , en el tiempo t_2 ,

$$-V_a = -L_e \frac{\Delta I_{Le}}{t_2} \quad (12)$$

es decir,

$$t_2 = \frac{\Delta I_{Le} L_e}{V_a} \quad (13)$$

donde $\Delta I_{Le} = I_2 - I_1$ es la corriente de rizado pico a pico en el inductor L_e . Igualando el valor de ΔI_{Le} en las ecuaciones (2) y (4) se obtiene:

$$\Delta I_{Le} = \frac{(V_s - V_a) t_1}{L_e} = \frac{V_a t_2}{L_e} \quad (14)$$

Se sustituye $t_1 = kT$ y $t_2 = (1 - k)T$ y se obtiene el voltaje promedio de salida:

$$V_a = V_s \frac{t_1}{T} = kV_s \quad (15)$$

Se despeja de la ecuación anterior:

$$k = \frac{V_a}{V_s} \quad (16)$$

El periodo de conmutación T se puede expresar como sigue:

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_L L_e}{V_s - V_a} + \frac{\Delta I_L L_e}{V_a} = \frac{\Delta I_L L_e V_s}{V_a (V_s - V_a)} \quad (17)$$

que determina la corriente de rizo de pico a pico siguiente:

$$\Delta I_{Le} = \frac{V_a (V_s - V_a)}{f L_e V_s} \quad (18)$$

Despejando y sustituyendo por los valores establecidos:

$$L_e = \frac{V_a (V_s - V_a)}{\Delta I_{Le} f V_s} \quad (19)$$

4.2.2.2.2. Condensador C_e

Se continua con el desarrollo de las ecuaciones para calcular el valor del condensador C_e tal y como se muestra en la referencia [4]. Se aplica la ley de corriente de Kirchhoff para expresar la corriente I_L por la inductancia:

$$I_{Le} = I_c + I_o \quad (20)$$

Si se supone que la corriente de rizado de la carga ΔI_o es muy pequeña y despreciable, ΔI_{Le} = ΔI_{Ce}. La corriente promedio del capacitor, que entra durante t₁/2 + t₂/2 = T/2, es

$$I_{Ce} = \frac{\Delta I_{Le}}{4} \quad (21)$$

El voltaje del condensador se expresa:

$$v_{Ce} = \frac{1}{C_e} \int i_{Ce} dt + v_{Ce} (t = 0) \quad (22)$$

y el rizado pico a pico del voltaje es

$$\Delta V_{Ce} = v_{Ce} - v_{Ce} (t = 0) = \frac{1}{C_e} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{\Delta I_{Le}}{4} dt = \frac{\Delta I_{Le} T}{8 C_e} = \frac{\Delta I_{Le}}{8 f C_e} \quad (23)$$

Despejando y sustituyendo por los valores establecidos:

$$C_e = \frac{\Delta I_{Le}}{8 \Delta V_{Ce} f} \quad (24)$$

4.2.2.2.3. Inductancia L

Se calcula el valor de inductancia L tal y como se muestra en la referencia [4]. Se supone un aumento lineal de la corriente de carga i_L desde que $t = 0$ hasta $t_1 = kT$, se puede expresar de forma aproximada,

$$L \frac{\Delta I_L}{t_1} = L \frac{\Delta I_L}{kT} = \Delta V_c \quad (25)$$

que da el valor aproximado de L y se sustituye por los valores establecidos:

$$L = \frac{k T \Delta V_{Ce}}{\Delta I_L} = \frac{k \Delta V_{Ce}}{\Delta I_L f} \quad (26)$$

4.2.2.3. Banco de condensadores bus DC

El cálculo del banco de condensadores del bus DC se puede llegar a cabo de dos formas distintas: la primera alternativa en función de la potencia y de la tensión del bus, y la segunda alternativa en función de la energía.

En primer lugar, se realiza un circuito equivalente para el banco de condensadores y resistencias que hacen las funciones de condensador DC.

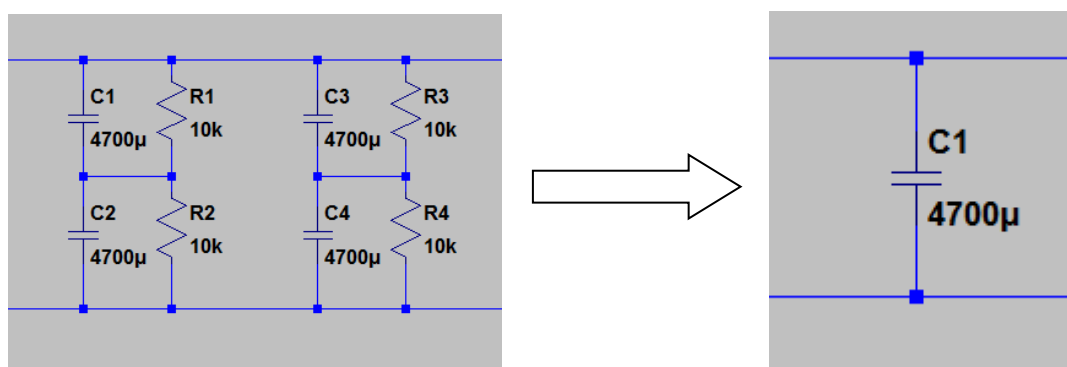


Figura 33. Circuito equivalente condensador bus DC.

En la *figura* anterior se realiza una simplificación para obtener un solo condensador que será el dimensionado. Las resistencias del circuito de la izquierda son despreciadas y se realiza el equivalente de los condensadores hasta obtener un condensador de 4700 µF que hará las funciones de condensador DC.

Se comienza analizando la primera alternativa. El condensador DC separa el inversor AC-DC del convertidor DC-DC bidireccional y es el encargado de asegurar la estabilidad de la tensión del bus DC. Este desacoplo de potencia se logra normalmente por medio de un condensador electrolítico cuyo principal factor limitante es la vida útil del mismo. Por lo tanto, se recomienda utilizar una capacidad lo más pequeña posible [27].

La ecuación que rige el cálculo de la capacidad es [28], también se puede encontrar un procedimiento muy similar en [29].

$$C_{DC} = \frac{S_o}{2 \omega V_{DC} \Delta V_{DC}} \quad (27)$$

donde S_o es la potencia aparente del sistema, V_{DC} es la tensión a la que debe permanecer el bus DC, ΔV_{DC} es el rizado máximo permitido en el bus DC y ω es velocidad angular de la onda.

La potencia del sistema completo, formado por los paneles fotovoltaicos, la batería y el supercondensador, será únicamente potencia activa de aproximadamente 15 kW por lo que el condensador DC se debe diseñar para dicha potencia. La ecuación anterior parte de que la corriente que proviene de los paneles es una DC pura y que la componente de baja frecuencia de la corriente de entrada al inversor sigue la forma de onda $\sin^2(\omega \cdot t)$.

$$C_{DC} = \frac{P_o}{4\pi f V_a \Delta V_a} \quad (28)$$

En la segunda alternativa se realiza el cálculo del condensador DC se determina en base a las variaciones de tensión admisibles en el bus dc ante cambios en las condiciones de funcionamiento (respuestas ante escalones de carga, variaciones de generación de potencia...). Por ejemplo, ante un escalón de incremento de la demanda de potencia, el bus dc tenderá a bajar su tensión, originando un hueco con una amplitud de tensión y un tiempo de duración. Ello depende de la capacidad del condensador y de la dinámica del control implementado [3].

El banco de condensadores debe ser capaz de suministrar la potencia nominal del sistema durante el tiempo de respuesta del control implementado. Mediante simulaciones de diversos controles propuestos se ha determinado un tiempo de respuesta (t) de 1 ms aproximadamente. Para un dimensionamiento del lado de la seguridad, se tomarán 3 ms, tiempo durante el cual, el banco de dc será el encargado de proporcionar la potencia nominal más las pérdidas del inversor, una potencia (P_N) de 15 kW aproximadamente. La energía entregada (E) responde a la siguiente expresión [3]:

$$E = P_N t \quad (29)$$

Se deduce el valor de la capacidad del banco capacitivo según la siguiente expresión:

$$\Delta E = \frac{1}{2} C (V_1^2 - V_2^2) \quad (30)$$

Despejando de la ecuación anterior el valor del condensador:

$$C_{DC} = \frac{2 \cdot \Delta E}{(V_1^2 - V_2^2)} \quad (31)$$

4.2.2.4. Resistencia de precarga

Este elemento permite realizar una precarga no controlada del banco de condensadores del bus DC. Esta función es de gran importancia para las puestas en marcha del equipo o para ciertas maniobras de funcionamiento, ya que sin esta precarga se podrían alcanzar picos de tensión e intensidad muy elevados que podrían producir el fallo de todo el sistema. La precarga del banco de condensadores del bus DC se realiza a través de una resistencia de precarga.

La resistencia de precarga se dimensionará en función a la potencia que es capaz de evacuar. Para ello es necesario tener en cuenta la tensión nominal, el tiempo de precarga y la potencia de disipación. El tiempo de precarga será del orden de segundos, para realizar una precarga del banco hasta el 97 % de su tensión nominal. La ecuación de carga del condensador a través de una resistencia responde a la siguiente expresión [3]:

$$V_t = V_f \cdot (1 - e^{-t/R \cdot C}) \quad (32)$$

donde V_t es la tensión del dispositivo en el instante t , V_f es la tensión de entrada, t es el tiempo de precarga, R es la resistencia de precarga y C es la capacidad del banco de condensadores del bus DC.

Despejando de la ecuación anterior se obtiene el valor de la resistencia de precarga:

$$R_{precarga} = \frac{-t}{\ln\left(\frac{V_t}{V_f}\right) \cdot C_{DC}} \quad (33)$$

4.2.2.5. Resistencia de descarga

En el diseño global sistema se ha incluido una resistencia de descarga para sistema de almacenamiento de energía. Permite una descarga forzada del bus DC ya sea de manera automática llevada a cabo por el sistema de control o de manera manual por una persona. Esta resistencia de descarga ofrece la posibilidad de descargar el supercondensador hasta niveles requeridos por algún motivo de interés, o incluso, llevarlos a la descarga total. Esta función resulta de gran utilidad en el caso de un posible funcionamiento anómalo del sistema, en el cual podría existir una sobrecarga del sistema de almacenamiento y sea inevitable el tener que descargarlo hasta valores normales de funcionamiento.

El dimensionamiento se hará en función a la potencia que es capaz de evacuar la resistencia. Para ello es necesario tener en cuenta la tensión nominal, el tiempo de descarga y la potencia de disipación. La ecuación de descarga del condensador a través de una resistencia responde a la siguiente expresión [3]:

$$V_t = V_f \cdot e^{-t/R \cdot C} \quad (34)$$

donde t es el tiempo de descarga, R es la resistencia de descarga y C es la capacidad del supercondensador.

Despejando de la ecuación anterior se obtiene el valor de la resistencia de descarga:

$$R_{descarga} = \frac{-t}{\ln\left(\frac{V_t}{V_f}\right) \cdot C_{supercondensador}} \quad (35)$$

4.2.3. Aplicación práctica

Se tienen una serie de especificaciones que se deben respetar a la hora de comenzar con los cálculos:

- La intensidad media de la inductancia L (I_L) debe ser de 20 A, con un rizado pico a pico (ΔI_L) del 3 %, es decir de 0,6 A.
- El voltaje medio de salida (V_a) debe ser e 380 V ya que es la tensión nominal de la batería de Litio. La batería tiene unos límites de 317 V a 442 V por lo que para asegurar que el rizado en tensión sea el adecuado se supone un rizado pico a pico en tensión de salida (ΔV_a) del 15 % para hacer que la batería nunca pase de sus límites de funcionamiento [30].

- La intensidad media de la inductancia L_e (I_{Le}) debe ser de unos 20 A aproximadamente ya que la corriente que se deriva por el condensador es muy pequeña [3]. Se le supone un rizado pico a pico en corriente (ΔI_{Le}) del 150 %, es decir, de 30 A. Este valor rizado es una aproximación, el rizado pico a pico más importante es el que debe cumplir la corriente en la carga.
- El voltaje medio del condensador (V_{Ce}) debe ser de unos 380 V aproximadamente al igual que la salida [3]. El rizado pico a pico del voltaje del condensador (ΔV_c) se supone 0,67 %, es decir, de 2,546 V.
- El voltaje medio del bus DC (V_{DC}) debe ser de 650 V con un rizado pico a pico (ΔV_{DC}) del 5 %, que representa un voltaje 32,5 V.
- La frecuencia de conmutación (f) es de 15 kHz [3].

Los datos que se utilizan para realizar los cálculos del Seredis, se pueden dividir en datos de entrada y los datos de diseño. Los datos de entrada son las especificaciones que se requieren para el correcto funcionamiento del sistema, siendo la siguientes:

Tensión media del bus DC (V_{DC})	650 V_{DC}
Rizado pico a pico en tensión del bus DC (ΔV_{DC})	5 %
Tensión media de salida (V_a)	380 V_{DC}
Rizado pico a pico en tensión de salida (ΔV_a)	15%
Intensidad media de la inductancia L (I_L)	20 A
Rizado pico a pico en corriente de la inductancia L (ΔI_L)	3%
Tensión eficaz por fase AC (E)	230 V
Potencia del sistema (P)	15 kW
Frecuencia fundamental de la señal AC (f_1)	50 Hz
Frecuencia de conmutación (f_{sw})	15000 Hz
Índice de modulación en amplitud (m_a)	1

Tabla 10. Datos de entrada del Seredis.

Los datos de diseño son aquellos valores necesarios para el cálculo que se han establecido según diferentes artículos, siendo los siguientes:

Intensidad media de la inductancia L_e (I_{Le})	≈ 20 A
Rizado pico a pico en corriente de la inductancia L_e (ΔI_{Le})	150 %
Voltaje medio del condensador (V_{Ce})	≈ 380 V_{DC}
Rizado pico a pico del voltaje del condensador (ΔV_{Ce})	0,67 %
Porcentaje de diferencia entre C y C_b (x)	13,30 %
Distorsión armónica total de la inductancia L_i (THD_i)	15,38 %
Factor de atenuación del rizado en corriente referido a la frecuencia de conmutación (RAF_{sw})	21,35 %

Tabla 11. Datos de diseño del Seredis.

4.2.3.1. Filtro LCL de AC-DC

Se comienza obteniendo el valor de la impedancia, inductancia y condensador de base sustituyendo los valores de las especificaciones en las ecuaciones (1-3) obteniéndose el siguiente resultado:

$$Z_b = \frac{E^2}{P} = \frac{230^2}{5000} = 10,58 \Omega \quad (36)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_1} = \frac{10,58}{100\pi} = 33677,19 \mu H \quad (37)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_1 Z_b} = \frac{1}{100\pi \cdot 10,58} = 300,86 \mu F \quad (38)$$

El valor de la inductancia L_i se obtiene sustituyendo en la ecuación (4):

$$L_i = \frac{f_1}{f_{sw}} \frac{L_{base}}{THD_i} \sqrt{\frac{\pi^2}{18} \left(\frac{3}{2} - \frac{4\sqrt{3}}{\pi} m_a + \frac{9}{8} m_a^2 \right)} = 350 \mu H \quad (39)$$

La capacidad (C) del filtro se obtiene sustituyendo en la ecuación (5):

$$C \leq x C_{base} = x \frac{1}{2\pi f_1 Z_{base}} = 0,133 \frac{1}{100\pi \cdot 10,58} = 240 \mu F \quad (40)$$

Se define el valor de la inductancia L_g a partir de la ecuación (6):

$$L_g = \frac{RAF_{sw} + 1}{RAF_{sw} C \omega_{sw}^2} = \frac{0,2135 + 1}{0,2135 (240 \cdot 10^{-6}) (30000\pi)^2} = 16 \mu H \quad (41)$$

Es necesario comprobar que la inductancia total del inductor, que es la suma de la inductancia del lado del inversor y la inductancia del lado de la red, sea inferior al 10 % del valor de la inductancia de base.

$$L_g + L_i < 0,1 L_b \quad (42)$$

$$366 < 3367,72 \quad (43)$$

La frecuencia de resonancia se calcula a partir de la ecuación (7):

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_i + L_g}{L_i L_g C}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{350 \cdot 10^{-6} + 16 \cdot 10^{-6}}{(350 \cdot 10^{-6}) \cdot (16 \cdot 10^{-6}) \cdot (40 \cdot 10^{-6})}} = 6433,34 \text{ Hz} \quad (44)$$

La frecuencia de resonancia debe estar comprendida entre 10 veces la frecuencia fundamental y la mitad de la frecuencia de conmutación, considerando la característica dinámica del sistema.

$$10 f_1 < f_{res} < 0,5 f_{sw} \quad (45)$$

$$500 < 6433,34 < 7500 \quad (46)$$

Para obtener el valor de la distorsión armónica total (THD_g) es necesario simular el sistema.

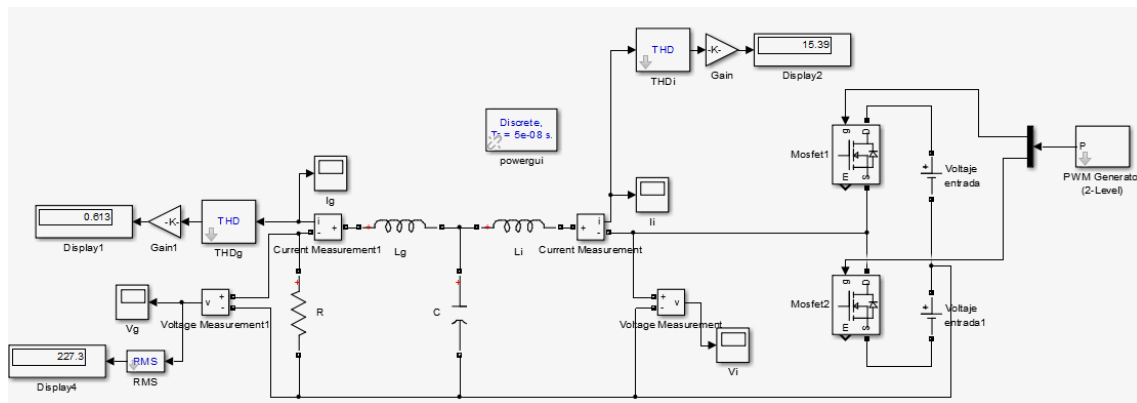


Figura 34. Filtro LCL AC-DC.

En la figura anterior se muestra el circuito que se ha de simular para obtener el valor del THD_g. Como se observa el valor del THD_i simulado coincide con el cálculo del mismo realizado anteriormente.

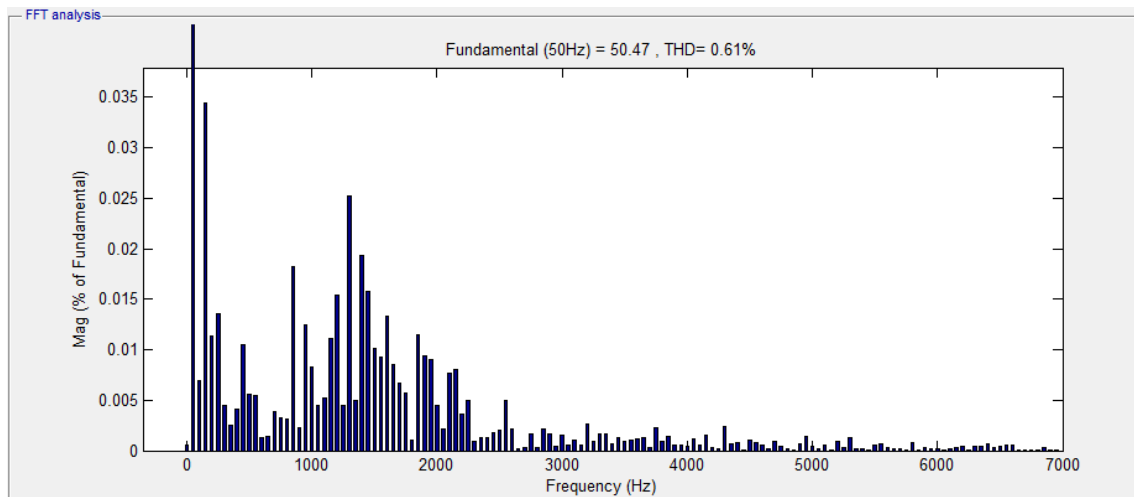


Figura 35. FFT de la corriente por la resistencia ordenado por Hercios.

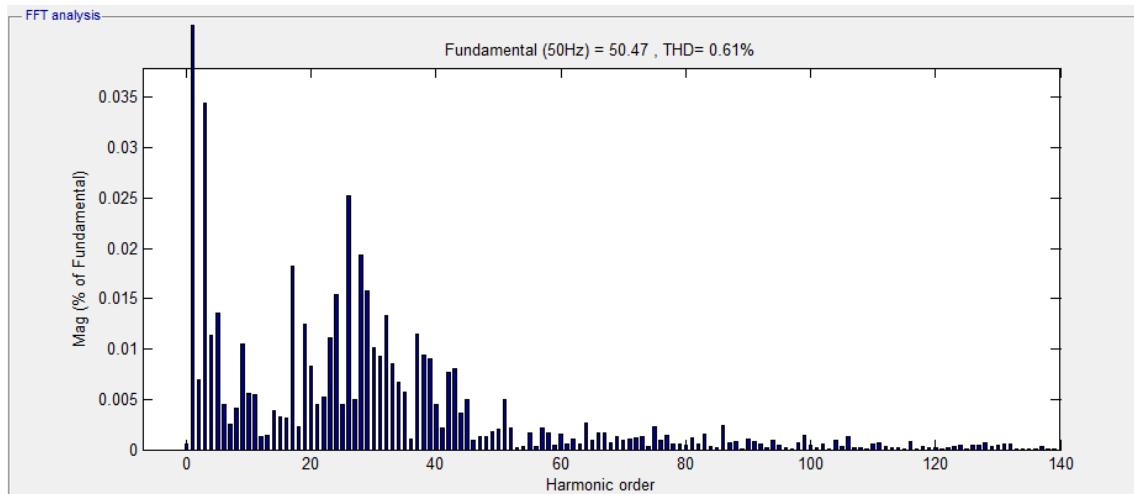


Figura 36. FFT de la corriente por la resistencia ordenado por armónicos.

En las dos figuras anteriores se muestra la FFT de la intensidad que circula por la resistencia. Con dicho análisis se representa los armónicos ordenados por frecuencia y por numeración. Como se observa la THD_g será de 0,61 %.

También se puede obtener el valore de la variable k que se utiliza para indicar la dependencia de THD_i, THD_g y RAF_{sw} a partir de la ecuación (8):

$$k = \frac{THD_g}{THD_i \cdot RAF_{sw}} = \frac{0,0061}{0,1539 \cdot 0,2135} = 0,18564 \quad (47)$$

4.2.3.2. Filtro LCL de DC-DC

4.2.3.2.1. Inductancia L_e

Para el cálculo de la bobina L_e se sustituye por los valores en la ecuación (19), obteniéndose el siguiente resultado:

$$L_e = \frac{V_a(V_s - V_a)}{\Delta I_{Le} f V_s} = \frac{380(650 - 380)}{30 \cdot 15000 \cdot 650} = 350,77 \mu H \quad (48)$$

El valor de la inductancia se puede aproximar al valor suministrado por el fabricante de 350 μH cumpliendo así con las especificaciones.

4.2.3.2.2. Condensador C_e

Para el cálculo del condensador C_e se sustituye por los valores en la ecuación (24), obteniéndose el siguiente resultado:

$$C_e = \frac{\Delta I_{Le}}{8 \Delta V_{Ce} f} = \frac{30}{8 \cdot 2,546 \cdot 15000} = 98,19 \mu F \quad (49)$$

El valor del condensador se puede aproximar al valor suministrado por el fabricante de 100 μF cumpliendo así con las especificaciones.

4.2.3.2.3. Inductancia L

Antes de comenzar el cálculo de la inductancia se calcula el valor de k sustituyendo en la ecuación (16) por los valores establecidos:

$$k = \frac{V_a}{V_s} = \frac{380}{650} = 0,59 \quad (50)$$

Para el cálculo de la bobina L se sustituye por los valores en la ecuación (26), obteniéndose el siguiente resultado:

$$L = \frac{k T \Delta V_{Ce}}{\Delta I_L} = \frac{k \Delta V_{Ce}}{\Delta I_L f} = \frac{0,5846 \cdot 2,546}{0,6 \cdot 15000} = 165,377 \mu H \quad (51)$$

El valor del inductor es muy superior al valor suministrado por el fabricante de 350 μH por lo que cumple sobradamente con el rizado establecido en las especificaciones. A continuación, se parte del valor de la inductancia para calcular el valor de rizado en corriente, a partir de la ecuación (25).

$$\Delta I_L = \frac{k \Delta V_c}{L f} = \frac{0,5846 \cdot 2,546}{350 \cdot 10^{-6} \cdot 15000} = 0,2835 \text{ A} \quad (52)$$

Este 0,2835 A supone un rizado pico a pico en corriente de aproximadamente de 1,42 %.

4.2.3.3. Banco de condensadores bus DC

El cálculo del banco de condensadores del bus DC se puede llegar a cabo de dos formas distintas: la primera alternativa en función de la potencia y de la tensión del bus, y la segunda alternativa en función de la energía.

Para el cálculo del banco de condensadores del bus DC, según la primera alternativa, se sustituye por los valores en la ecuación (28), obteniéndose el siguiente resultado:

$$C_{DC} = \frac{P_o}{4\pi f V_a \Delta V_a} = \frac{15000}{4\pi \cdot 15000 \cdot 650 \cdot 0,05} = 2448,54 \mu F \quad (53)$$

Para que cumpla con las especificaciones deseadas el condensador DC debe ser mayor o igual a 2448,54 μF . El valor suministrado por el fabricante de 4700 μF es un valor que cumple con las especificaciones deseadas.

Para el cálculo del banco de condensadores del bus DC, según la segunda alternativa, se sustituye por los valores en la ecuación (29), obteniéndose el siguiente resultado:

$$E = P_N t = 15 \text{ kW} \cdot 3 \text{ ms} = 45 \text{ J} \quad (54)$$

Sabiendo que la tensión nominal del bus DC es de 650 V y que la profundidad máxima permitida del hueco de tensión es de 32,5 V, es decir, el 5 % del rizado máximo permitido, se deduce el valor de la capacidad del banco capacitivo según la siguiente expresión de la ecuación (30):

$$\Delta E = \frac{1}{2} C (V_1^2 - V_2^2) = \frac{1}{2} C (650^2 - 617,5^2) = 45 \text{ J} \quad (55)$$

Partiendo de la ecuación (31), el valor del condensador será:

$$C_{DC} = \frac{2 \cdot 45}{(650^2 - 617,5^2)} = 2184,8 \mu F \quad (56)$$

El cálculo conduce a un valor de capacidad total del banco de 2184,8 μF . Para que cumpla con las especificaciones deseadas el condensador DC debe ser mayor o

igual a dicho valor. El valor suministrado por el fabricante de 4700 μF es un valor que cumple con las especificaciones deseadas.

4.2.3.4. Resistencia de precarga

Para el cálculo de la resistencia de precarga se sustituye por los valores en la ecuación (32), sabiendo que la capacidad del banco de condensadores es de 4700 μF y se establece un tiempo de precarga de 0,5 segundos.

$$V_t = 0,97 V_f = V_f (1 - e^{-t/R \cdot C}) \quad (57)$$

Partiendo de la ecuación (33) se obtiene el valor de la resistencia de precarga:

$$R_{precarga} = \frac{-t}{\ln 0,03 \cdot C_{DC}} = \frac{-0,5}{\ln 0,03 \cdot 0,0047} = 30,34 \Omega \quad (58)$$

Se ha decidido tomar como valor resistivo de precarga un valor normalizado de 33 Ω . Se recalcula el valor del tiempo de precarga para dicha resistencia normalizada.

$$t = -\ln(1 - 0,97) \cdot R \cdot C_{DC} = -\ln(0,03) \cdot 33 \cdot 0,0047 = 0,5439 \text{ seg} \quad (59)$$

4.2.3.5. Resistencia de descarga

Para el cálculo de la resistencia de descarga se sustituye por los valores en la ecuación (34), sabiendo que la capacidad total de la bancada de supercondensadores es de 4700 μF . Dicho banco debe ser descargado desde su tensión nominal hasta 30 V. Según el Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión establece que la tensión continua de la misma no debe ser superior a los 75 V. La tensión del bus DC descargado supone un 4,62 % de la tensión nominal del bus. El tiempo de descarga del bus de DC se establece en 3 segundos.

$$V_t = 0,0462 V_f = V_f \cdot e^{-t/R \cdot C} \quad (60)$$

Partiendo de la ecuación (35) se obtiene el valor de la resistencia de precarga:

$$R_{descarga} = \frac{-t}{\ln 0,0462 \cdot C_{supercondensador}} = \frac{-3}{\ln 0,0462 \cdot 0,0047} = 207,592 \Omega \quad (61)$$

El valor resistivo normalizado para la resistencia de descarga es de 180 Ω . Se escoge el valor menor y no el mayor debido a que de esta manera se reduce el tiempo de descarga. Se recalcula el tiempo de descarga para este valor resistivo:

$$t = -\ln(0,0462) \cdot R \cdot C_{supercondensador} = -\ln(0,0462) \cdot 180 \cdot 0,0047 = 2,60 \text{ seg} \quad (62)$$

Si se supone que el banco de descarga lo forman tres resistencias en paralelo, el valor resistivo de cada una de ellas debe ser de 622,776 Ω . Se ha decidido tomar como valor resistivo el de 560 Ω para cada una de las tres resistencias. Se recalcula el tiempo de descarga para este valor resistivo:

$$t = -\ln(0,0462) \cdot RC = -\ln(0,0462) \cdot 186,67 \cdot 0,0047 = 2,70 \text{ seg} \quad (63)$$

5. Descripción del prototipo

La implementación del convertidor bidireccional se ha llevado a cabo realizando un prototipo en el que se han integrado todos los elementos. Este prototipo viene a ser una reproducción a pequeña escala de un proyecto de mayor envergadura. Con este prototipo se pretende realizar un estudio del funcionamiento del convertidor bidireccional analizando las diferentes señales que produce y las distintas partes que lo componen. El proyecto Seredi tendrá tres fases y para poder realizar un estudio su funcionamiento a menor escala se ha fabricado el prototipo con una sola fase.

Inicialmente, se describen todos los componentes que forman parte del prototipo, analizando sus características principales y sus funciones. Se hará especial hincapié en el análisis de la placa CREE. Se sigue mostrando el diseño del convertidos bidireccional y se muestran sus dos disposiciones para funcionar en modo reductor y para funcionar en modo elevador. En apartados posteriores se analizará la forma de comunicar la placa con el ordenador, el sistema que recibe y transmite las señales desde o hacia el CREE, la justificación de los cálculos del prototipo, donde se muestran cuáles son las especificaciones de diseño y cuáles son los resultados obtenidos con los componentes utilizados.

5.1. CREE Silicon Carbide MOSFET

Se trata de un kit de evaluación diseñado para CREE 1200V SiC MOSFET y los diodos Schottky SiC (SBD) en el paquete estándar TO-247. Permite diferentes configuraciones para implementar distintas topologías. El tablero de evaluación (EVL) se puede utilizar para los siguientes fines:

- Evaluar el rendimiento del SiC MOSFET durante eventos de conmutación y funcionamiento en estado estable.
- Configuración de las diferentes topologías con SiC MOSFET y SiC diodos.
- Pruebas funcionales con MOSFET de SiC.
- Diseño del bloque de control de los MOSFET.
- Pruebas comparativas entre dispositivos CREE y IGBTs.

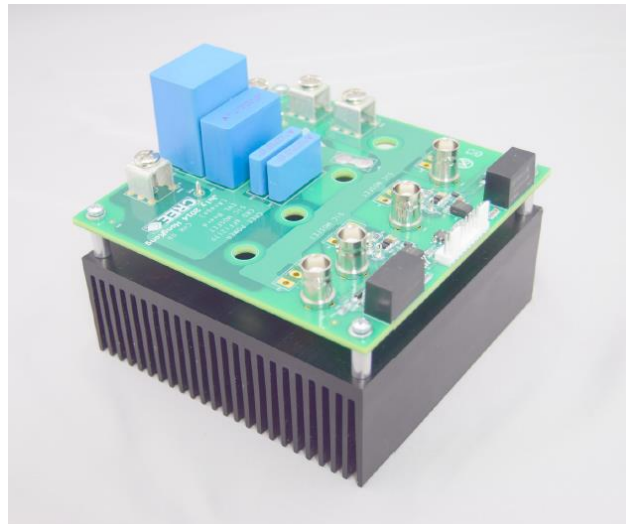


Figura 37. KIT8020CRD8FF1217P-1 CREE Silicon Carbide MOSFET Evaluation Kit.

En el diagrama de bloques general de la placa hay dos MOSFET de SiC (Q1 y Q2) con configuración de medio puente y dos diodos Schottky antiparalelos (D1 y D3) con Q1 y Q2. El bloque de la puerta (Gate Drive) dispone de un aislamiento eléctrico y está diseñado para poner en funcionamiento los MOSFET. Existen cuatro conectores de potencia (CON1, CON2, CON3 y CON5) y un conector (CON4) con 10 pines para la alimentación de la placa y diferentes señales como son la PWM.

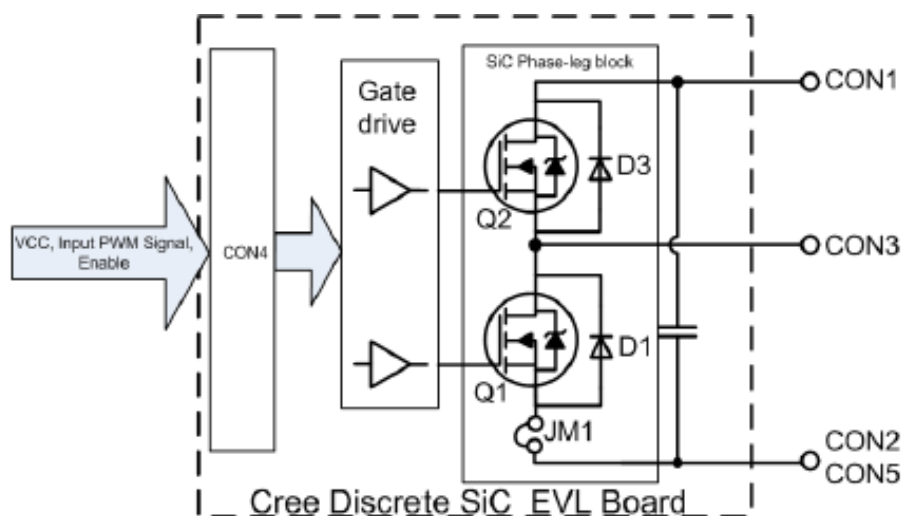


Figura 38. Diagrama de bloques general de la placa CREE Discrete SiC EVL.

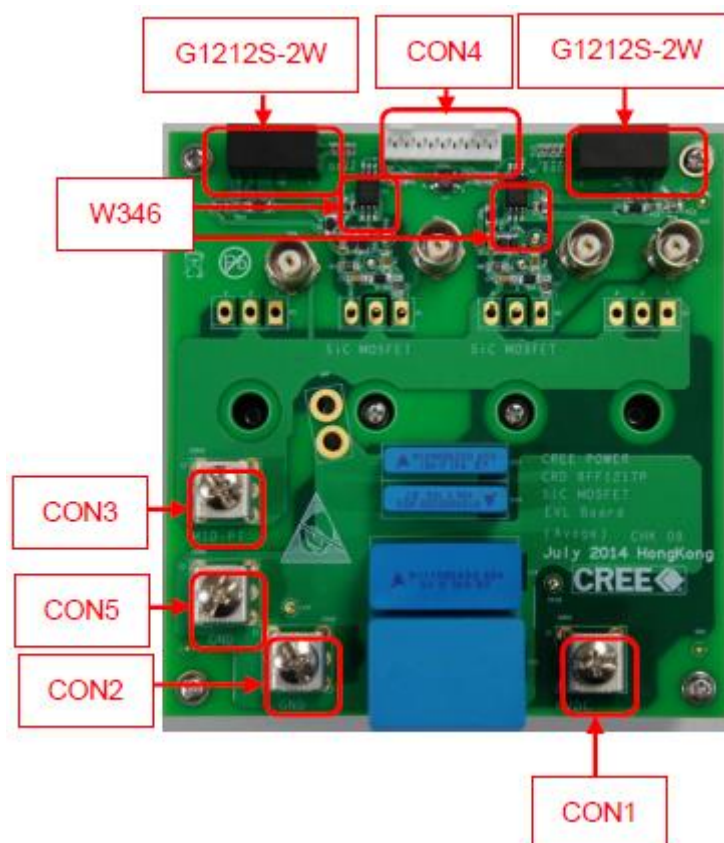


Figura 39. Descripción hardware de KIT8020CRD8FF1217P-1 CREE Silicon Carbide MOSFET Evaluation Kit.

La placa incluye dos controladores de puerta de 2,5 A que integran el optoacoplador de Avago ACPL-W346 y dos convertidores de DC/DC de Mornsun G1212S-2W. Los dos convertidores de DC / DC de 2 W necesitan una alimentación de 12 V en continua generando una tensión de salida de 24 V con un aislamiento de 6 KV_{DC}. La tensión de 24 V será la encargada de alimentar a los optoacopladores. Si disponen de dos salidas para cada uno de los optoacopladores. Una de ellas proporciona un voltaje de 5 V que se utilizará para encender el MOSFET correspondiente, mientras que la otra salida dispone de un diodo Zener a 5 V y en paralelo con una capacidad de 1 μ F que se utilizan para generar -5 V, los cuales serán utilizados para apagar el MOSFET correspondiente. Los MOSFET de SiC se puede apagar con voltaje cero, pero el voltaje de apagado de -5 V ayuda a un apagado más rápido, reduce las pérdidas de apagado, mejora la auto-inducción y la inmunidad al ruido durante los transitorios. Se puede implementar cualquier señal PWM mientras que la placa esté funcionando de manera sincronizada con los MOSFET del lado alto y los MOSFET del lado bajo. Las señales de entrada de la placa deben tener un tiempo muerto adicional para evitar que entren los MOSFET en cortocircuito, por ello se ha añadido el generador de tiempos muertos.

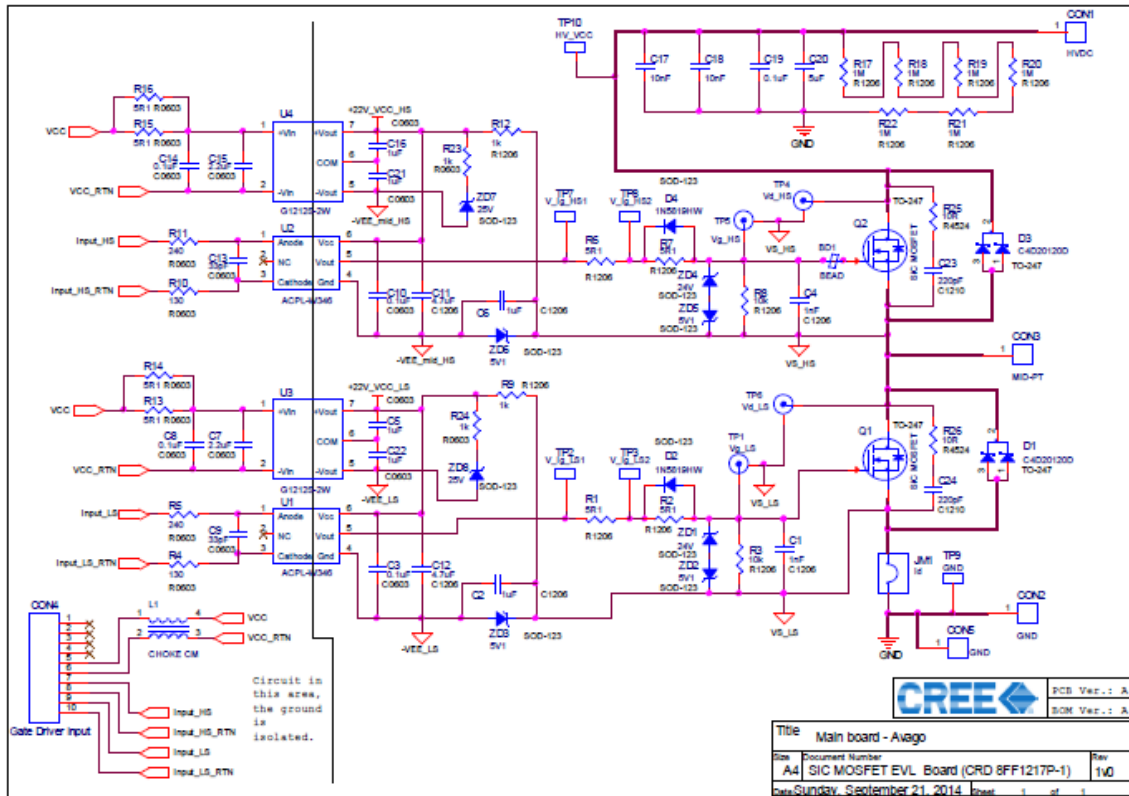


Figura 42. Schematic of CRD 8FF1217P-1.

La placa EVL presenta una gran flexibilidad para implementar diferentes topologías según las diferentes configuraciones de los MOSFET y sus diodos. Se puede encontrar diferentes topologías como son:

- Convertidor Buck síncrono ó puente phase-leg sin los diodos antiparalelo:

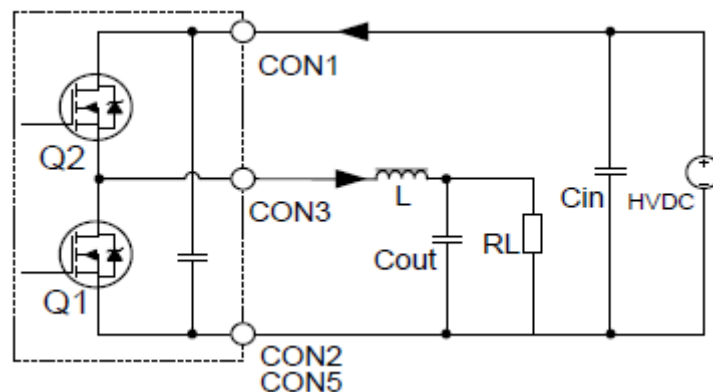


Figura 43. Convertidor Buck síncrono ó puente phase-leg sin los diodos antiparalelo.

- Puente phase-leg con los diodos antiparalelo.

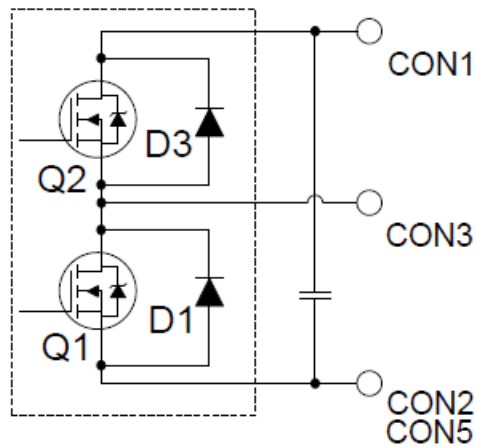


Figura 44. Puente phase-leg con los diodos antiparalelo.

- Convertidor Buck no síncrono.

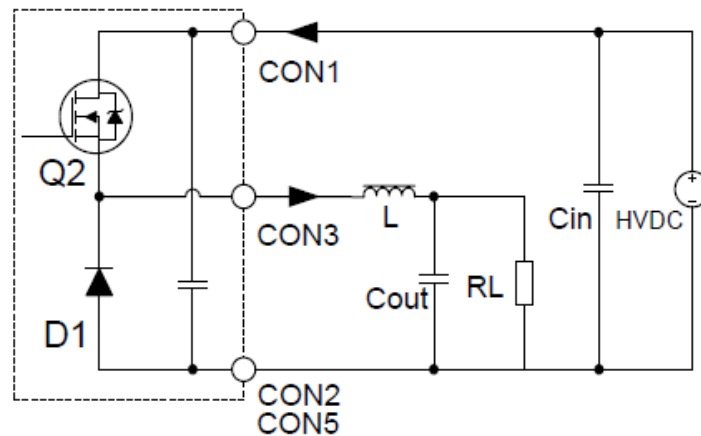


Figura 45. Convertidor Buck no síncrono.

- Convertidor Boost síncrono.

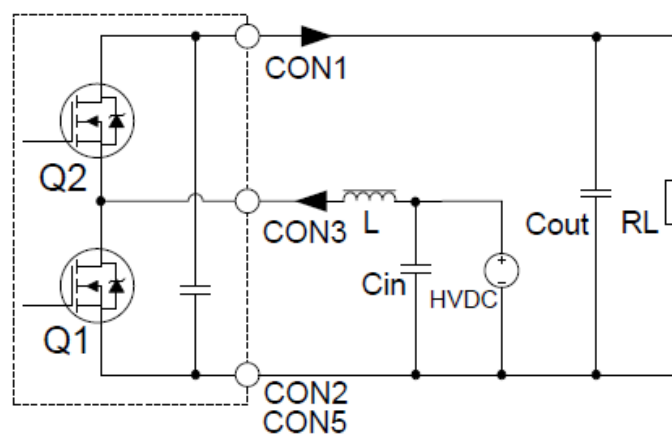


Figura 46. Convertidor Boost síncrono.

- Convertidor Boost no síncrono.

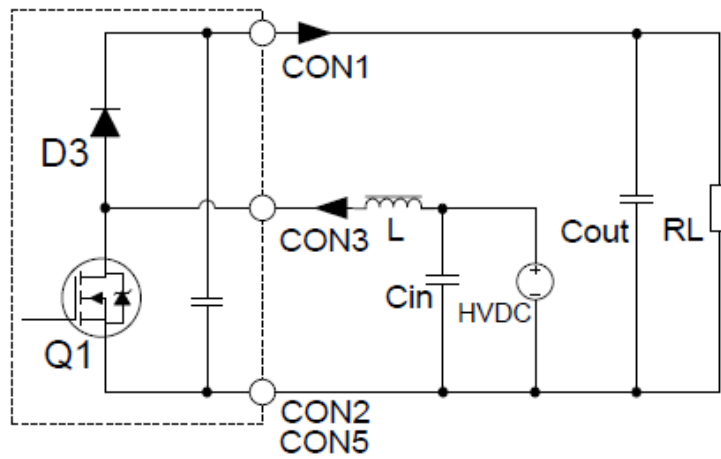


Figura 47. Convertidor Boost no síncrono.

- Puente de diodos.

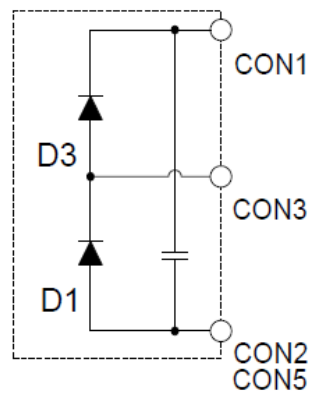


Figura 48. Puente de diodos.

- Puente H usando dos placas EVL.

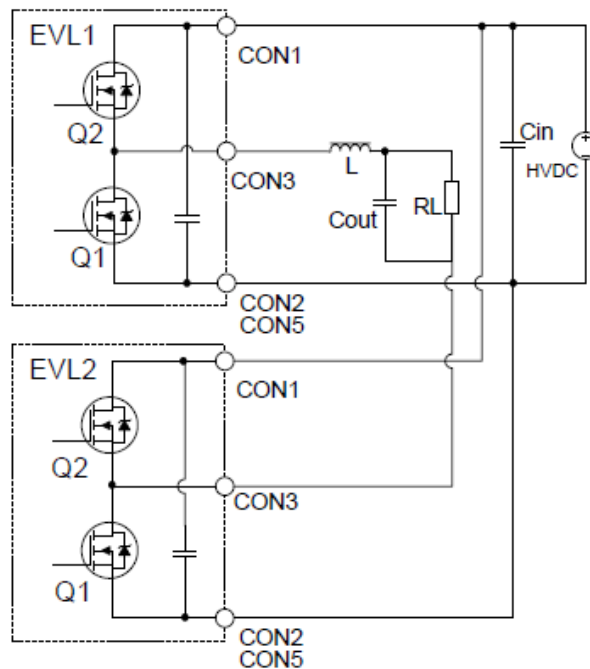


Figura 49. Puente H usando dos placas EVL.

- Convertidor bidireccional DC/DC usando dos placas EVL.

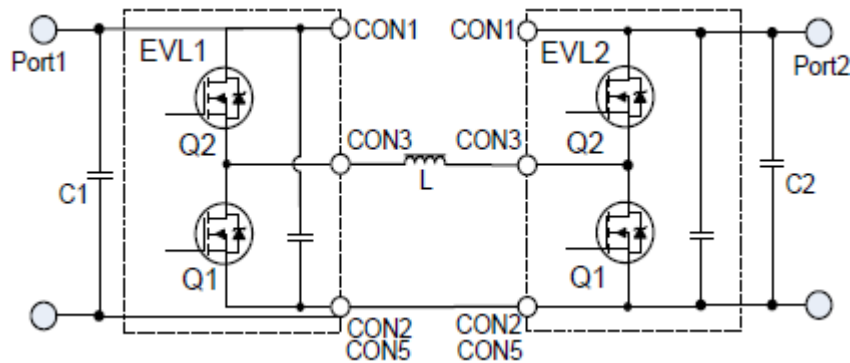


Figura 50. Convertidor bidireccional DC/DC usando dos placas EVL.

Las conexiones de la placa EVL se muestran en la siguiente figura, donde se pueden observar tanto las conexiones del lado de potencia, como las señales de entrada a la placa y su correspondiente alimentación. Esta figura muestra la conexión del convertidor bidireccional en modo reductor. Para el modo elevador simplemente deberían permutar su posición la resistencia (R_o) y la fuente de tensión (DC Source), esta última modificando su voltaje a 20 V. El conector CON1 será la entrada del circuito para el modo reductor, siendo la salida cuando opere como elevador. El conector CON2 será la salida del circuito para el modo reductor, siendo la entrada cuando opere como elevador. Los conectores CON2 y CON5 estarán a la GND.

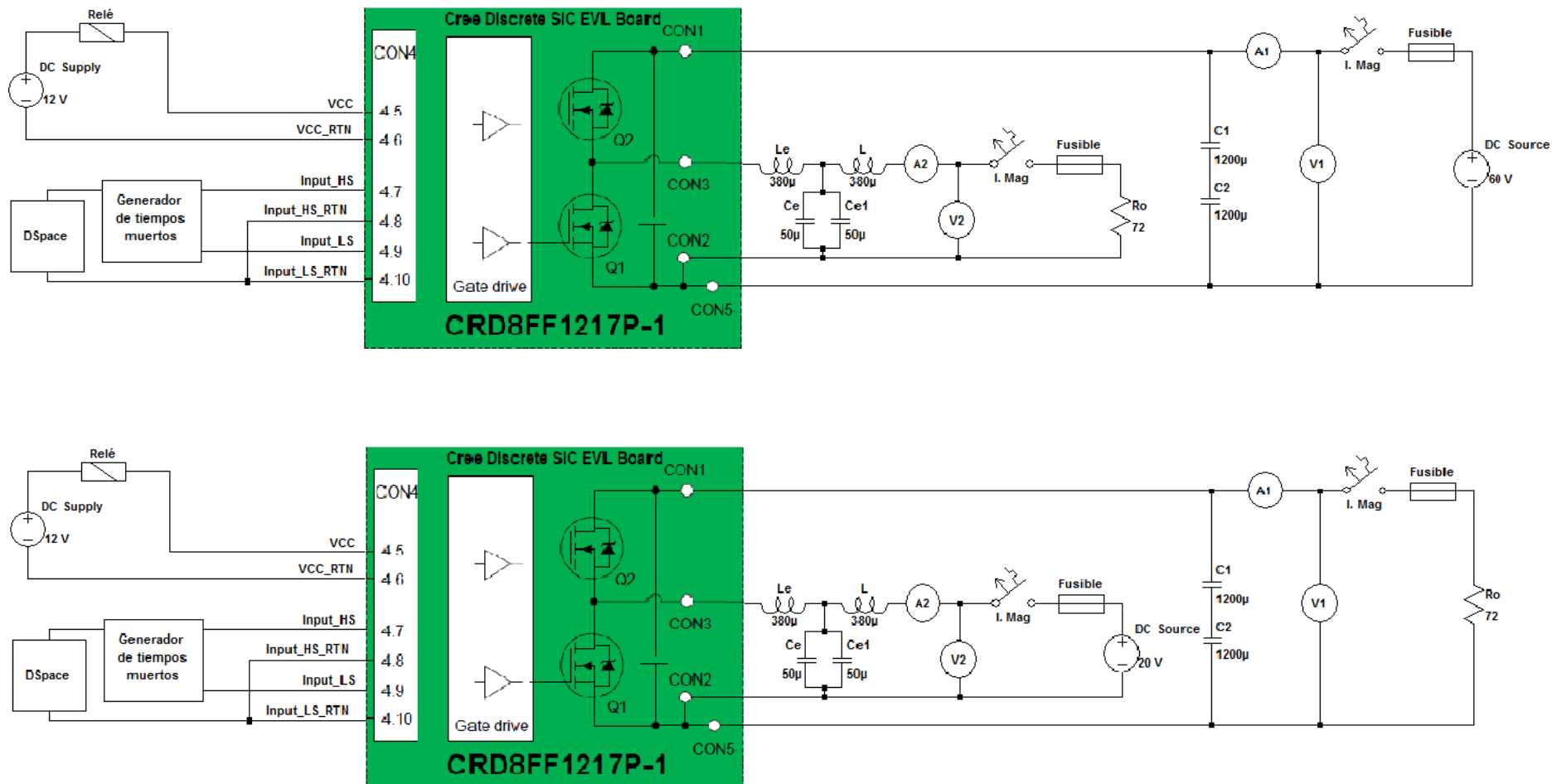


Figura 51. Circuito prototipo modo reductor (superior) y modo elevador (inferior).

Es necesario analizar más profundamente las características de los MOSFET y los diodos antiparalelo. En primer lugar, se comienza por los MOSFET, se trata de Silicon Carbide Power MOSFET del tipo N-Channel cuyo modelo es C2M0080120D de CREE.

Tensión drenador – fuente máxima	1200 V
Intensidad continua máxima en el drenador	36 A
Intensidad pulsada máxima en el drenador	80 A
Resistencia drenador-fuente (on)	80 mΩ

Tabla 12. Características MOSFET.

En segundo lugar, se analizan las características del diodo cuyo modelo es C4D20120D de CREE. Se trata de un diodo Schottky de Silicon Carbide Schottky.

Voltaje de bloqueo DC	1200 V
Intensidad continua forward nominal	33 A
Tensión forward	1,5 V

Tabla 13. Características diodo.

5.2. Traductor de corriente (ACS714)

El traductor de corriente seleccionado será el ACS714 ± 30 A de Pololu. Se trata de un elemento que permite realizar medidas de corriente ya sean en AC ó DC. El dispositivo consiste en un circuito sensor lineal de efecto Hall, de gran precisión y de baja desviación gracias a una conducción de cobre. Su funcionamiento se basa en que la corriente que fluye a través de la conducción de cobre genera un campo magnético que es detectado por el circuito integrando de efecto Hall y se convierte en un voltaje preciso y proporcional.

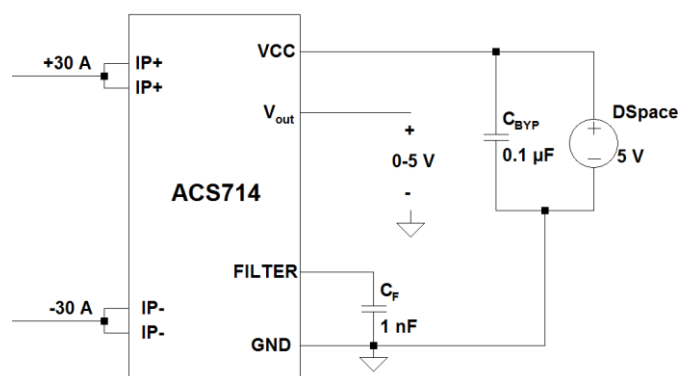


Figura 52. Circuito traductor de corriente.

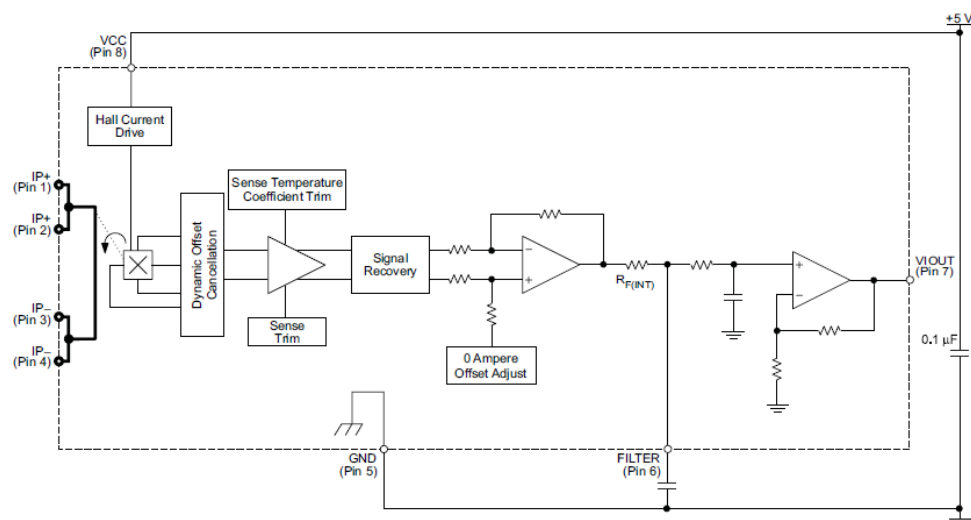


Figura 53. Diagrama de bloques funcional del traductor de corriente.

Presenta una serie de características como la resistencia interna de conductividad por la conducción de cobre es $1,2 \text{ m}\Omega$. Es capaz de soportar hasta $2,1 \text{ KV}_{\text{RMS}}$ y una corriente máxima de $\pm 30 \text{ A}$. Dispone de un ancho de banda de 80 kHz y necesita ser alimentado con una fuente de 5 V_{DC} que se utilizará una proporcionada por el DSPACE. Presenta una sensibilidad de medida de $66\text{-}185 \text{ mV/A}$ proporcionando un voltaje de salida de $0\text{-}5 \text{ V}_{\text{DC}}$.

Tensión de alimentación	5 V_{DC}
Voltaje de salida	$0\text{-}5 \text{ V}_{\text{DC}}$
Voltaje de salida para corriente cero	$V_{\text{CC}} \cdot 0,5 \text{ V}_{\text{DC}}$
Corriente máxima capaz de medir	$\pm 30 \text{ A}$
Tensión máxima que soporta	$2,1 \text{ KV}_{\text{RMS}}$
Resistencia interna	$1,2 \text{ m}\Omega$
Ancho de banda	80 KHz
Sensibilidad	$66\text{-}185 \text{ mV/A}$

Tabla 14. Características traductor de corriente.

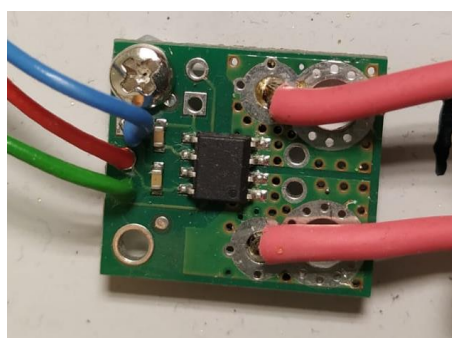


Figura 54. Traductor de corriente.

5.3. Traductor de tensión (LV 25)

El traductor de tensión seleccionado será el LV 25-P de LEM. Es un elemento que permite realizar medidas de voltaje ya sea en AC, DC o señales pulsadas. Consta de dos circuitos separados por un aislamiento galvánico entre el circuito primario y el circuito secundario.

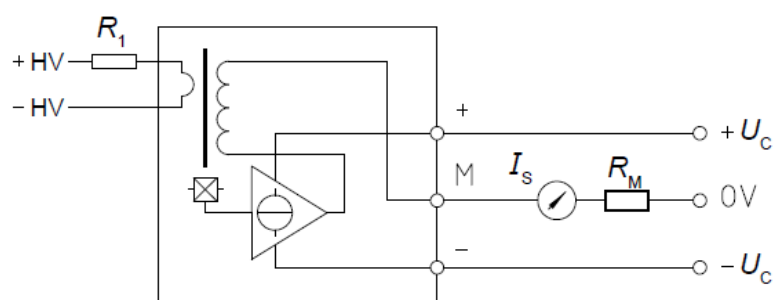


Figura 55. Circuito electrónico traductor de tensión.

El circuito primario es el que se conectará al circuito a medir y permite que circule por él una I_{PN} de 10 mA y una tensión a medir V_{PN} de 0-500 V. Puede soportar una tensión máxima de 600 V_{DC} y una temperatura máxima de 85°. Del circuito secundario se obtendrá una corriente I_{SN} de 0-25 mA. El LV 25 necesita ser alimentado por una fuente de entre 12-15 V_{DC}, se escogerá la fuente de 12 V_{DC}.

Tensión de alimentación	12-15 V _{DC}
Intensidad en el primario	10 mA
Tensión en el primario	10-500 V _{DC}
Intensidad en el secundario	0-25 mA
Tensión máxima	600 V _{DC}

Tabla 15. Características traductor de corriente.

Para realizar la medición de voltajes, una corriente proporcional al voltaje medido debe pasar a través de una resistencia externa (R_1) que es seleccionada por el usuario e instalada en serie con el circuito primario del transductor. La selección de la resistencia se hará de manera que se aproveche todo el rango de medida del aparato, debiendo ser una resistencia de precisión, es decir, con menor tolerancia para reducir las variaciones en la medida.

$$R_1 = \frac{V}{I} = \frac{500 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 50 \text{ K}\Omega$$

A la salida del circuito secundario se obtiene una corriente de 0-25 mA que necesita ser convertida en una tensión de 0-5 V para poder ser leída en el DSPACE. Para convertir de corriente a tensión es necesario añadir una resistencia (R_2) en

paralelo. En este caso, se trabajará con la corriente de 0-20 mA para calcular la resistencia.

$$R_2 = \frac{V}{I} = \frac{5\text{ V}}{20\text{ mA}} = 250\ \Omega$$

Algunas de las ventajas que presenta este dispositivo son la gran exactitud de las medidas, una muy buena linearización (error < 0,2%), pequeñas variaciones de las medidas por fluctuaciones térmicas, una gran inmunidad al ruido externo y bajas perturbaciones en el modo común.

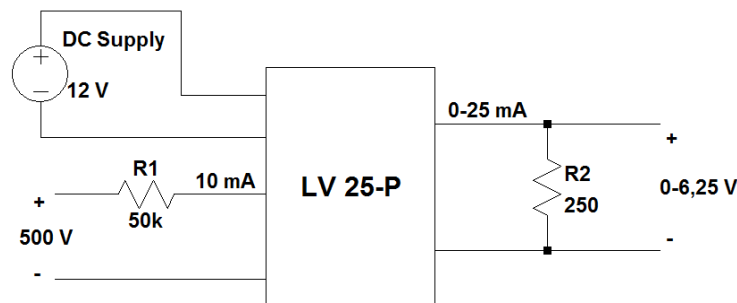


Figura 56. Circuito traductor de tensión.

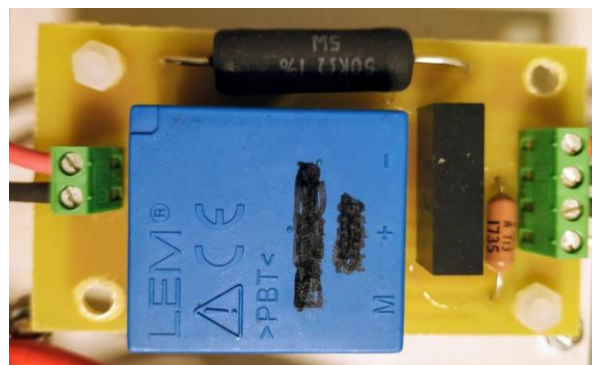


Figura 57. Traductor de tensión.

5.4. Generador de tiempos muertos

Es el elemento encargado de generar los tiempos muertos entre las dos señales PWM con el fin de evitar que los MOSFET se cortocircuiten. La señal PWM procedente de la MicroLabBox es introducida en el generador de tiempos muertos, en donde a la salida se obtienen dos señales PWM que serán introducidas en la placa de CREE (donde se encuentran los dos MOSFET). Una de las señales de salida será la PWM y la

otra será la misma señal negada $\overline{PWM}$, con un tiempo muerto entre ambas para evitar el cortocircuito. Su funcionamiento será de tal forma que cuando uno de los MOSFET se apague, se introduce el tiempo muerto tras el cual se encenderá el otro MOSFET, es decir, retrasa solamente el tiempo de encendido de los MOSFET, no el de apagado.

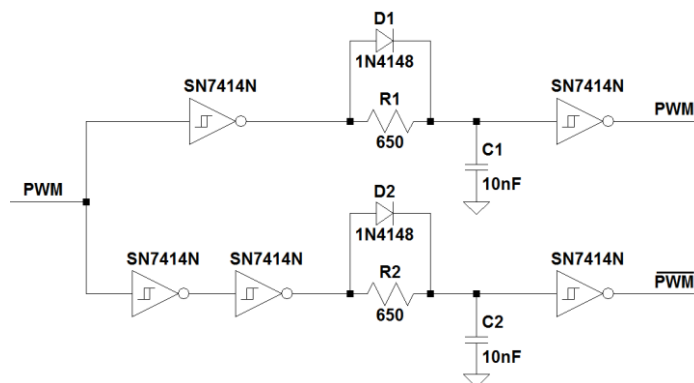


Figura 58. Circuito generador de tiempos muertos.

El circuito está formado por dos resistencias de 650 Ω , dos diodos (1N4148), dos condensadores de 10 nF y 5 inversores (SN7414N). El SN7414N es un inversor habitual, sin embargo, debido a la acción Schmitt-Trigger, tienen diferentes niveles de tensión a la entrada para señales tanto positivas como negativas.

El tiempo de apagado de los MOSFET es de 22 ns para asegurar un buen comportamiento se supone un factor de seguridad de 10, por lo que el tiempo muerto será de 220 ns.

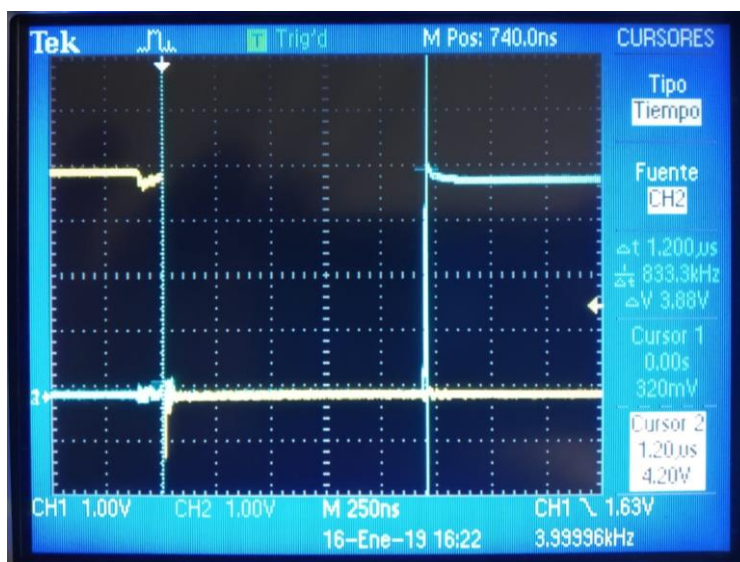


Figura 59. Medidas generador de tiempos muertos.

Se ha comprobado el funcionamiento del generador de tiempos muertos como se muestra en la figura anterior. Como se puede observar se muestran la señal PWM y

la señal $\overline{PWM}$. Se ha realizado la medida del tiempo muerto con ayuda de un osciloscopio obteniéndose 1200 ns.

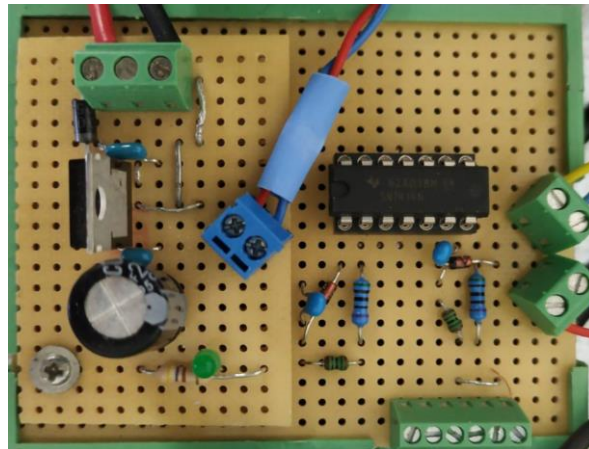


Figura 60. Generador de tiempos muertos.

5.5. Resto de componentes

Se dispone de una serie de componentes presentes en el prototipo, pero de menor complejidad que los anteriores. El resto de componentes de los que se dispone son:

- **Interruptor automático bipolar.** La finalidad de este dispositivo es interrumpir la corriente eléctrica de un circuito cuando ésta sobrepasa ciertos valores máximos. Su funcionamiento se basa en dos de los efectos producidos por la circulación de corriente en un circuito: el magnético y el térmico (efecto Joule). El modelo que se ha escogido es el S802PV-S32, un interruptor automático muy utilizado en sistemas fotovoltaicos. En el prototipo realizará la función de un interruptor convencional, es decir, conectar y desconectar el circuito.

Corriente máxima	32 A
Voltaje de operación nominal	800 V _{DC}
Intensidad máxima a voltaje nominal	(800 V _{DC}) 5 kA

Tabla 16. Características interruptor automático bipolar.



Figura 61. Interrupor automático bipolar.

- **Fusible.** Es un dispositivo constituido por una lámina de metal de bajo punto de fusión que se intercala en un punto determinado de una instalación eléctrica para que se funda (por efecto Joule) cuando la intensidad de corriente supere (por un cortocircuito o un exceso de carga) un determinado valor. El modelo que se ha seleccionado es el CMS14.

Intensidad nominal máxima	50 A
Tensión nominal máxima	690 V

Tabla 17. Características fusible.



Figura 62. Fusible.

- **Relé.** Es un dispositivo electromagnético que, estimulado por una corriente eléctrica muy débil, abre o cierra un circuito en el cual se disipa una potencia mayor que en el circuito estimulador. El modelo que se ha seleccionado es el SRD-05VDC-SL-C.

Intensidad máxima	10 A
Tensión máxima	250 V _{AC} ó 30 V _{DC}
Tensión de accionamiento	5 V _{DC}

Tabla 18. Características relé.



Figura 63. Relé.

- **Fuente de alimentación 12 V.** La fuente de alimentación seleccionada proporcionará una salida de 10,8-13,8 V_{DC}, con una intensidad máxima de 1,25 A y una potencia máxima de 15 W. La fuente puede estar alimentada por un voltaje de 100-240 V_{AC} de corriente alterna con una intensidad de 0,5 A a 50/60 Hz. La fuente de alimentación se configura para obtener una salida de 12 V_{DC} a 1,25 A. El modelo de la fuente que se ha seleccionado es de Mean Well.

Tensión de alimentación	100-240 V _{AC}
Intensidad de alimentación	0,5 A _{AC}
Frecuencia	50/60 Hz
Intensidad máxima de salida	1,25 A _{DC}
Tensión de salida	10,8-13,8 V _{DC}
Potencia máxima	15 W

Tabla 19. Características fuente de alimentación.

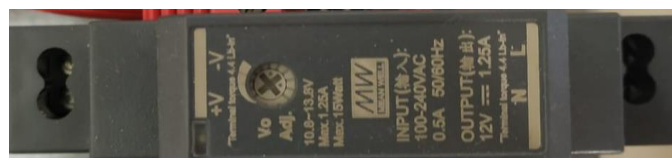


Figura 64. Fuente de alimentación.

Además de los componentes anteriormente explicados, se dispone de una serie de componentes adicionales que están presentes tanto en el prototipo como en el circuito simulado:

- **Banco de condensadores del bus DC.** Está formado por dos condensadores en serie cada uno de 1200 μF . Se trata de condensadores electrolíticos de aluminio, cuyo modelo es ALS70A122DF450 de Kelmet. Cada condensador podrá soportar una tensión máxima de 450 V, ya que se prevé que bus DC funcione a 650 V.

Capacidad	1200 μF
Tolerancia	$\pm 20\%$
Rizado en corriente (100 Hz y 85°C)	5,3 A
Rizado en corriente (10 kHz y 85°C)	10,6 A
ESR máxima	146 m Ω
Impedancia máxima	93 m Ω
Tensión máxima	450 V
Corriente de fuga	3240 μA
Vida útil	11000-22000 Hrs

Tabla 20. Características banco de condensadores del bus DC.



Figura 65. Banco de condensadores del bus DC.

- **Inductancias L_e y L .** Ambas inductancias tendrán idénticas características y se tratan de un modelo MCAP115018062A-381MU de Multicomp.

Inductancia	380 μH
Tolerancia	$\pm 20\%$
DCR (25°C)	70 m Ω
Intensidad máxima (rms)	10,5 A

Tabla 21. Características inductancias L_e y L .

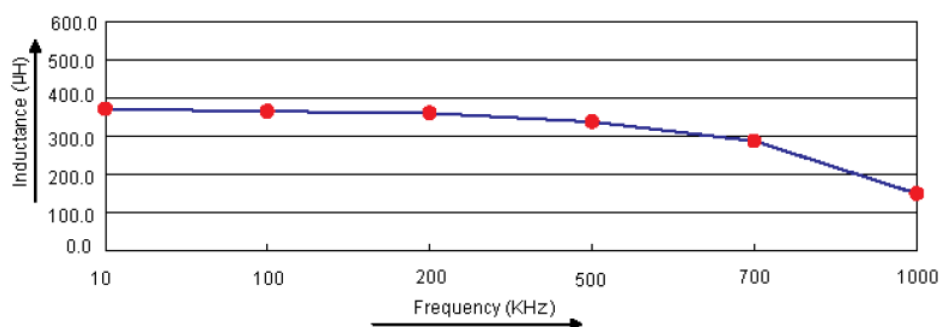


Figura 66. Valor de las Inductancias L_e y L frente a la frecuencia.

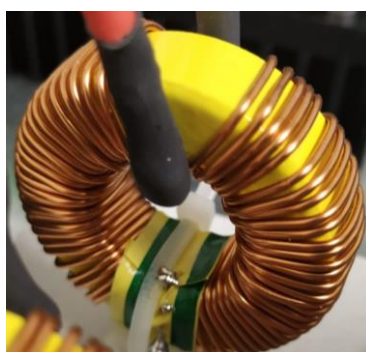


Figura 67. Inductancias L_e y L .

- **Condensador C_e .** Se trata de un condensador de $100 \mu\text{F}$ formado por dos condensadores de $50 \mu\text{F}$ en paralelo cuyo modelo es EZPE50506MTA de Panasonic. Se trata de condensadores del tipo película de polipropileno metalizado.

Capacidad	$50 \mu\text{F}$
Tolerancia	$\pm 10\%$
ESR típica (100 Hz y 20°C)	$4,4 \text{ m}\Omega$
Intensidad permisible	$16 \text{ A}_{\text{rms}}$
Tensión máxima (70°C)	$500 \text{ V}_{\text{DC}}$

Tabla 22. Características condensador C_e



Figura 68. Condensador C_e .

- **Resistencia.** Se trata de una resistencia de potencia de 75Ω . Al tener disponibilidad para ser medida en el laboratorio se ha obtenido que la medida es de 72Ω . El modelo que se ha seleccionado es de RS y se trata de un modelo JAM ROF 75R.

Resistencia	75Ω
Tolerancia	$\pm 5\%$
Potencia máxima	1000 W

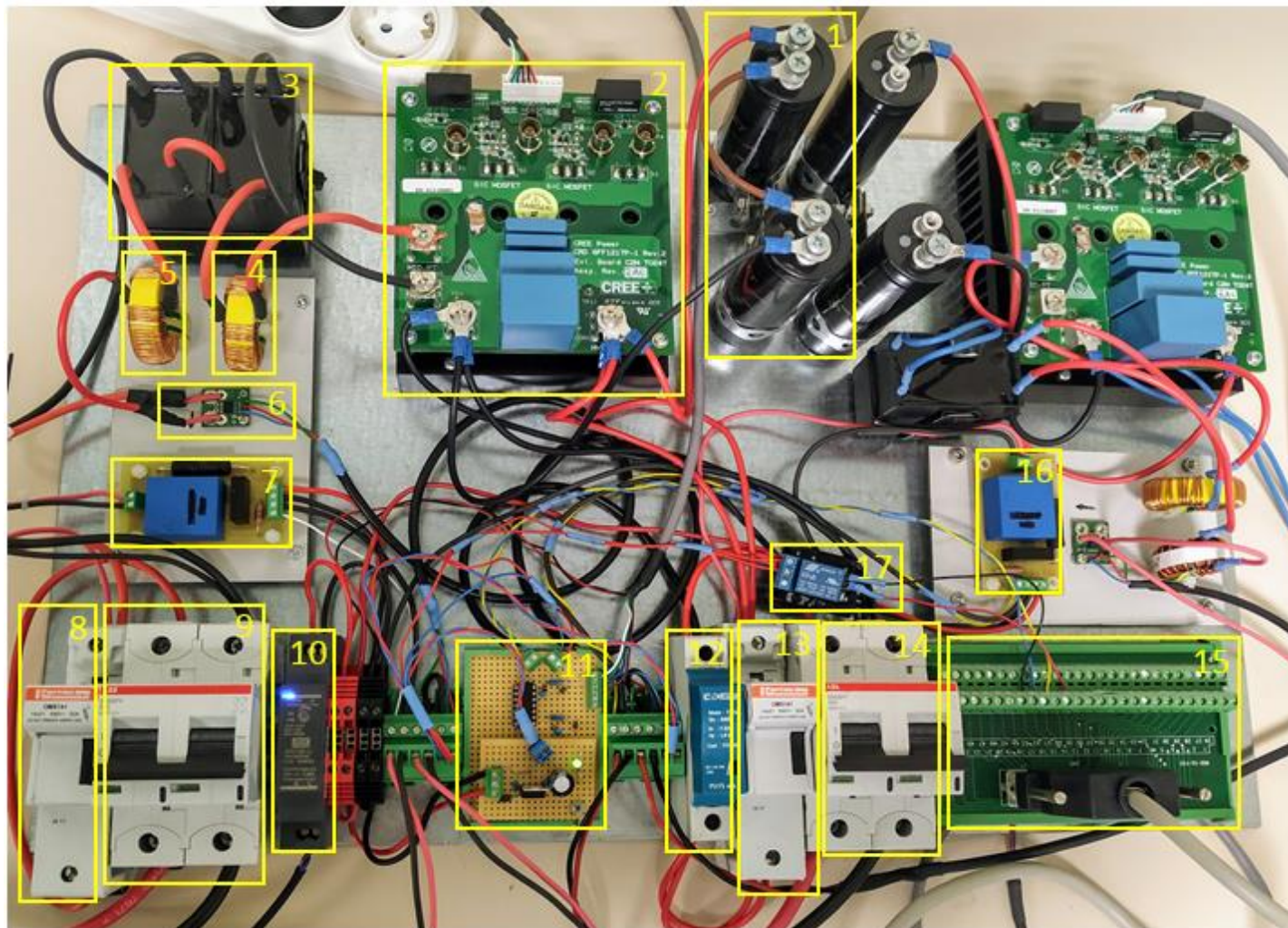
Tabla 23. Características resistencia de carga.



Figura 69. Resistencia de carga.

5.6. Prototipo

A continuación, se muestran una fotografía del prototipo en las que se identificarán cada una de las partes. En él se pueden identificar todos los componentes descritos anteriormente acompañados de una leyenda y una enumeración para ser identificados con rapidez. Se distinguen los siguientes componentes:



1. Banco de condensadores bus DC
2. Placa de CREE
3. Condensador C_e
4. Inductancia L_e
5. Inductancia L
6. Traductor de corriente (2)
7. Traductor de tensión (2)
8. Fusible (2)
9. Interruptor automático bipolar (2)
10. Fuente de alimentación
11. Generador de tiempos muertos
12. Traductor de corriente (1)
13. Fusible (1)
14. Interruptor automático bipolar (1)
15. Conexiones con DSPACE
16. Traductor de tensión (1)
17. Relé

Figura 70. Fotografía prototipo.

6. Memoria de cálculos prototipo

Se realizará la justificación de los cálculos para el filtro LCL y para el condensador del bus DC.

En la siguiente tabla se muestran los datos de entrada del prototipo que son las especificaciones que se requieren para el correcto funcionamiento del sistema, siendo las siguientes:

Voltaje de entrada (V_s) en modo reductor	60 V _{DC}
Voltaje de entrada (V_s) en modo elevador	20 V _{DC}
Voltaje de salida (V_a) en modo reductor	20 V _{DC}
Voltaje de salida (V_a) en modo elevador	60 V _{DC}
Resistencia de carga (R)	72 Ω
Frecuencia de conmutación (f)	15 kHz

Tabla 24. Especificaciones de funcionamiento del prototipo.

6.1. Filtro LCL

El filtro LCL consta de dos inductancias en serie y un condensador. Los valores de estas inductancias son de 380 μ F, mientras que el valor del condensador es de 100 μ F. Por ello, se justificará cuáles serán los resultados obtenidos con dichos valores.

El convertidor bidireccional puede funcionar de dos formas y cada una de estas formas debe ser correspondientemente analizada para el cálculo del filtro LCL. El convertidor puede funcionar en modo reductor en el que la resistencia se situará justo después del filtro LCL por el que circulará una corriente con unas características de rizado pico a pico concretas. También puede funcionar en modo elevador en el que la resistencia se sitúa en paralelo con el condensador del bus DC y esta vez por el filtro LCL circula otra corriente con características diferentes.

6.1.1. Inductancia L_e

Se procede a calcular el valor de la intensidad media que circula por la inductancia L_e (I_{Le}) y su rizado pico a pico (ΔI_{Le}) a partir de las especificaciones anteriores.

Modo reductor

Partiendo la ecuación (10) y sustituyendo por los valores establecidos, se obtiene:

$$\Delta I_{Le} = \frac{20 (60 - 20)}{15000 \cdot (380 \cdot 10^{-6}) \cdot 60} = 2,34 \text{ A} \quad (64)$$

El rizado correspondiente a la inductancia L_e es de 2,34 A. Sabiendo que la inductancia L_e presenta una tolerancia de $\pm 20\%$, el rizado pico a pico podrá encontrarse entre 1,95 A y 2,92 A.

Se supone que la intensidad que circula por el condensador es pequeña por lo que:

$$I_{Le} \cong I_L = I_s = \frac{V_s}{R} = \frac{20}{72} = 277,78 \text{ mA} \quad (65)$$

La intensidad media que circula por la bobina L_e es de 277,78 mA y su rizado pico a pico de 2,34 A. La Intensidad máxima será de 1,45 A y la mínima de -892 mA.

Modo elevador

La intensidad media que circula por la bobina L_e será:

$$I_{Le} = \frac{V_s}{R k} = \frac{60}{72} \cdot 0,33 = 2,52 \text{ A} \quad (66)$$

La intensidad media que circula por la bobina L_e es de 2,52 A y su rizado pico a pico de 2,34 A. La Intensidad máxima será de 3,69 A y la mínima de 1,35 A.

6.1.2. Condensador C_e

Se continua con el cálculo del valor del rizado pico a pico del condensador C_e (ΔV_{ce}).

Modo reductor y elevador

Para ello, se parte de la ecuación (15):

$$\Delta V_{ce} = \frac{\Delta I_{Le}}{8 f C_e} = \frac{2,3392}{8 \cdot 15000 \cdot (100 \cdot 10^{-6})} = 194,93 \text{ mV} \quad (67)$$

El voltaje medio del condensador se puede aproximar al voltaje medio de salida por lo que será de 20 V con un rizado pico a pico de 194,93 mV, para el caso reductor. Para el caso elevador, el voltaje medio del condensador se puede aproximar al voltaje medio de salida por lo que será de 60 V con un rizado pico a pico de 194,93 mV. Sabiendo que el condensador C_e está formado por dos condensadores en paralelo de $50 \mu\text{F} \pm 10\%$, el rizado pico a pico podrá encontrarse entre 147,67 mV y 270,72 mV.

6.1.3. Inductancia L

Se calculará el valor medio de corriente que circula por la inductancia L (I_L) y su rizado pico a pico (ΔI_L).

Modo reductor

Partiendo de la ecuación (8), se calcula el valor de k:

$$k = \frac{V_a}{V_s} = \frac{20}{60} = 0,33 \quad (68)$$

Para calcular el rizado pico a pico se parte de la ecuación (18):

$$\Delta I_L = \frac{k T \Delta V_{ce}}{L} = \frac{k \Delta V_{ce}}{L f} = \frac{0,3333 \cdot (194,93 \cdot 10^{-3})}{(380 \cdot 10^{-6}) \cdot 15000} = 11,40 \text{ mA} \quad (69)$$

La intensidad media por la inductancia L es de 277,78 mA con un rizado pico a pico de 11,40 mA. Sabiendo que la inductancia L presenta una tolerancia de $\pm 20\%$, el rizado pico a pico podrá encontrarse entre 7,20 mA y 19,79 mA.

Modo elevador

Para calcular el rizado pico a pico se parte de la ecuación (18):

$$\Delta I_L = \frac{k T \Delta V_{ce}}{L} = \frac{k \Delta V_{ce}}{L f} = \frac{0,3333 \cdot (194,93 \cdot 10^{-3})}{(380 \cdot 10^{-6}) \cdot 15000} = 11,40 \text{ mA} \quad (70)$$

La intensidad media por la inductancia L es de 833,33 mA con un rizado pico a pico de 11,40 mA. Sabiendo que la inductancia L presenta una tolerancia de $\pm 20\%$, el rizado pico a pico podrá encontrarse entre 7,20 mA y 19,79 mA.

6.2. Banco de condensadores bus DC

El cálculo del banco de condensadores del bus DC se llevará a cabo en función de la potencia y de la tensión del bus.

Modo elevador

La ecuación (19) rige el cálculo de la capacidad:

$$C_{DC} = \frac{S_o}{2 w V_{DC} \Delta V_{DC}} \quad (71)$$

La potencia del sistema para en el caso en el que funciona como elevador, será de 50 W. La ecuación anterior parte de que la corriente que proviene de los paneles es una DC pura y que la componente de baja frecuencia de la corriente de entrada al inversor sigue la forma de onda $\sin^2(\omega \cdot t)$.

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} = \frac{60^2}{72} = 50 \text{ W} \quad (72)$$

Partiendo de la ecuación (20), se calcula el rizado pico a pico en tensión del bus DC:

$$\Delta V_{DC} = \Delta V_a = \frac{P_o}{4\pi f V_a C_{DC}} = \frac{50}{4\pi \cdot 15000 \cdot 60 \cdot (600 \cdot 10^{-6})} = 7,37 \text{ mV} \quad (73)$$

El voltaje medio del bus DC será de 60 V y tendrá un rizado pico a pico de 7,37 mV. Sabiendo que el condensador del bus DC está formado por dos condensadores en serie de $1200 \mu\text{F} \pm 20\%$, el rizado pico a pico podrá encontrarse entre 6,14 mV y 9,21mV.

Modo reductor

El rizado pico a pico de la tensión de salida en modo reductor es:

$$\Delta V_s = \frac{\Delta I_s}{R} = \frac{\Delta I_{Le}}{R} = \frac{2,34}{72} = 32,5 \text{ mV} \quad (74)$$

El voltaje medio de salida será de 20 V y tendrá un rizado pico a pico de 32,5 mV.

A continuación, se muestra una tabla resumen con todos los resultados obtenidos.

Modo reductor

Justificación de cálculos		
	Media	Rizado pico a pico
Intensidad inductancia L	277,78 mA	11,40 mA
Intensidad inductancia L_e	277,78 mA	2,34 A
Intensidad condensador C_e	0 A	2,34 A
Voltaje condensador C_e	20 V	194,93 mV
Voltaje de salida	20 V	32,5 mV
Potencia a la entrada	5,56 W	-
Potencia a la salida	5,56 W	-

Tabla 25. Tabla resumen, Justificación de cálculos modo reductor.

Modo elevador

Justificación de cálculos

	Media	Rizado pico a pico
Intensidad inductancia L	2,52 A	11,40 mA
Intensidad inductancia L_e	2,52 A	2,34 A
Intensidad condensador C_e	0 A	2,34 A
Voltaje condensador C_e	20 V	194,93 mV
Voltaje de salida	60 V	7,37 mV
Potencia a la entrada	50 W	-
Potencia a la salida	50 W	-

Tabla 26. Tabla resumen, Justificación de cálculos modo elevador.

7. Simulaciones

En este apartado se llevarán a cabo las simulaciones del convertidor bidireccional funcionando tanto en modo reductor como en modo elevador. Se analizará el modo reductor y el elevador con el fin de comprobar la similitud entre la simulación y los resultados obtenidos mediante la justificación de cálculos.

Las simulaciones se realizarán en dos programas diferentes. El primero de ellos será LTspice IV, un programa de simulación de electrónica especializado en electrónica de potencia. El segundo de ellos será Simulink debido a que será el programa mediante el cual se controlará el prototipo.

7.1. LTspice IV

Para realizar las simulaciones del convertidor bidireccional se ha realizado una simulación del prototipo funcionando como reductor y otra funcionando como elevador.

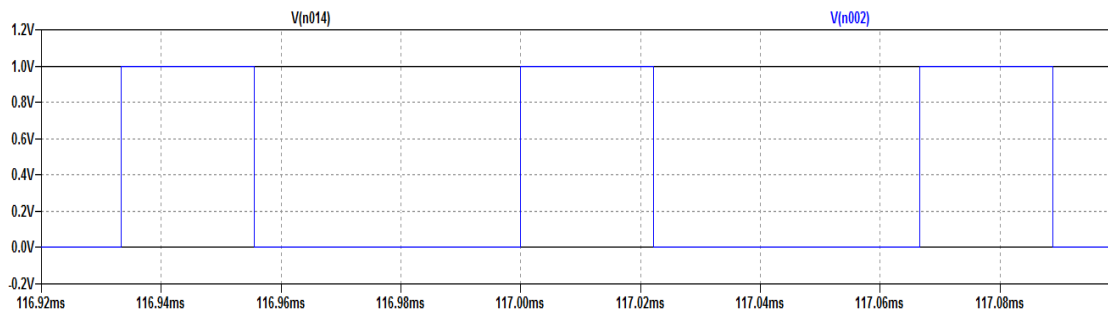


Figura 72. Ciclo de trabajo, modo reductor LTspice.

En la figura anterior, el trazado de color negro corresponde a la señal PWM introducida en el interruptor S2, mientras que el trazado de color azul corresponde a la señal PWM introducida en el interruptor S1.

Al realizar la simulación tanto de los voltajes como de las intensidades que circulan necesitan un tiempo para estabilizar la señal ya que se parte condensadores descargados. Por ello, es necesario estudiar dichas señales cuando sean estables.

La intensidad a la salida es la que circula por la inductancia L que es la misma que circula por la resistencia de carga. Analizando dicha señal en la zona estable, se obtiene un valor medio de 276,66 mA y un rizado pico a pico de 1,77 mA.

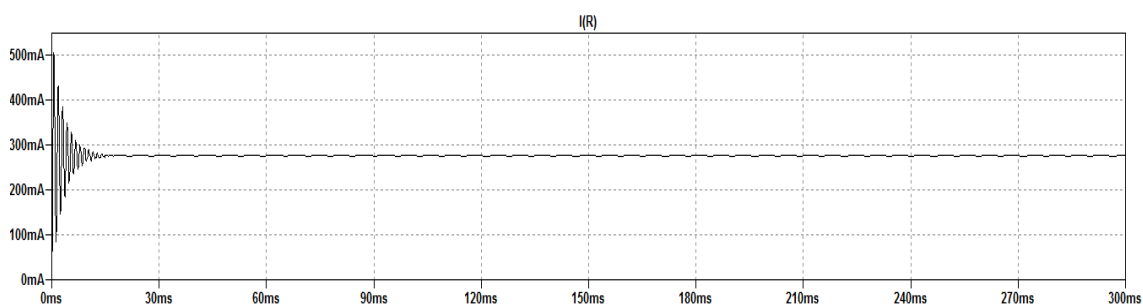


Figura 73. Intensidad de salida, modo reductor LTspice.

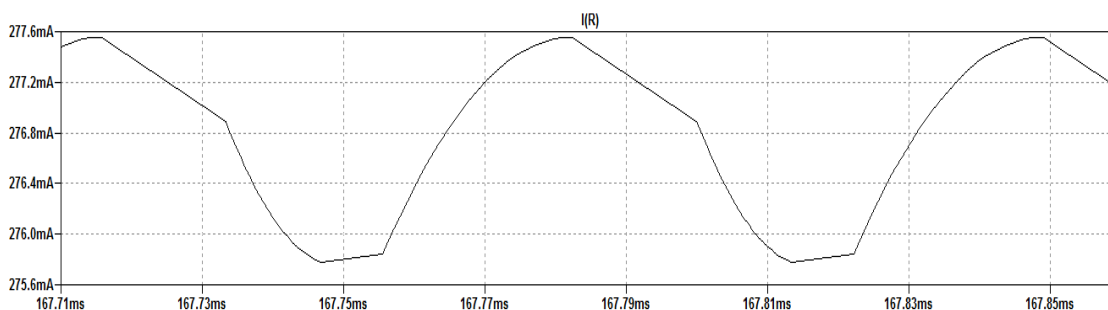


Figura 74. Intensidad de salida, zona estable modo reductor LTspice.

También se obtiene el voltaje medio a la salida es de 19,92 V con un rizado pico a pico de 154,23 mV.

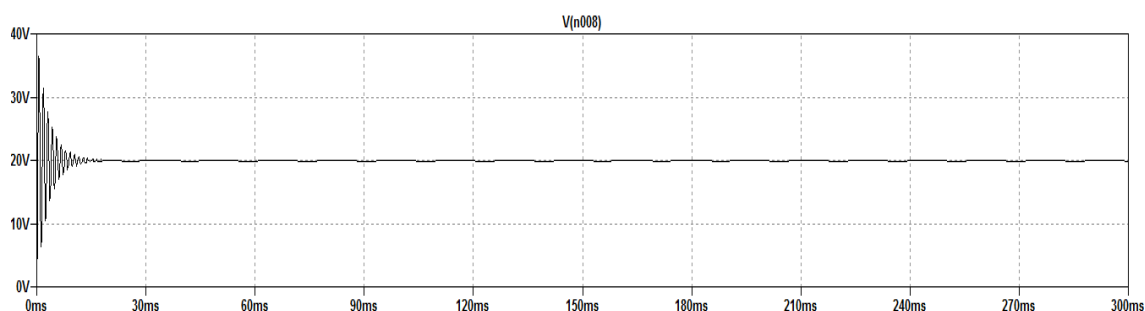


Figura 75. Voltaje de salida, modo reductor LTspice.

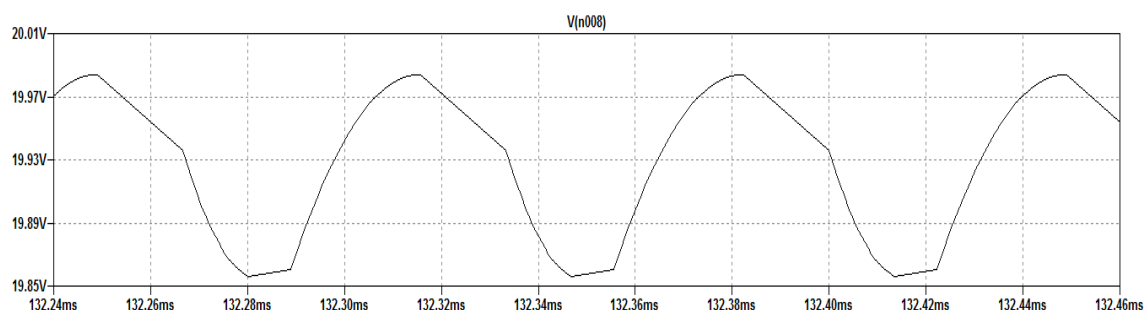


Figura 76. Voltaje de salida, zona estable modo reductor LTspice.

El primer cálculo realizado en la justificación de cálculos ha sido el rizado de la corriente de la inductancia L_e . Los valores obtenidos en dicho cálculo han sido una corriente media de 277,78 mA y un rizado pico a pico de 2,5296 A. Mediante la simulación, el valor medio de la intensidad que circula por L_e es de 279,35 mA con un rizado pico a pico de 2,3364 A. La intensidad máxima que circula es de 1,45 A y la intensidad mínima de -890,25 mA. El valor presenta gran similitud con el calculado. También se observa que al inicio experimenta un pico de intensidad de unos pocos milisegundos debido a que los condensadores se encuentran descargados. La intensidad máxima que soportan las inductancias es de 10,5 A por lo que para la fase experimental se llevará a cabo una precarga de los condensadores. No obstante, al durar este transitorio tan sólo unos pocos milisegundos la inductancia debería soportarlo.

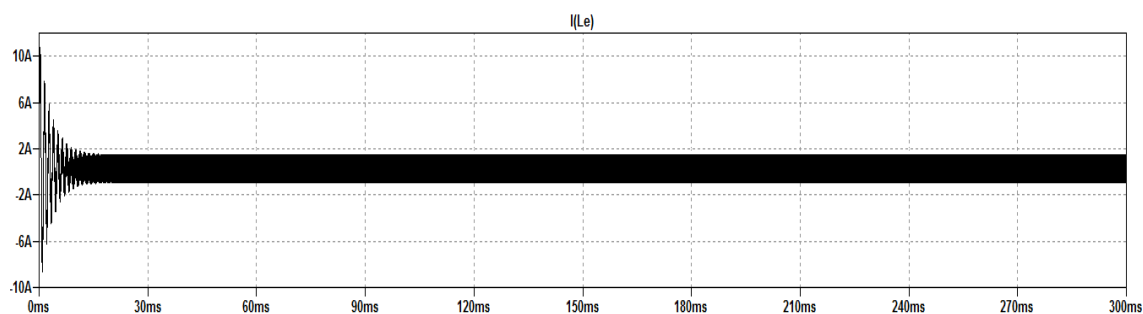


Figura 77. Intensidad inductancia L_e modo reductor LTspice.

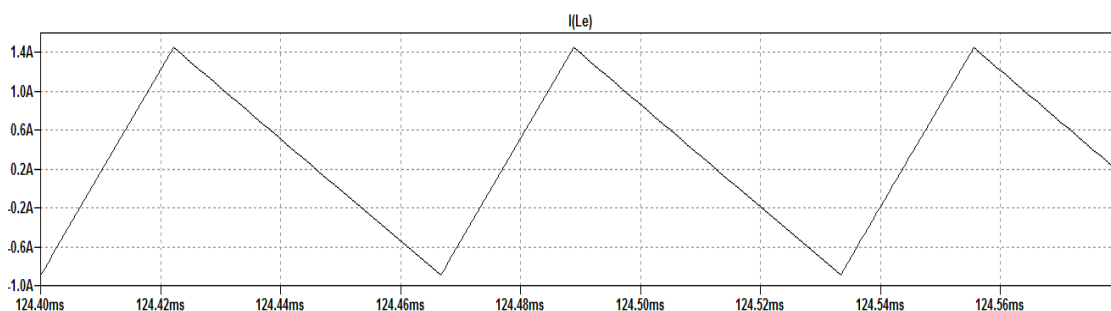


Figura 78. Intensidad inductancia L_e zona estable modo reductor LTspice.

En la siguiente figura se muestra la intensidad que circula por la inductancia L_e junto con el voltaje a la salida de los MOSFET. La señal de color azul representa el voltaje a la salida de los MOSFET, mientras que la señal de color negro representa la intensidad que circula por la inductancia L_e .

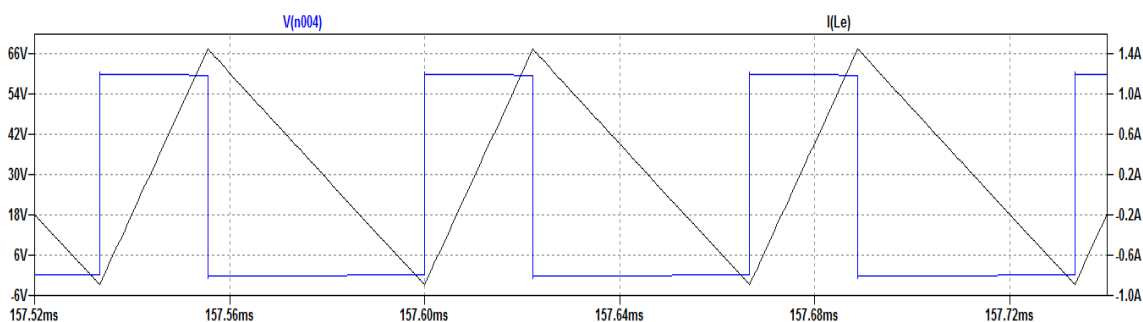


Figura 79. Intensidad inductancia L_e y voltaje a la salida de los MOSFET, zona estable modo reductor LTspice.

En el cálculo de condensador C_e del filtro LCL se ha supuesto valor de tensión de 20 V, el mismo que a la salida ya que en el condensador no hay apenas caída de tensión con un rizado pico a pico de 211,63 mV. Realizando la simulación se ha obtenido un voltaje medio en el condensador de 19,94 V con un rizado de 165,51 mV.

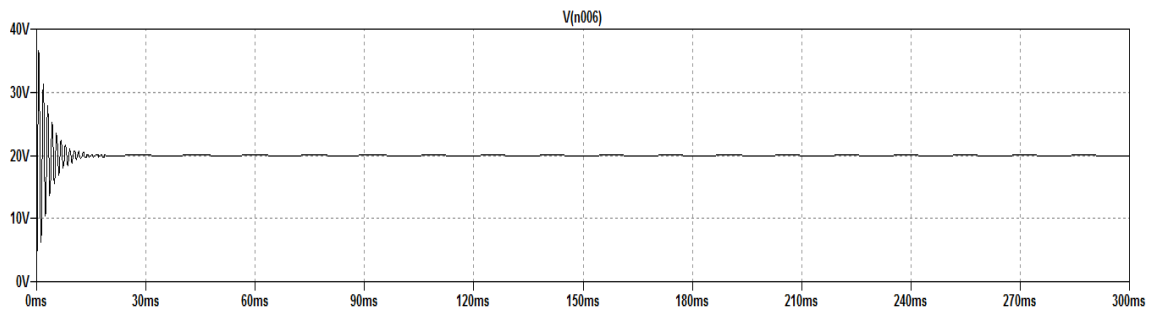


Figura 80. Voltaje condensador C_e modo reductor LTspice.

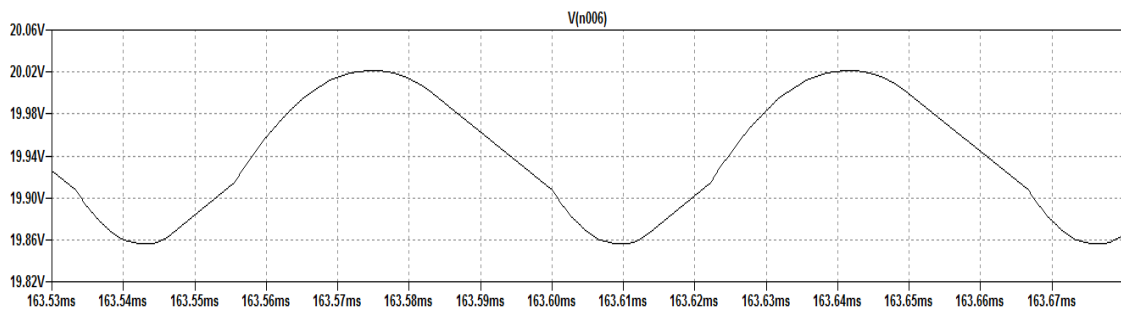


Figura 81. Voltaje condensador C_e zona estable modo reductor LTspice.

También se puede observar la intensidad que circula por el condensador. Al ser tan pequeña se considera despreciable comparándola con la que circula por las bobinas. La intensidad media del condensador será de 2,15 mA con un rizado pico a pico de 2,34 A.

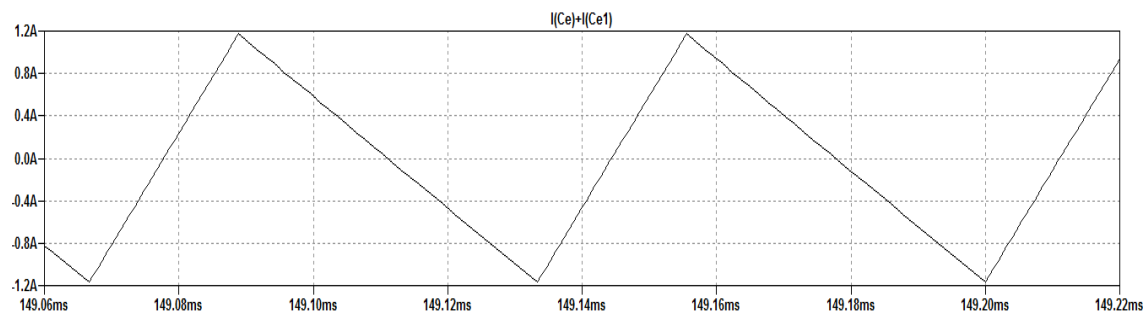


Figura 82. Intensidad de condensador C_e zona estable modo reductor LTspice.

Seguidamente, se analiza el banco de condensadores del bus DC. Para ello, es necesario simular el circuito en modo elevador. Para lograrlo se modifica el ciclo de trabajo al calculado para el modo de funcionamiento como elevador, se sustituye la fuente de intensidad de la entrada por la resistencia de carga (72 Ω) y se sustituye la resistencia de carga por una fuente de tensión de 20 V. En este modo, se pretende elevar la tensión desde los 20 V de la fuente hasta los 60 V a la salida.

Es necesario estudiar la corriente que circula por los MOSFET tanto en el modo reductor como en el modo elevador y comprobar que no sobrepasan el valor máximo de corriente que pueden soportar. Para ello se comienza estudiando el caso en el que el convertidor bidireccional funcione en modo reductor. Como se puede observar en la figura siguiente, la intensidad máxima está en torno a los 10 A para ambos interruptores mientras que la corriente que circula por los diodos es de 0 A en la zona donde la señal se ha estabilizado, experimentando un transitorio inicial llegando hasta 9 A.

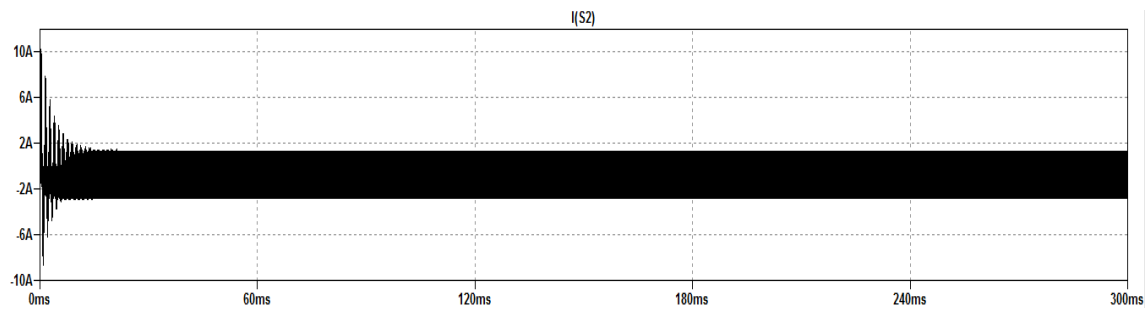


Figura 83. Intensidad que circula por los interruptores, modo reductor LTspice.

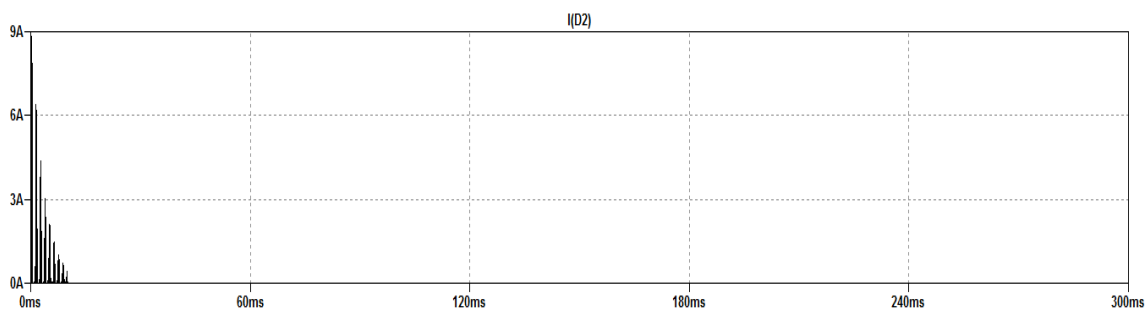


Figura 84. Intensidad que circula por los diodos, modo reductor LTspice.

A continuación, se estudiará las potencias tanto a la entrada como a la salida del circuito en modo elevador. Para ello se realizan unos cálculos previos de las potencias.

En el caso del modo reductor, sabiendo que la tensión a la entrada es de 60 V y la corriente que circula por la entrada es de en torno a 92,6 mA.

$$P_{in} = V_S \cdot I_{in} = 60 \cdot 0,0926 = 5,56 \text{ W} \quad (77)$$

Sabiendo que la tensión a la salida debe ser 20 V y que la resistencia es de 72 Ω . La potencia a la salida será:

$$P_{out} = V_a \cdot I_L = \frac{V_a^2}{R_o} = \frac{20^2}{72} = 5,56 \text{ W} \quad (78)$$

Estos cálculos serían son contemplar las pérdidas que se producen debidas a la conmutación de los interruptores.

En la siguiente figura se muestra una traza de color negro correspondiente con la potencia a la entrada del circuito, es decir, la fuente de 60 V, y la traza de color azul correspondiente con la potencia de salida. Si se observa la gráfica en la cual la señal se estabiliza, la potencia de entrada tendrá un valor medio de 5,62 W, mientras que la potencia media a la salida será de 5,47 W. Las pérdidas por conmutación serán de 0,15 W.

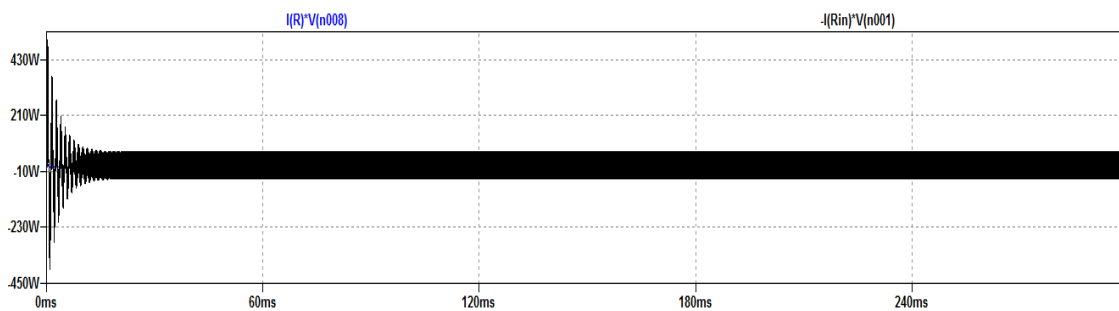


Figura 85. Potencias de entrada y salida, modo reductor LTspice.

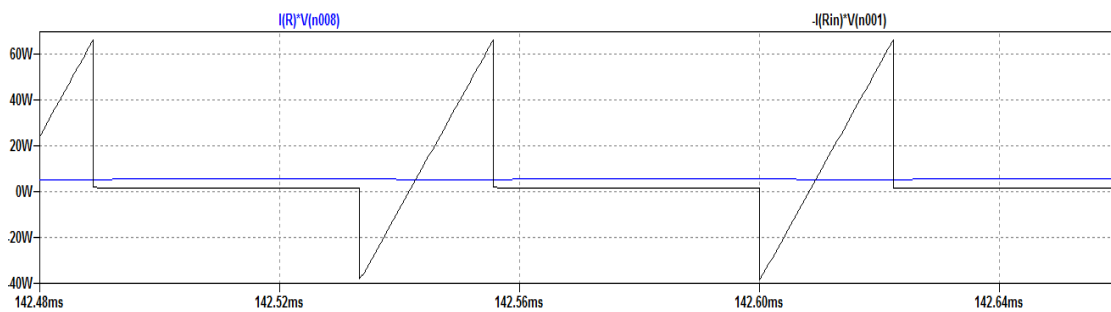


Figura 86. Potencias de entrada y salida, zona estable modo reductor LTspice.

A continuación, se muestra una tabla resumen de los valores obtenidos mediante la simulación en LTspice.

Simulación LTspice

	Media	Rizado pico a pico
Intensidad inductancia L	276,66 mA	1,77 mA
Intensidad inductancia L_e	279,35 mA	2,34 A
Intensidad condensador C_e	2,15 mA	2,34 A
Voltaje condensador C_e	19,94 V	165,51 mV
Voltaje de salida	19,92 V	127,7 mV
Potencia a la entrada	5,62 W	-
Potencia a la salida	5,47 W	-

Tabla 27. Tabla resumen, simulación LTspice modo reductor.

Modo elevador

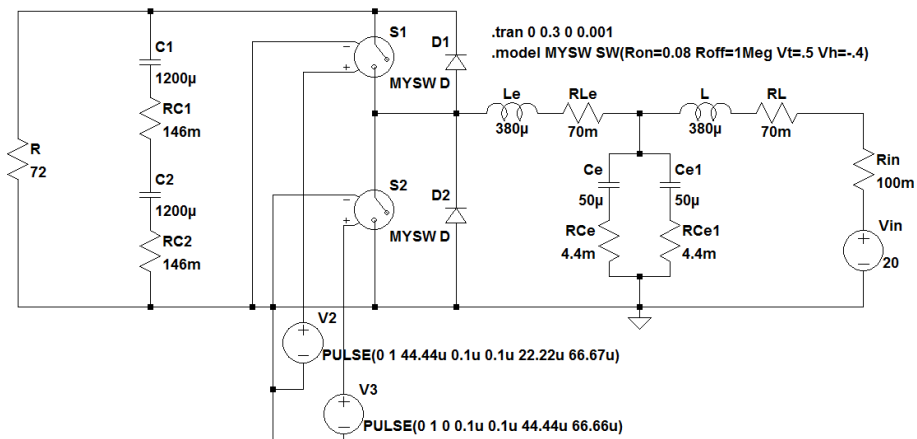


Figura 87. Prototipo modo elevador LTspice.

Mediante los cálculos se ha obtenido que el voltaje medio del bus DC será de 60 V y tendrá un rizado pico a pico de 3,68 mV. Simulando el circuito en modo elevador, se obtiene un voltaje medio del bus DC de 58,17 V con un rizado pico a pico de 1,03 V. Se puede notar que en modo elevador el tiempo en que la señal llegue a la zona de estabilidad es mayor.

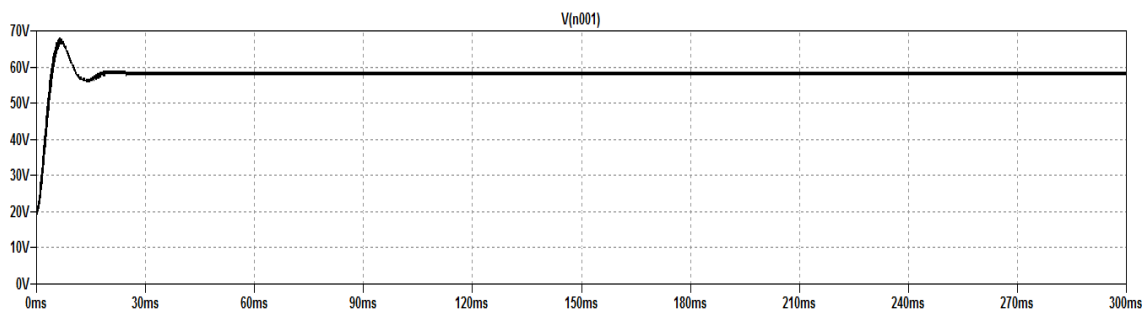


Figura 88. Voltaje bus DC, modo elevador LTspice.

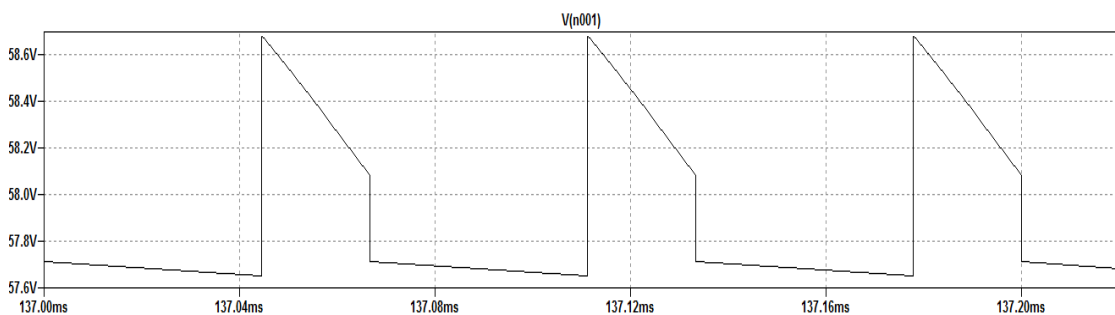


Figura 89. Voltaje bus DC, zona estable modo elevador LTspice.

También es necesario estudiar la corriente que circula por el condensador C_e , su voltaje correspondiente y las corrientes de las inductancias L_e y L . Para ello se comienza simulando la corriente que circula por la inductancia L_e , cuyo valor medio será de 2,42 A con un rizado pico a pico de 2,28 A. La intensidad máxima es de 3,55 A y la intensidad mínima de 1,28 A.

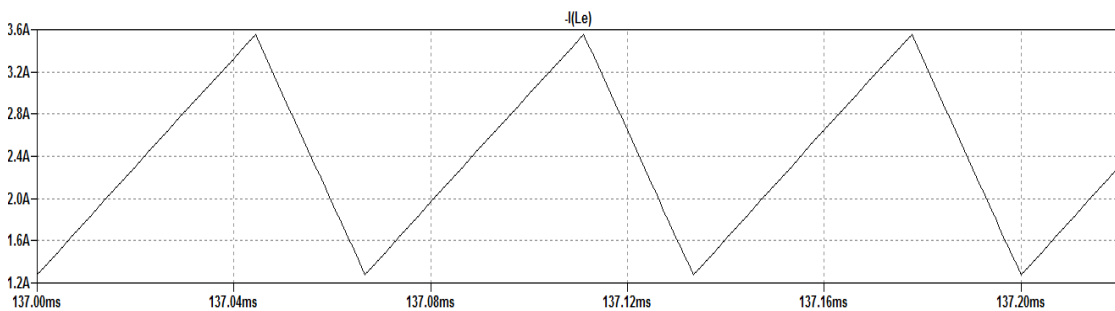


Figura 90. Intensidad inductancia L_e , zona estable modo elevador LTspice.

En la siguiente figura se muestra la intensidad que circula por la inductancia L_e junto con el voltaje a la salida de los MOSFET. La señal de color azul representa el voltaje a la salida de los MOSFET, mientras que la señal de color negro representa la intensidad que circula por la inductancia L_e .

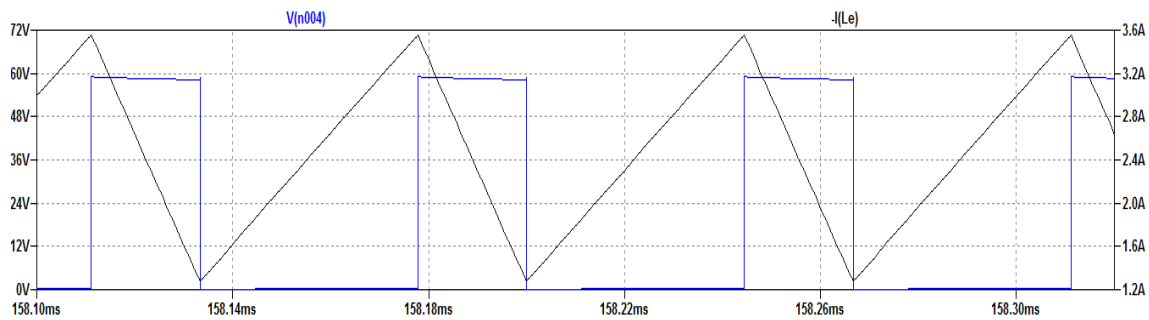


Figura 91. Intensidad inductancia L_e y voltaje a la salida de los MOSFET, zona estable modo elevador LTspice.

Simulando la corriente de la inductancia L se obtiene que por ella circula un valor medio de 2,42 A con un rizado pico a pico de 4,36 mA.

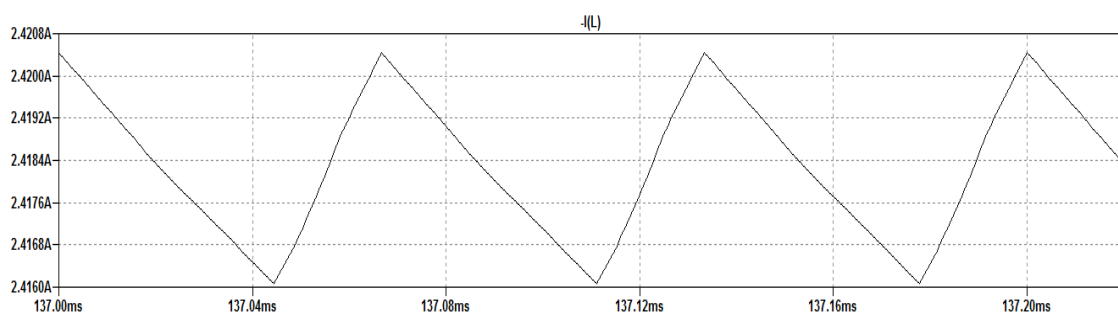


Figura 92. Intensidad inductancia L, zona estable modo elevador LTspice.

Realizando la simulación de la corriente del condensador C_e se obtiene que por ella circula un valor medio de 139,29 mA con un rizado pico a pico de 2,28 A. La corriente será igual a la suma de los dos condensadores en paralelo.

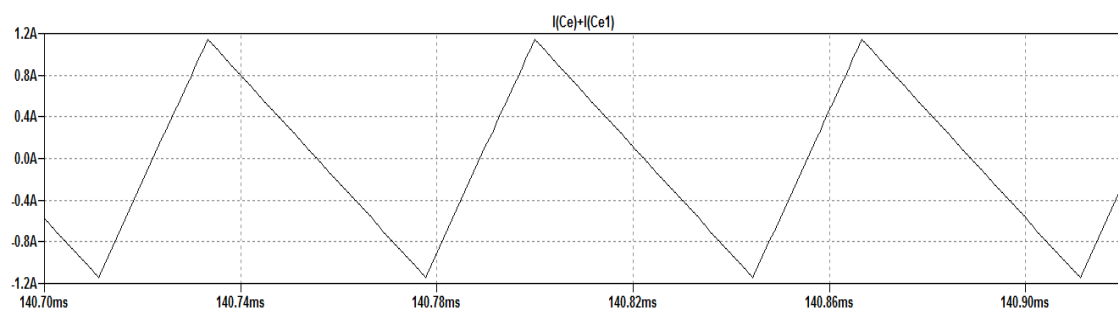


Figura 93. Intensidad condensador C_e , zona estable modo elevador LTspice.

Simulando el voltaje del condensador C_e se obtiene que por ella circula un valor medio de 19,81 V con un rizado pico a pico de 15,21 mV.

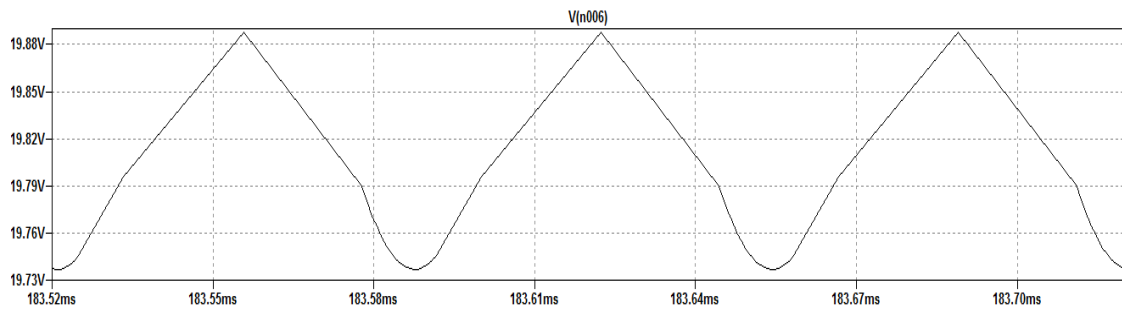


Figura 94. Voltaje condensador C_o zona estable modo elevador LTspice.

La corriente que circula por los MOSFET para el caso de que el convertidor bidireccional funcione como elevador, tal y como se muestra en la siguiente figura, la intensidad que circula por los interruptores es igual a 24 A cuando se ha estabilizado produciéndose picos de corriente más elevados que en el caso del modo reductor. La corriente que circula por los diodos es de 0 A en la zona donde se ha estabilizado la señal, pero previamente experimenta un transitorio alcanzando un pico de hasta 3,6 A.

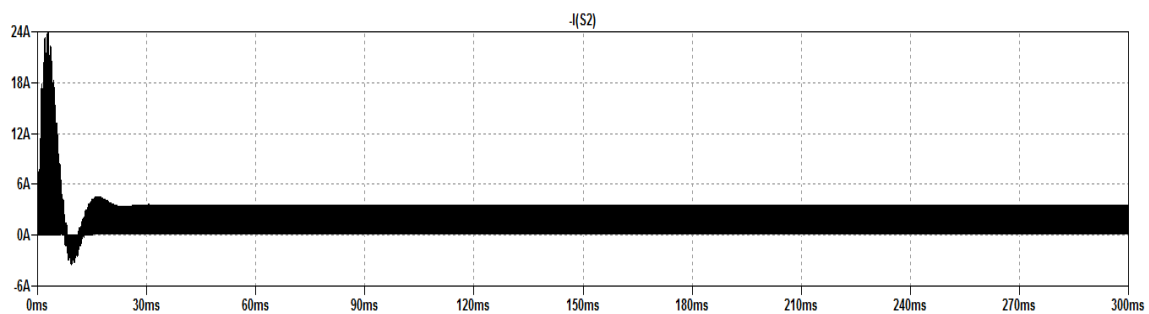


Figura 95. Intensidad que circula por los interruptores, modo elevador LTspice.

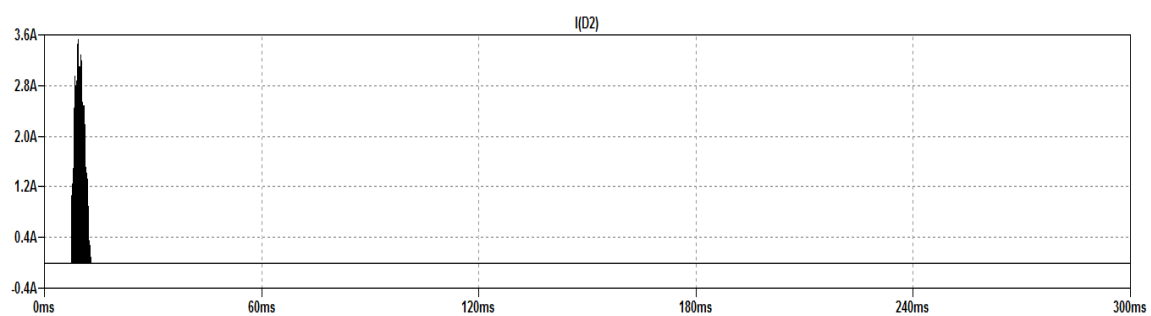


Figura 96. Intensidad que circula por los diodos, modo elevador LTspice.

Es necesario intentar evitar este transitorio inicial ya que si sobrepasa cierta intensidad podría dañar las inductancias y los MOSFET. Para ello, se recomienda realizar una etapa de precarga para el banco de condensadores del bus DC. En el siguiente apartado se llevará a cabo esta misma simulación en Simulink, donde se pueden establecer valores iniciales de tensión para los condensadores y de corriente

para las inductancias, evitando así dichos transitorios. Cuando se realice la experimentación real con el circuito también se realizarán una precarga de los condensadores.

A continuación, se estudiará las potencias tanto a la entrada como a la salida del circuito en modo elevador. Para ello se realizan unos cálculos previos de las potencias.

En el caso del modo elevador, sabiendo que la corriente que circula por la entrada es de 2,5 A y la tensión a la entrada es de 20 V. La potencia de entrada será:

$$P_{in} = V_a \cdot I_L = 20 \cdot 2,5 = 50 \text{ W} \quad (79)$$

Sabiendo que la tensión a la salida debe ser 60 V y que la resistencia es de 72 Ω . La potencia a la salida será:

$$P_{out} = V_s \cdot I_s = \frac{V_s^2}{R_o} = \frac{60^2}{72} = 50 \text{ W} \quad (80)$$

Estos cálculos serían sin contemplar las pérdidas que se producen debidas a la conmutación de los interruptores ni las resistencias internas de los condensadores e inductancias.

En la siguiente figura se muestra una traza de color azul correspondiente con la potencia a la entrada del circuito, es decir, la fuente de 20 V, y la traza de color negro correspondiente con la potencia de salida. Si se observa la gráfica en la cual la señal se estabiliza, la potencia de entrada tendrá un valor medio de 48,37 W, mientras que la potencia media a la salida será de 46,99 W. Las pérdidas que se producirán serán de 1,38 W.

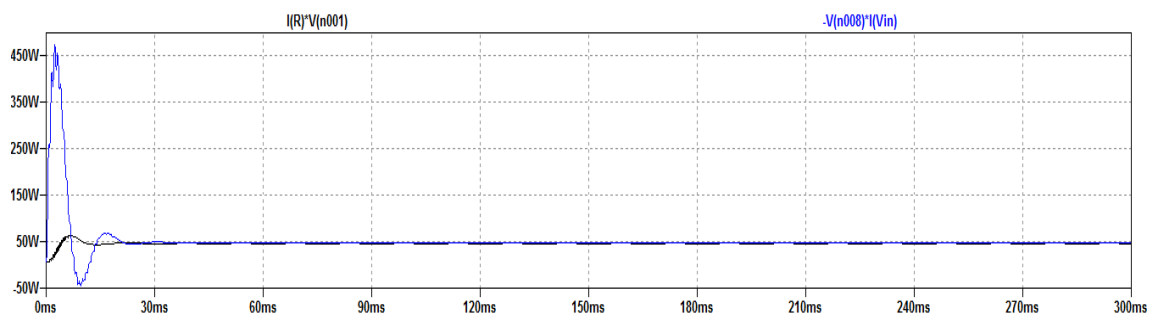


Figura 97. Potencias de entrada y salida, modo elevador LTspice.

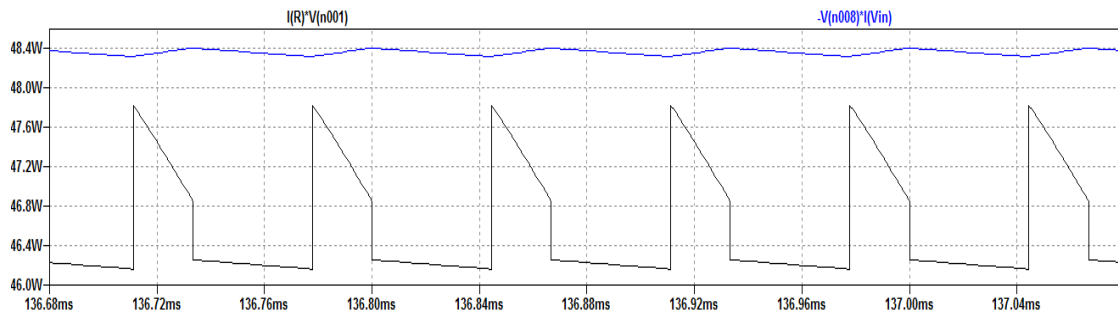


Figura 98. Potencias de entrada y salida, zona estable modo elevador LTspice.

A continuación, se muestra una tabla resumen de los valores obtenidos mediante la simulación en LTspice.

Simulación LTspice		
	Media	Rizado pico a pico
Intensidad inductancia L	2,42 A	4,36 mA
Intensidad inductancia L_e	2,42 A	2,28 A
Intensidad condensador C_e	139,29 mA	2,28 A
Voltaje condensador C_e	19,81 V	150,21 mV
Voltaje de salida	58,17 V	30,95 mV
Potencia a la entrada	48,37 W	-
Potencia a la salida	46,99 W	-

Tabla 28. Tabla resumen, simulación LTspice modo elevador.

7.2. Simulink

En este apartado se llevarán a cabo las simulaciones del convertidor bidireccional tanto en modo reductor como elevador mediante Simulink. Se hará una tabla comparativa con los datos obtenidos en la justificación de cálculos, las simulaciones en LTspice y las simulaciones en Simulink.

Esta simulación se ha llevado a cabo introduciendo las características tanto de las inductancias, las capacitancias, la resistencia y los MOSFET.

Modo reductor

Se comienza realizando las simulaciones del prototipo en modo reductor con el circuito que se muestra en la siguiente figura.

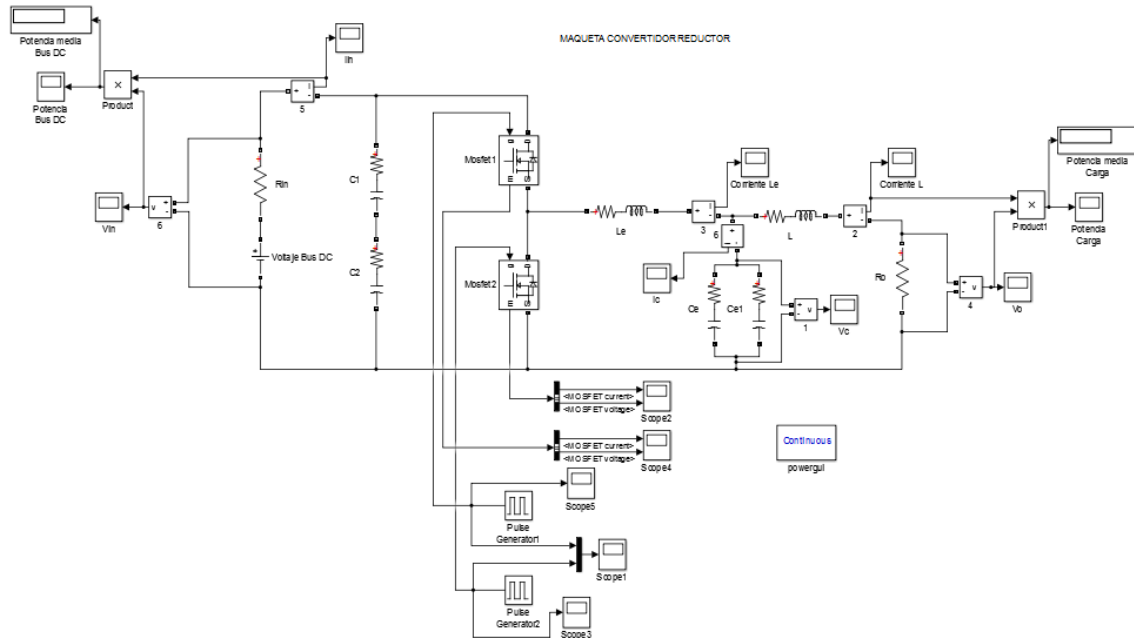


Figura 99. Prototipo modo reductor Simulink.

La intensidad a la salida es la que circula por la inductancia L que es la misma que circula por la resistencia de carga. Analizando dicha señal en la zona estable, se obtiene un valor medio de 277,7 mA y un rizado pico a pico de 0,4 mA.

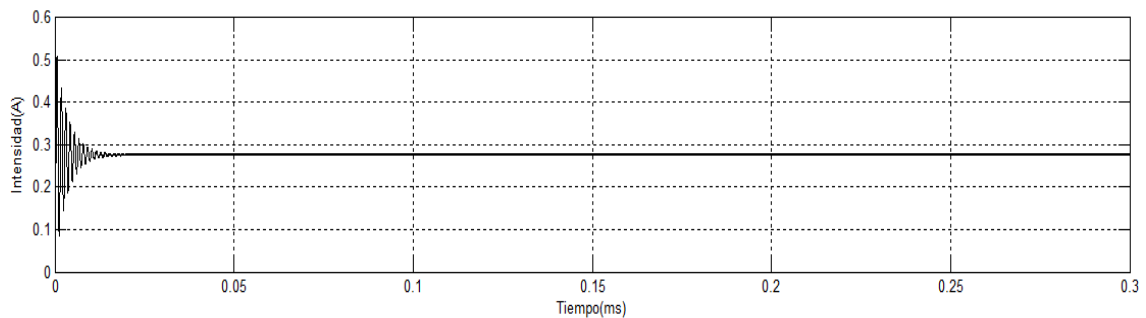


Figura 100. Intensidad de salida, modo reductor Simulink.

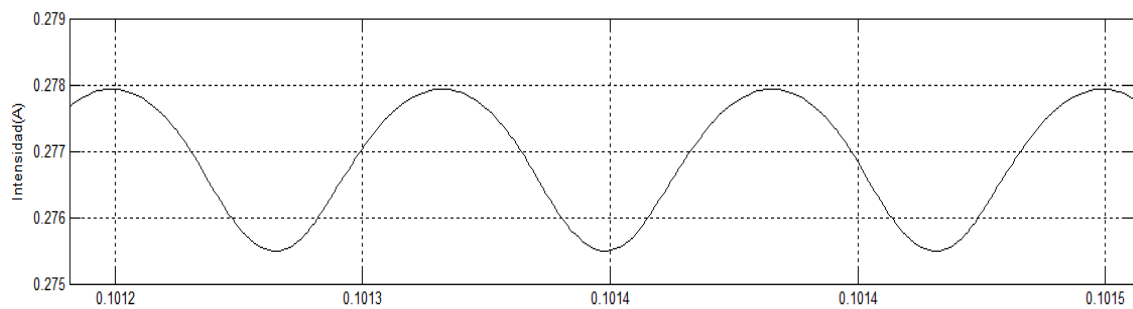


Figura 101. Intensidad de salida, zona estable modo reductor Simulink.

También se obtiene el voltaje medio a la salida es de 19,93 V con un rizado pico a pico de 175,6 mV.

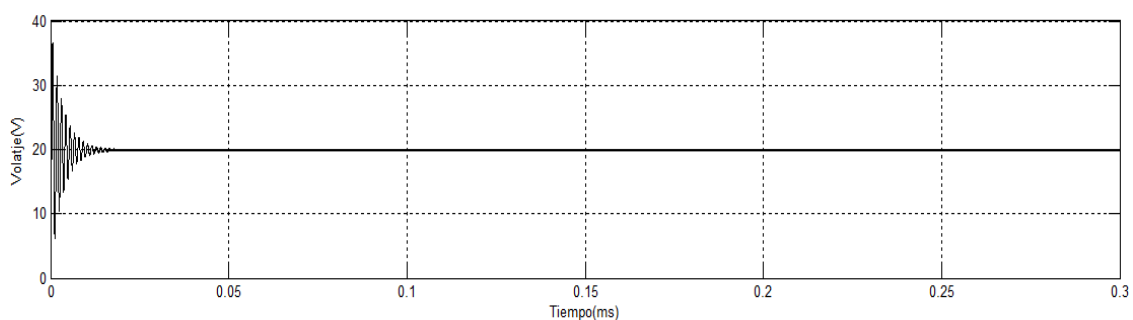


Figura 102. Voltaje de salida, modo reductor Simulink.

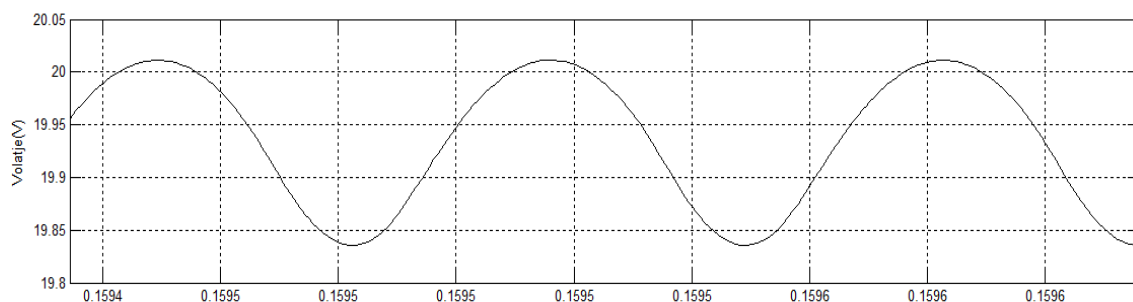


Figura 103. Voltaje de salida, zona estable modo reductor Simulink.

El primer cálculo realizado en la justificación de cálculos ha sido el rizado de la corriente de la inductancia L_e . Mediante la simulación, el valor medio de la intensidad que circula por L_e es de 278,3 mA con un rizado pico a pico de 2,3434 A. Se vuelve a observar que al inicio se experimenta un transitorio.

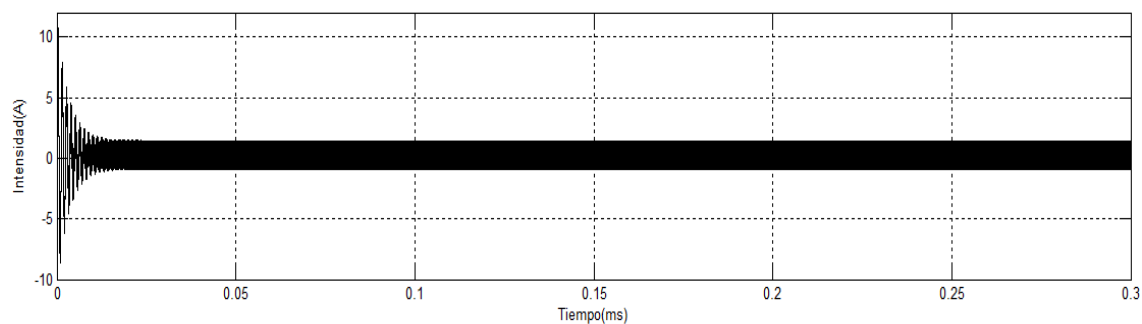


Figura 104. Intensidad inductancia L_e , modo reductor Simulink.

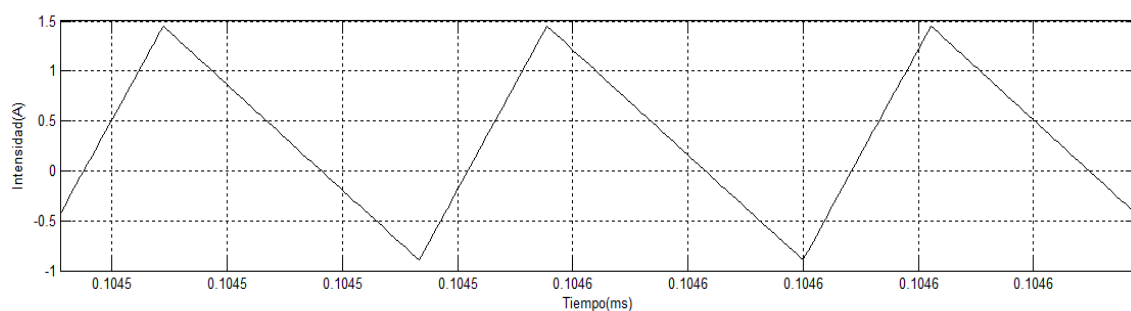


Figura 105. Intensidad inductancia L_e , zona estable modo reductor Simulink.

En el caso del condensador C_e del filtro LCL, realizando la simulación, se ha obtenido un voltaje medio en el condensador de 19,94 V con un rizado de 195,5 mV.

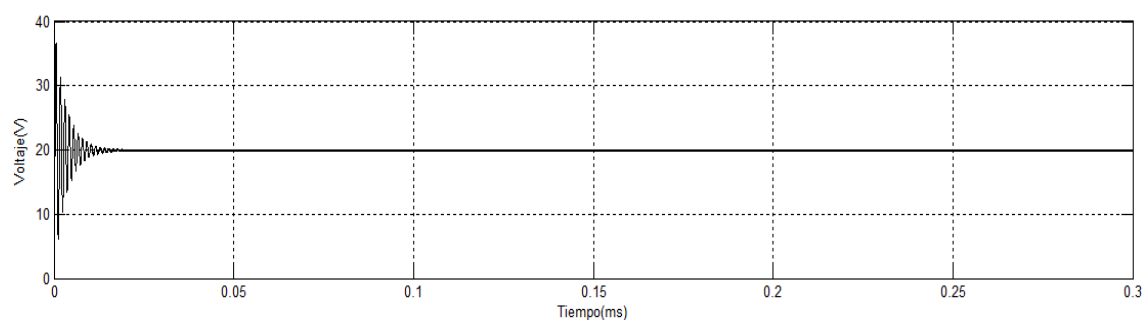


Figura 106. Voltaje condensador C_e , modo reductor Simulink.

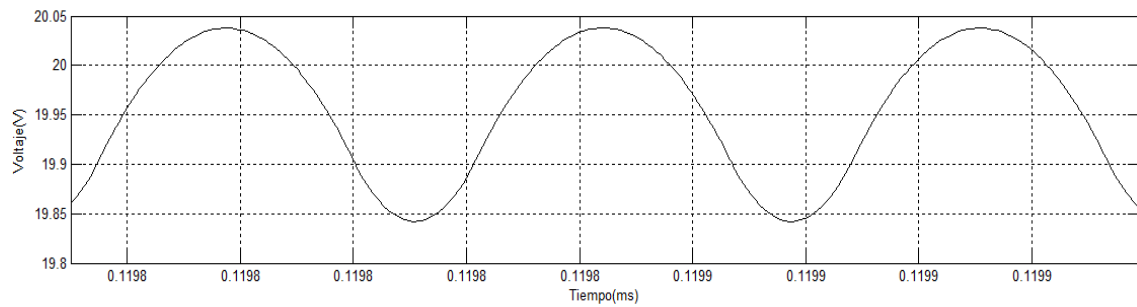


Figura 107. Voltaje condensador C_ϕ zona estable modo reductor Simulink.

También se puede observar la intensidad que circula por el condensador. Al ser tan pequeña se considera despreciable comparándola con la que circula por las bobinas. La intensidad media del condensador será de 2 mA con un rizado pico a pico de 2,3444 A.

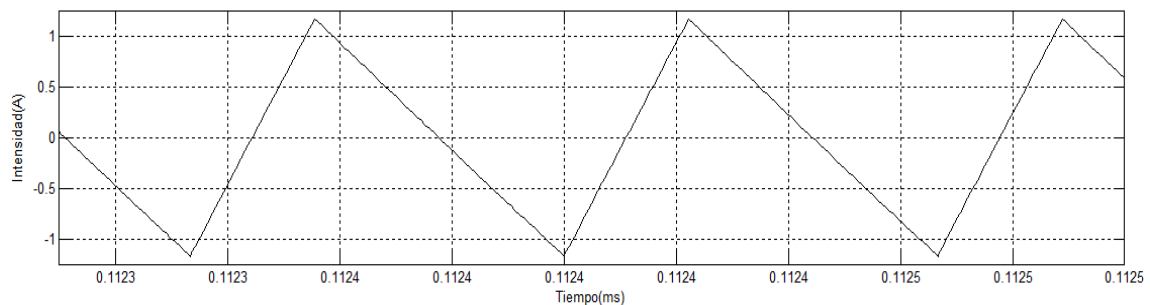


Figura 108. Intensidad de condensador C_ϕ zona estable modo reductor Simulink.

Nuevamente, es necesario estudiar la corriente que circula por los MOSFET en el modo reductor y comprobar que no sobrepasan el valor máximo de corriente que pueden soportar. Como se puede observar en la figura siguiente, la intensidad máxima está en torno a los 1,45 A para ambos interruptores cuando la señal se estabiliza. Previamente hay un transitorio en que la corriente llega a ser de 9 A durante unos milisegundos. En cuanto al voltaje máximo que soportan los MOSFET es de 60 V.

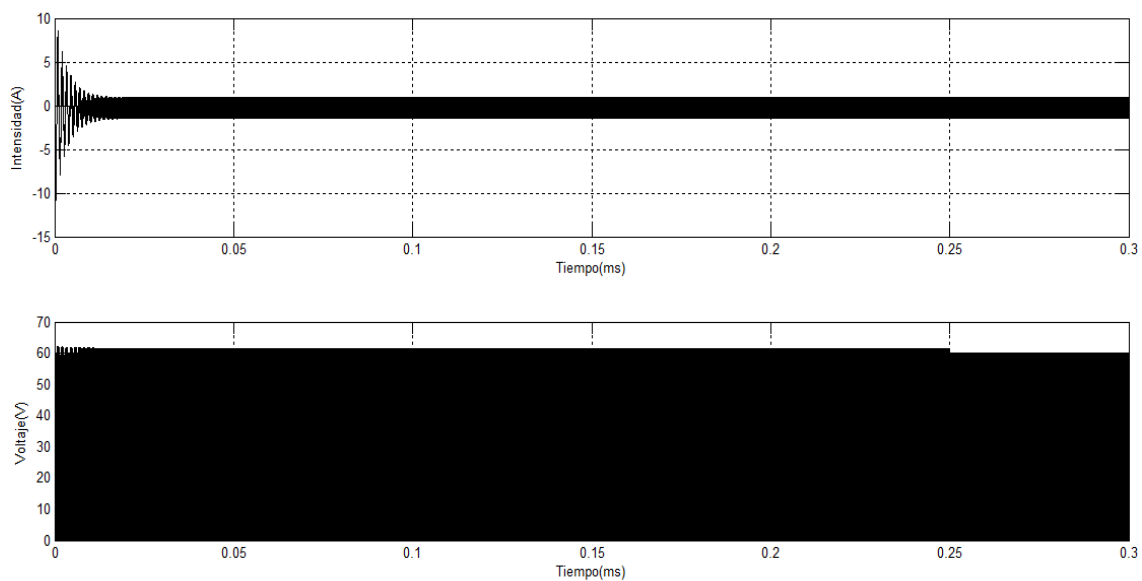


Figura 109. Intensidad y voltaje en los MOSFET, modo reductor Simulink.

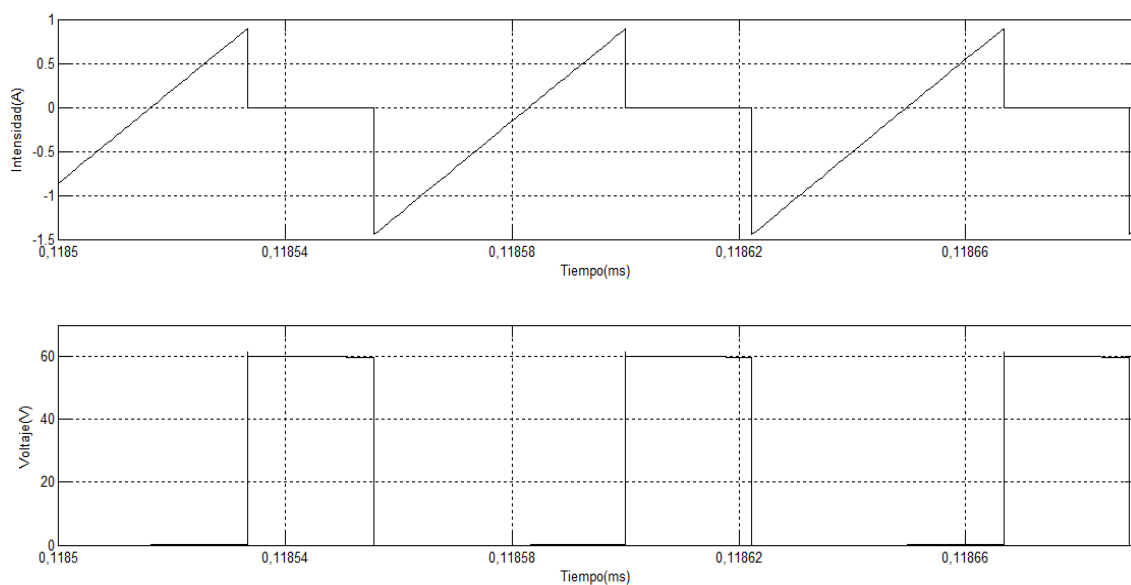


Figura 110. Intensidad y voltaje los MOSFET, zona estable modo reductor Simulink.

A continuación, se estudiará las potencias tanto a la entrada como a la salida del circuito en modo reductor. La potencia de entrada, representada por la traza de color negro, cuyo valor medio será de 5,64 W y la potencia de salida, representada por la traza de color azul, será de 5,52 W. Las pérdidas por conmutación serán de 0,12 W.

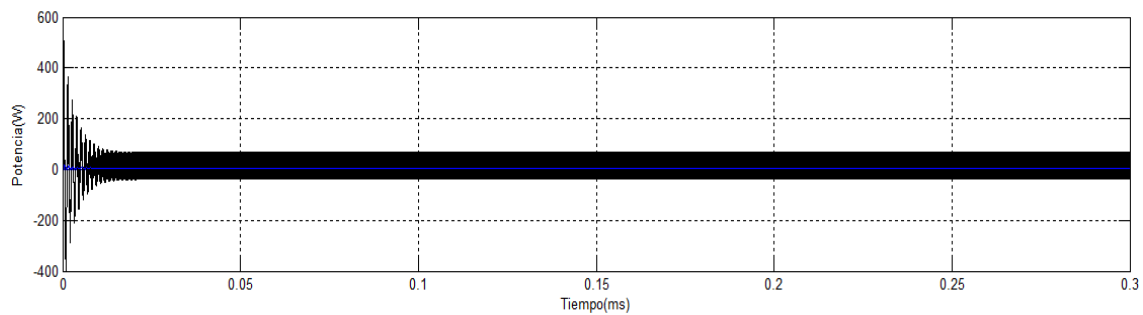


Figura 111. Potencias de entrada y salida, modo reductor Simulink.

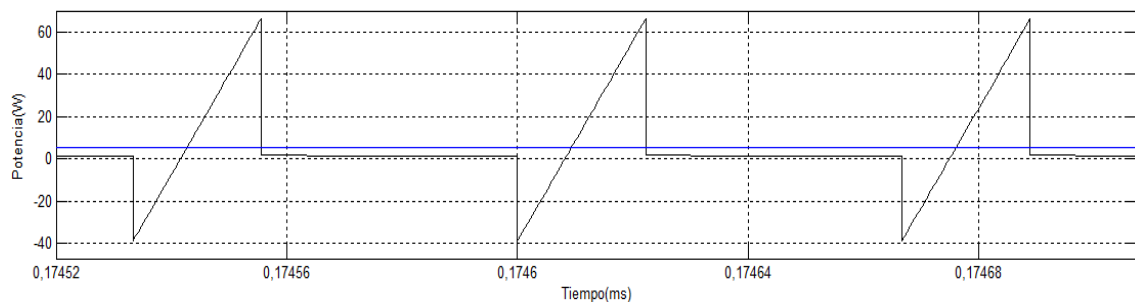


Figura 112. Potencias de entrada y salida, zona estable modo reductor Simulink.

A continuación, se muestra una tabla resumen obtenidos mediante las simulaciones en Simulink.

Simulación Simulink		
	Media	Rizado pico a pico
Intensidad inductancia L	277,7 mA	0,4 mA
Intensidad inductancia L_e	278,3 mA	2,34 A
Intensidad condensador C_e	2 mA	2,34 A
Voltaje condensador C_e	19,94 V	195,5 mV
Voltaje de salida	19,93 V	175,6 mV
Potencia a la entrada	5,64 W	-
Potencia a la salida	5,52 W	-

Tabla 29. Tabla resumen, simulación Simulink modo reductor.

Modo elevador

Seguidamente, se analiza el banco de condensadores del bus DC. Para ello, es necesario simular el circuito en modo elevador.

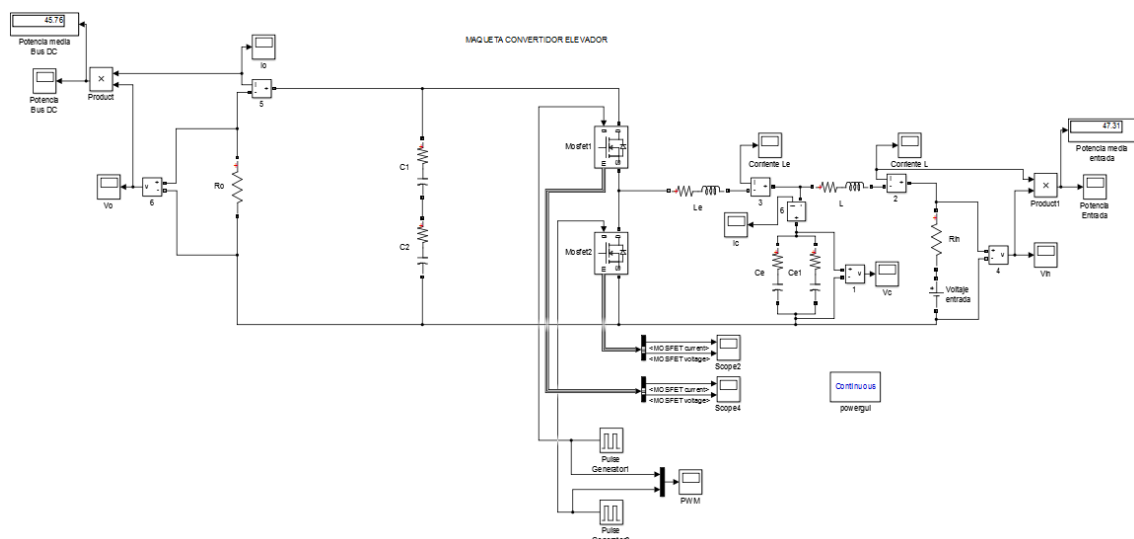


Figura 113. Prototipo modo elevador Simulink.

Mediante la simulación el circuito en modo elevador, se obtiene un voltaje medio del bus DC de 57,49 V con un rizado pico a pico de 30,8 mV. Se puede notar, nuevamente, que en modo elevador el tiempo en que la señal llegue a la zona de estabilidad es menor que en el modo reductor.

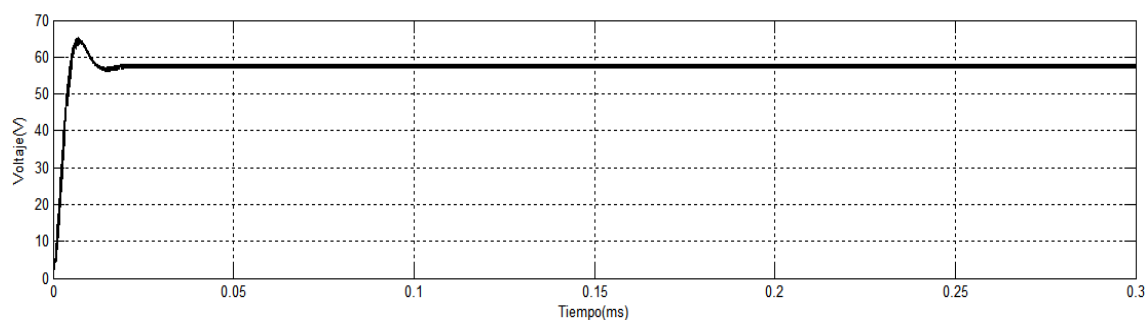


Figura 114. Voltaje bus DC, modo elevador Simulink.

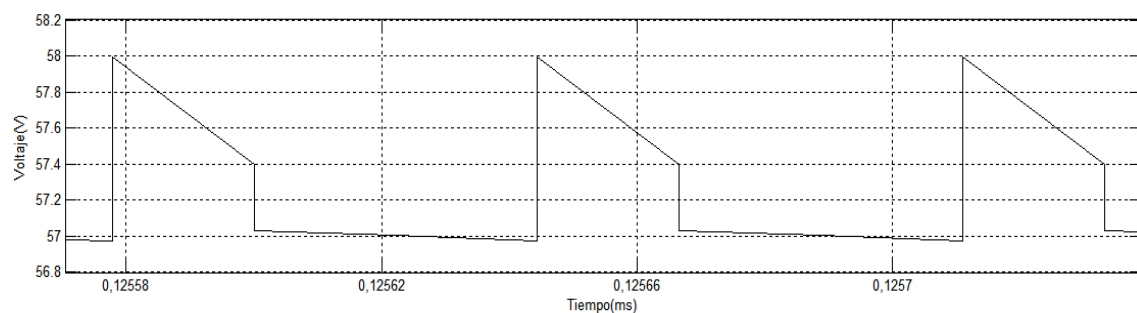


Figura 115. Voltaje bus DC, zona estable modo elevador Simulink.

También es necesario estudiar la corriente que circula por el condensador C_e , su voltaje correspondiente y las corrientes de las inductancias L_e y L . Para ello se

comienza simulando la corriente que circula por la inductancia L_e , cuyo valor medio será de 2,39 A con un rizado pico a pico de 2,25 A. Al inicio experimenta un transitorio en el que durante unos pocos milisegundos se alcanza un pico de intensidad de 30 A. Para evitar dicho pico de corriente se realiza una precarga de los condensadores y se supone una corriente inicial en las inductancias.

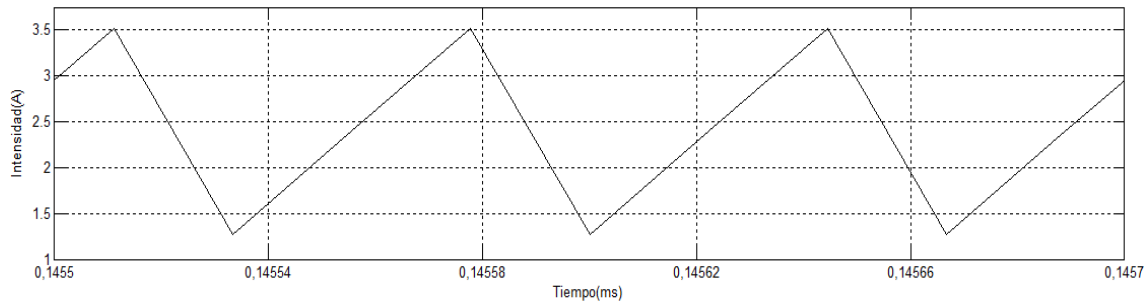


Figura 116. Intensidad inductancia L_e , zona estable modo elevador Simulink.

Simulando la corriente de la inductancia L se obtiene que por ella circula un valor medio de 2,39 A con un rizado pico a pico de 4,9 mA.

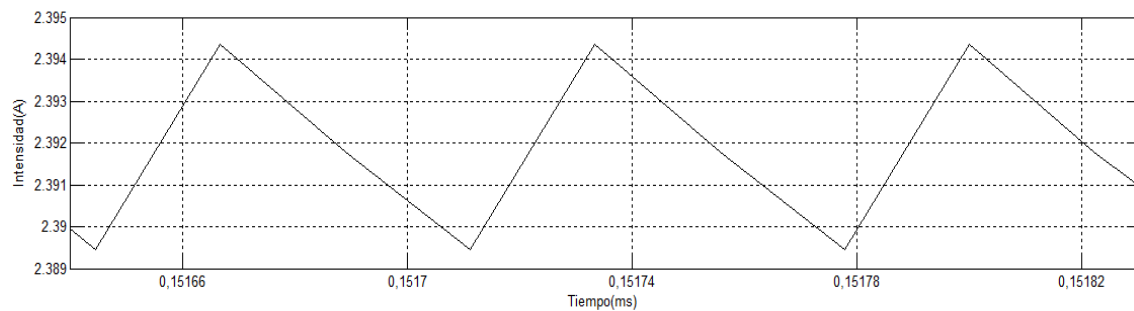


Figura 117. Intensidad inductancia L , zona estable modo elevador Simulink.

Realizando la simulación de la corriente del condensador C_e se obtiene que por ella circula un valor medio de 750 μ A con un rizado pico a pico de 2,26 A. La corriente será igual a la suma de los dos condensadores en paralelo.

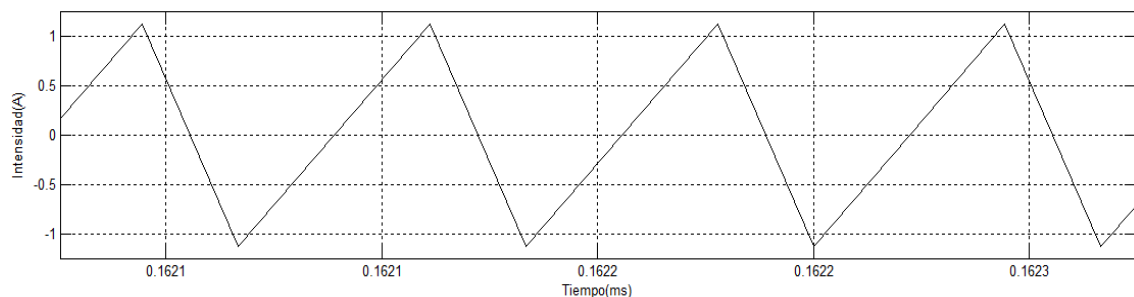


Figura 118. Intensidad condensador C_e , zona estable modo elevador Simulink.

Simulando el voltaje del condensador C_e se obtiene que por ella circula un valor medio de 19,61 V con un rizado pico a pico de 128,9 mV.

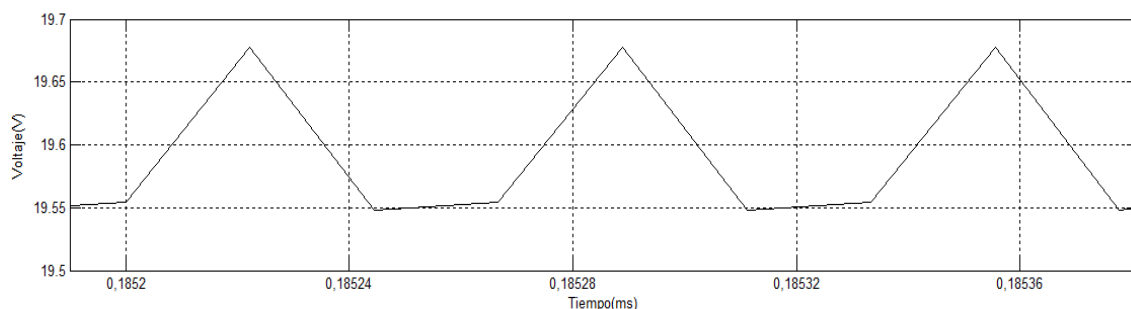


Figura 119. Voltaje condensador C_e zona estable modo elevador Simulink.

Es necesario estudiar la corriente que circula por los MOSFET en el modo elevador y comprobar que no sobrepasan el valor máximo de corriente que pueden soportar. Tal y como se muestra en la siguiente figura, la intensidad que circula por los MOSFET experimenta un transitorio al comienzo del funcionamiento donde se llega a alcanzar un pico de intensidad de 30 A. Este transitorio tiene una duración de 125 ms y es debido a que los condensadores se encuentran descargados al inicio, por ello sería recomendable realizar una precarga a los mismos. Una vez la señal se ha estabilizado, la intensidad máxima que debe soportar es de 3,5 A, una intensidad soportable por los MOSFET. En cuanto a la tensión que soportan es de en torno a los 60 V en la zona en la que la señal es estable, aunque aparece un transitorio inicial de duración similar al anterior donde se alcanzan valores de 65 V, los cuales son soportables para los MOSFET.

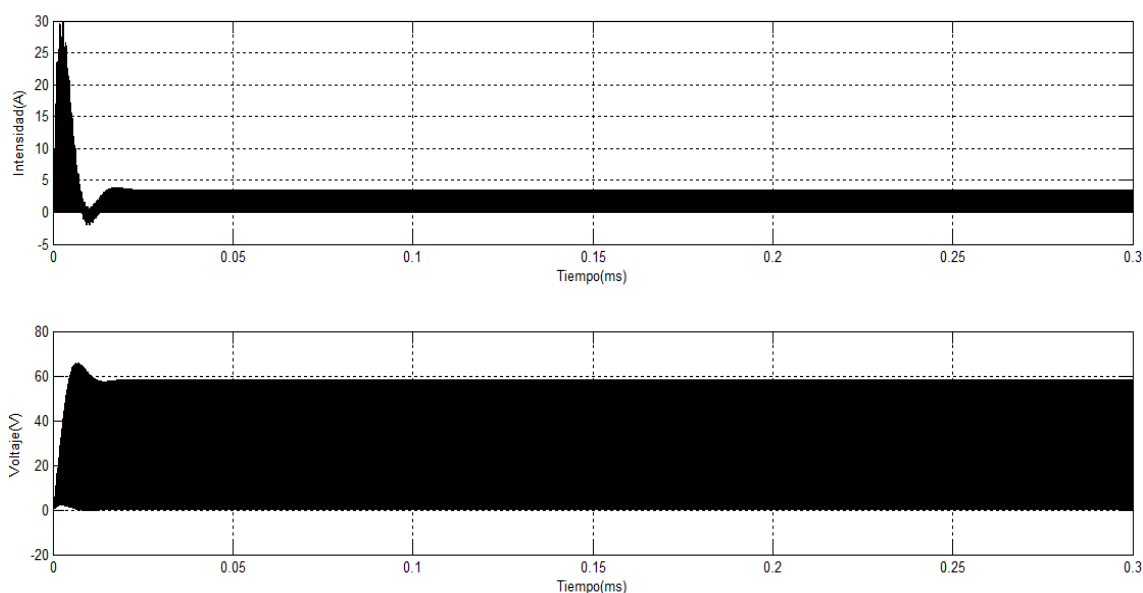


Figura 120. Intensidad que circula por los MOSFET, modo elevador Simulink.

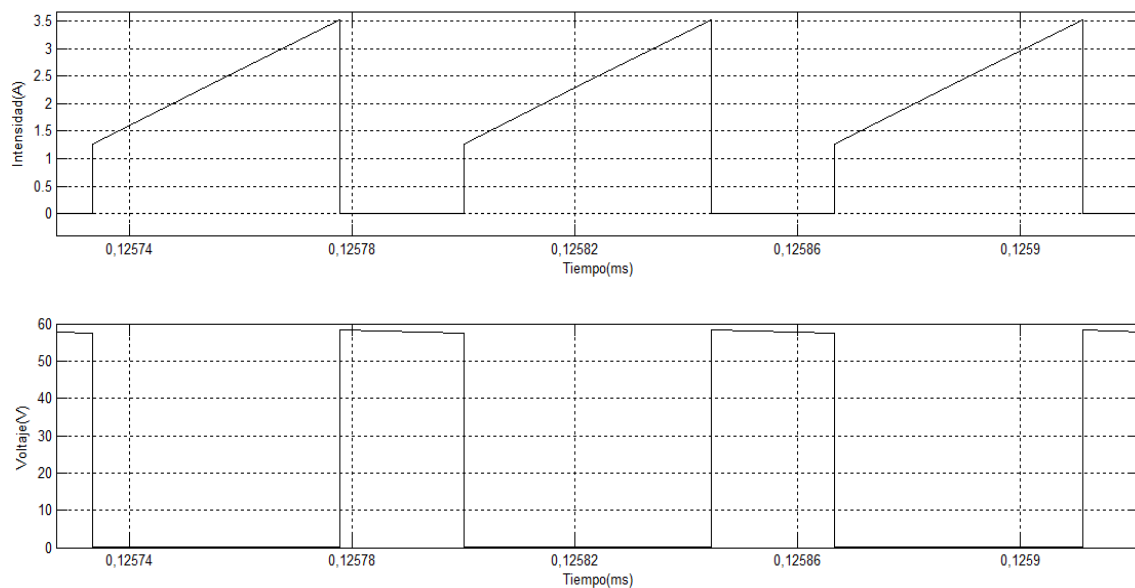


Figura 121. Intensidad que circula por los MOSFET, zona estable modo elevador Simulink.

A continuación, se estudiará las potencias tanto a la entrada como a la salida del circuito en modo elevador. Para ello se realizan unos cálculos previos de las potencias. La potencia media de entrada, representada por la traza de color negro, será de 47,31 W y el de la potencia media de salida, representada por la traza de color azul, será de 45,76 W. Las pérdidas por conmutación serán de 1,55 W.

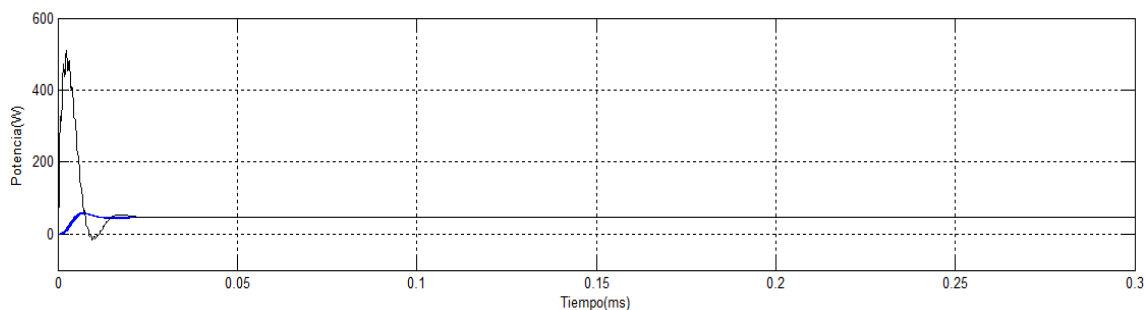


Figura 122. Potencia de entrada y salida (Bus DC), modo elevador Simulink.

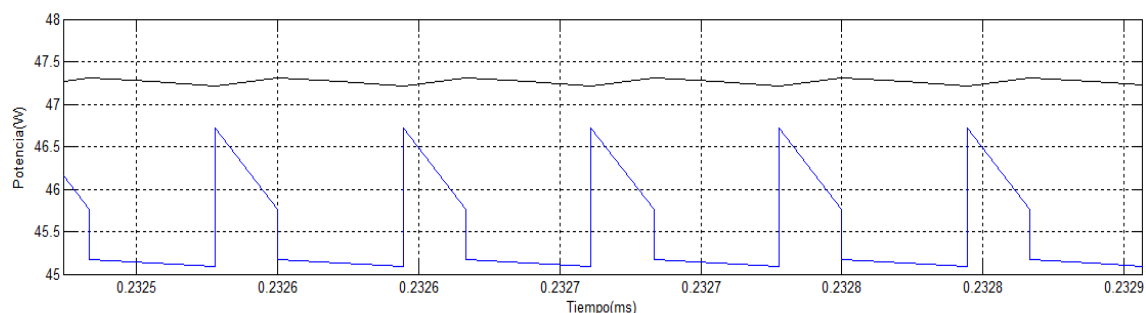


Figura 123. Potencia de entrada y salida (Bus DC), zona estable modo elevador Simulink.

**Simulación
Simulink**

	Media	Rizado pico a pico
Intensidad inductancia L	2,39 A	4,9 mA
Intensidad inductancia L_e	2,39 A	2,25 A
Intensidad condensador C_e	750 μ A	2,26 A
Voltaje condensador C_e	19,61 V	128,9 mV
Voltaje de salida	57,49 V	30,8 mV
Potencia a la entrada	47,31 W	-
Potencia a la salida	45,76 W	-

Tabla 30. Tabla resumen, simulación Simulink modo elevador.

7.3. Comparación resultados

Se muestra dos tablas resumen de los resultados obtenidos mediante la justificación de cálculos, la simulación en LTspice y la simulación en Simulink tanto en modo reductor como en modo elevador.

	Justificación de cálculos		Simulación LTspice		Simulación Simulink	
	Media	Rizado pico a pico	Media	Rizado pico a pico	Media	Rizado pico a pico
Intensidad inductancia L	277,78 mA	11,40 mA	276,66 mA	1,77 mA	277,7 mA	0,4 mA
Intensidad inductancia L _e	277,78 mA	2,34 A	279,35 mA	2,34 A	278,3 mA	2,34 A
Intensidad condensador C _e	0 A	2,34 A	2,15 mA	2,34 A	2 mA	2,34 A
Voltaje condensador C _e	20 V	194,93 mV	19,94 V	165,51 mV	19,94 V	195,5 mV
Voltaje de salida	20 V	32,5 mV	19,92 V	127,7 mV	19,93 V	175,6 mV
Potencia a la entrada	5,56 W	-	5,62 W	-	5,64 W	-
Potencia a la salida	5,56 W	-	5,47 W	-	5,52 W	-

Tabla 31. Tabla resumen justificación de cálculos, simulación LTspice y simulación Simulink, modo reductor.

	Justificación de cálculos		Simulación LTspice		Simulación Simulink	
	Media	Rizado pico a pico	Media	Rizado pico a pico	Media	Rizado pico a pico
Intensidad inductancia L	2,52 A	11,40 mA	2,42 A	4,36 mA	2,39 A	4,9 mA
Intensidad inductancia L _e	2,52 A	2,34 A	2,42 A	2,28 A	2,39 A	2,25 A
Intensidad condensador C _e	0 A	2,34 A	139,29 mA	2,28 A	750 μ A	2,26 A
Voltaje condensador C _e	20 V	194,93 mV	19,81 V	150,21 mV	19,61 V	128,9 mV
Voltaje de salida	60 V	7,37 mV	58,17 V	30,95 mV	57,49 V	30,8 mV
Potencia a la entrada	50 W	-	48,37 W	-	47,31 W	-
Potencia a la salida	50 W	-	46,99 W	-	45,76 W	-

Tabla 32. Tabla resumen justificación de cálculos, simulación LTspice y simulación Simulink, modo elevador.

A continuación, se van a analizar las dos tablas mostradas anteriormente. En primer lugar, se analiza la tabla resumen que recoge los resultados de la justificación de cálculos teóricos, la simulación en LTspice y la simulación en Simulink del prototipo funcionando en modo reductor. Como se puede observar la intensidad media de las inductancias L y L_e es muy similar para los tres casos. El rizado pico a pico de la corriente de la inductancia L es mayor en el caso teórico que en para los casos de las simulaciones siendo de unos pocos miliamperios. El rizado pico a pico de la intensidad L_e es el mismo en los tres casos. La intensidad media del condensador C_e en el cálculo teórico se considera 0 A ya que se considera un comportamiento ideal, mientras que en las simulaciones se observa como esa intensidad es del orden de miliamperios. El rizado pico a pico de la intensidad del condensador es el mismo en los tres casos. El voltaje medio del condensador es muy similar en los tres casos y el rizado pico a pico es el mismo para la justificación teórica y la simulación en Simulink, discrepando ligeramente en la simulación en LTspice. El voltaje medio de salida guarda gran similitud en todos los casos, en la simulación en LTspice y Simulink es mayor que en el teórico porque en él se han considerado las resistencias internas de los elementos. La potencia de entrada y la potencia de salida en el caso del cálculo se observa que es la misma ya que se trata del caso ideal, mientras que en las simulaciones la potencia de entrada es mayor que la de salida debido a las pérdidas.

En segundo lugar, se analiza la tabla resumen que recoge los resultados de la justificación de cálculos teóricos, la simulación en LTspice y la simulación en Simulink del prototipo funcionando en modo elevador. Como se puede observar la intensidad media de las inductancias L y L_e es la misma dentro del mismo caso. En las simulaciones disminuye respecto al cálculo teórico ambos valores de intensidad media. El rizado pico a pico de la corriente de la inductancia L es mayor en el cálculo teórico y menor en las simulaciones. El rizado pico a pico de la corriente de la inductancia L_e es mayor en el caso del cálculo teórico y disminuye en el caso de las dos simulaciones. La intensidad media del condensador C_e es 0 A para el caso teórico en el que se ha considerado un comportamiento ideal, siendo del orden de miliamperios para la simulación en LTspice y del orden de microamperios para el caso de Simulink. Para el rizado pico a pico de la corriente del condensador C_e ocurre exactamente igual que para el rizado pico a pico de la corriente de la inductancia L . El voltaje medio del condensador es muy similar en todos los casos y el rizado pico a pico es mayor en el cálculo teórico que en las simulaciones. El voltaje medio de salida es muy similar en todos los casos, pero para el caso de las simulaciones disminuye respecto al caso ideal debido a las pérdidas que se producen en el circuito, que para el modo elevador aumentan respecto al modo reductor. El rizado pico a pico de la tensión de salida es muy similar en ambos casos de la simulación y dista del cálculo teórico. Por último, la potencia de entrada y la potencia de salida para el caso del cálculo teórico son idénticas al no producirse pérdidas, pero para los casos de las simulaciones la potencia de entrada es mayor que la potencia de salida debido a las pérdidas.

7.4. Comparación sin precarga frente a precarga

En el desarrollo de esta apartado se realizará una comparativa entre la simulación del circuito en el que se han establecido una corriente inicial para las bobinas y una tensión inicial para los condensadores, y el mismo circuito sin suponer estos valores iniciales. En los apartados anteriores se ha llevado a cabo la simulación de este circuito tanto en modo reductor como elevador.

Se comenzará simulando el modo reductor para el circuito en el que se establecen los valores iniciales. Con el fin de reducir al máximo la etapa de transición se tomarán como valores iniciales los que se alcanzan una vez se encuentren las señales estabilizadas. De esta forma, el voltaje inicial que se considera en el banco de condensadores del bus DC será de 60 V, es decir, 30 V de voltaje inicial para cada uno de los condensadores, la intensidad que circula por las inductancias L_e y L es de 277,8 mA y la tensión en los condensadores C_e es 20V.

En las siguientes figuras se muestra la comparativa entre las simulaciones sin precarga, situadas a la izquierda, y las simulaciones con precarga situadas a la derecha para el modo reductor. Como se puede apreciar tanto las intensidades como los voltajes de los diferentes elementos que componen el circuito se reducen notablemente al introducir un voltaje inicial en los condensadores y una intensidad inicial a las bobinas. Una vez la señal se estabiliza tendrá el mismo valor tanto para el caso de sin precarga como para el caso de con precarga. Observando la gráfica correspondiente a la intensidad y voltaje en los MOSFET se puede observar que se reduce notoriamente la corriente que circula por ellos al inicio previniendo así a la bobina de alcanzar su intensidad máxima.

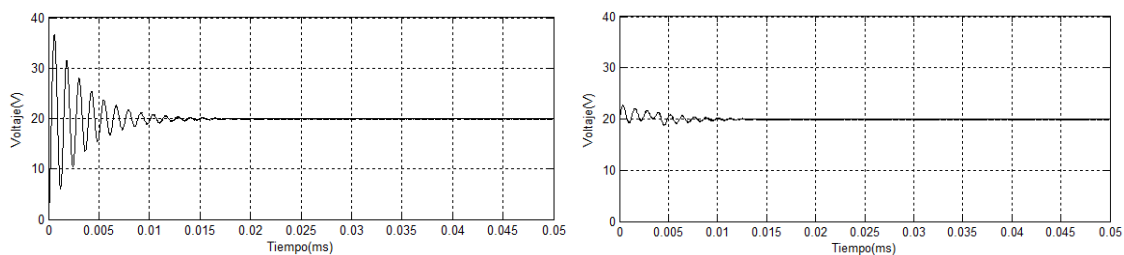


Figura 124. Comparativa voltaje de salida, modo reductor Simulink.

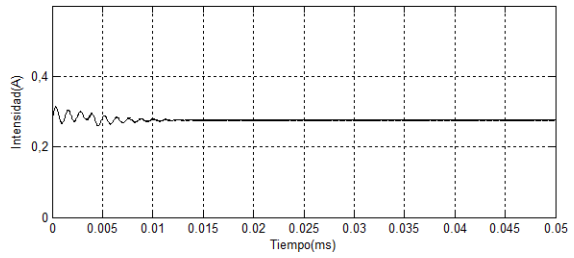
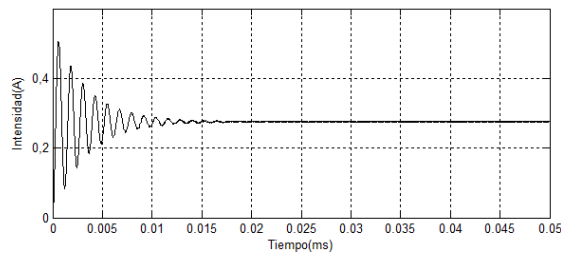


Figura 125. Comparativa intensidad inductancia L , modo reductor Simulink.

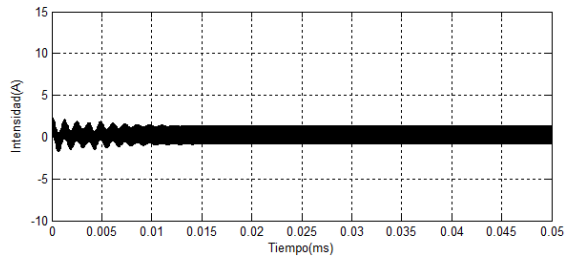
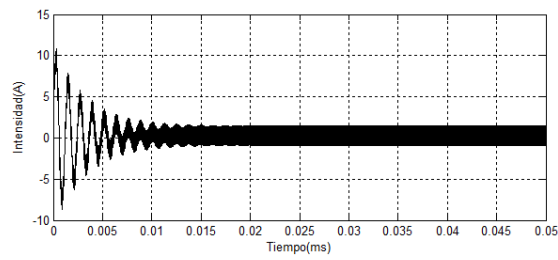


Figura 126. Comparativa intensidad inductancia L_e , modo reductor Simulink.

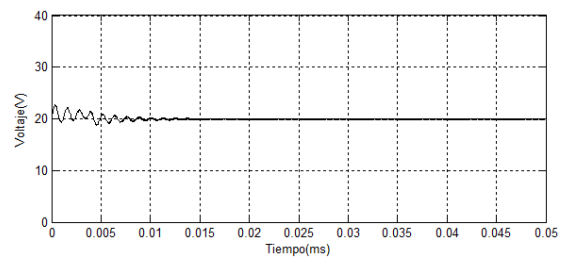
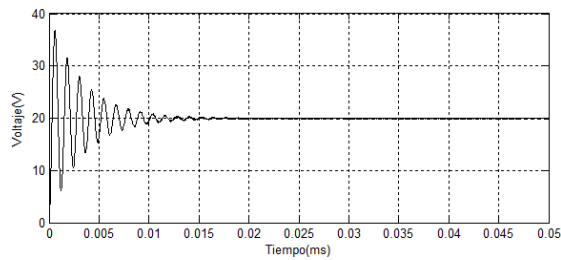


Figura 127. Comparativa voltaje condensador C_e , modo reductor Simulink.

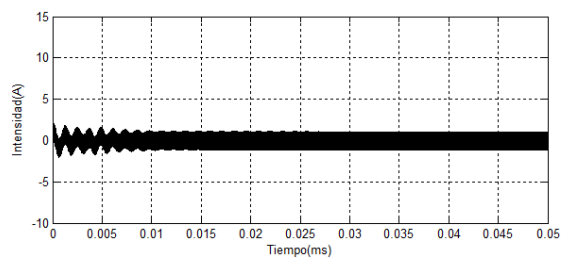
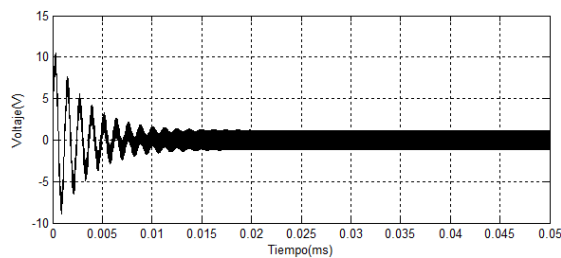


Figura 128. Comparativa intensidad de condensador C_e , modo reductor Simulink.

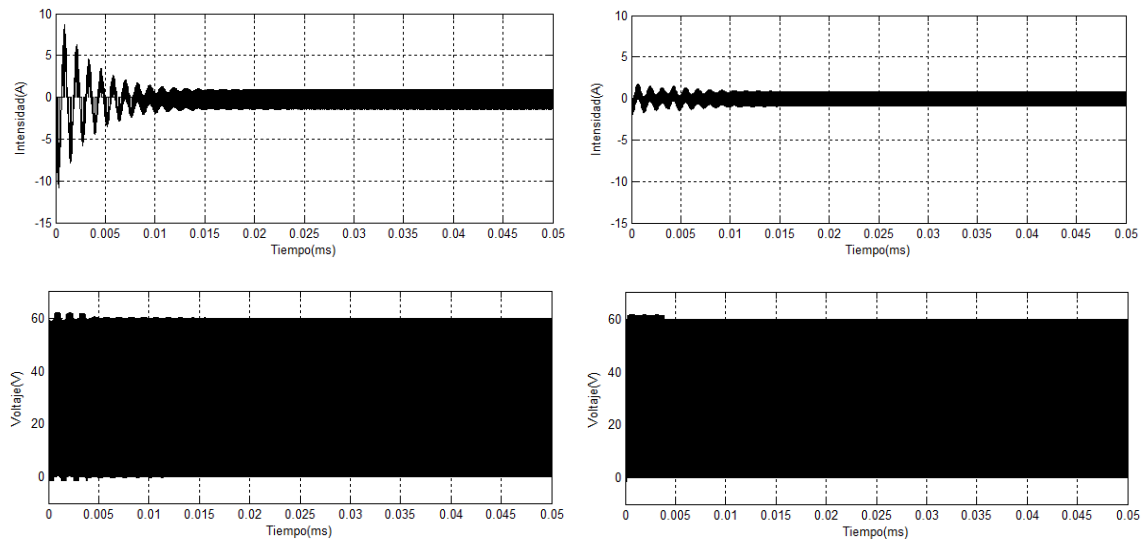


Figura 129. Comparativa intensidad y voltaje en los MOSFET, modo reductor Simulink.

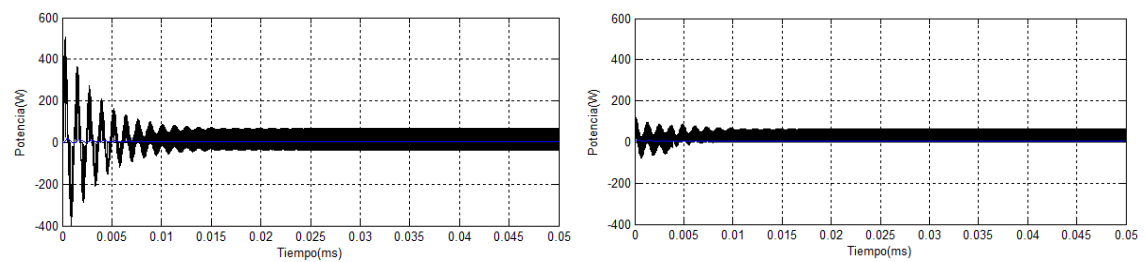


Figura 130. Comparativa potencia de entrada y salida, modo reductor Simulink.

A continuación, se realiza la misma comparación de voltajes e intensidades con y sin precarga en este caso para el modo elevador. Se puede observar que tanto la intensidad como los voltajes se reducen notablemente de la simulación sin precarga, situada a la izquierda, y la simulación con precarga, situada a la derecha. Nuevamente, es importante resaltar como la corriente que circula por los MOSFET disminuye notoriamente impidiendo así que se alcance la intensidad máxima admisible.

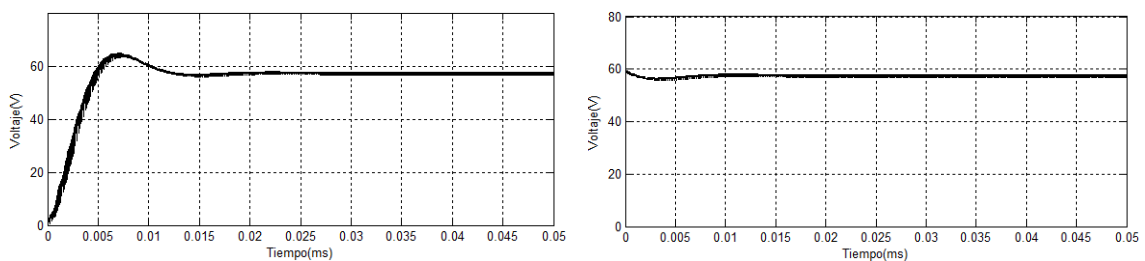


Figura 131. Comparativa voltaje bus DC, modo elevador Simulink.

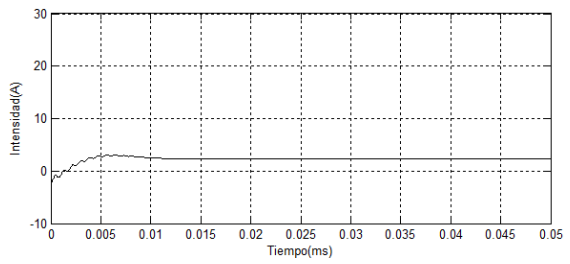
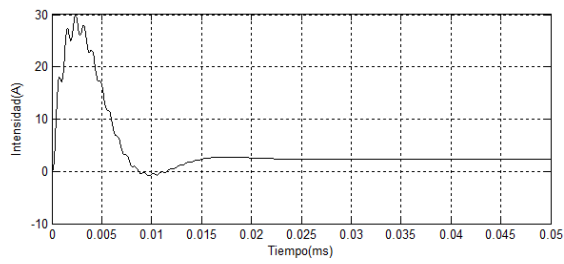


Figura 132. Comparativa intensidad inductancia L , modo elevador Simulink.

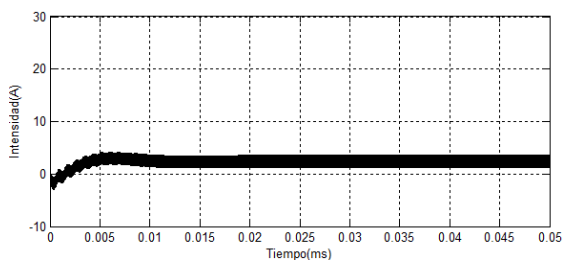
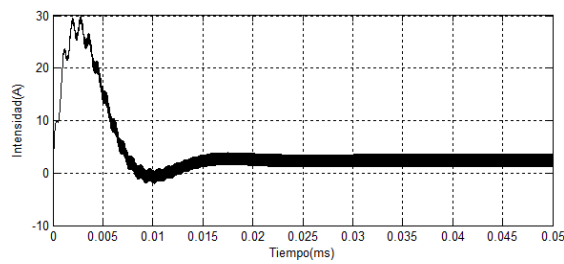


Figura 133. Comparativa intensidad inductancia L_e , modo elevador Simulink.

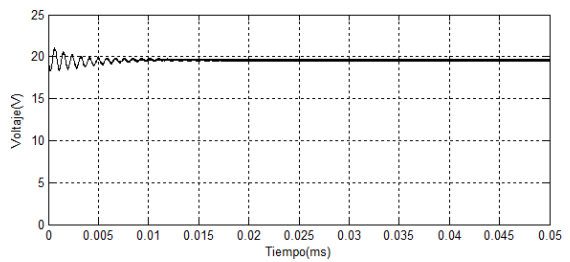
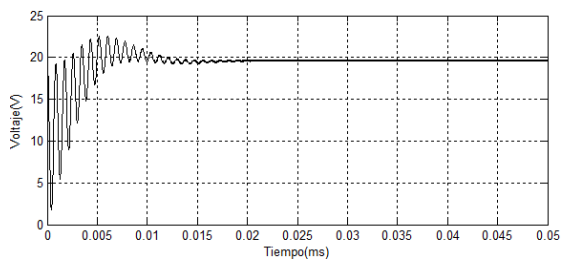


Figura 134. Comparativa voltaje condensador C_e , modo elevador Simulink.

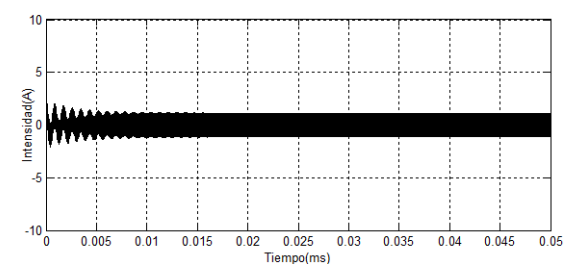
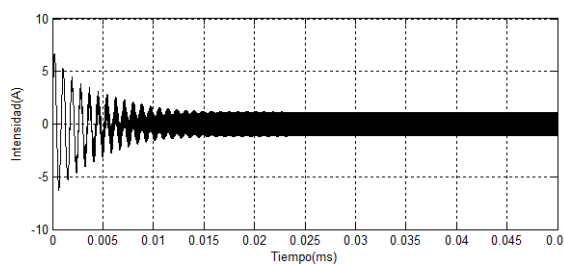


Figura 135. Comparativa intensidad de condensador C_e , modo elevador Simulink.

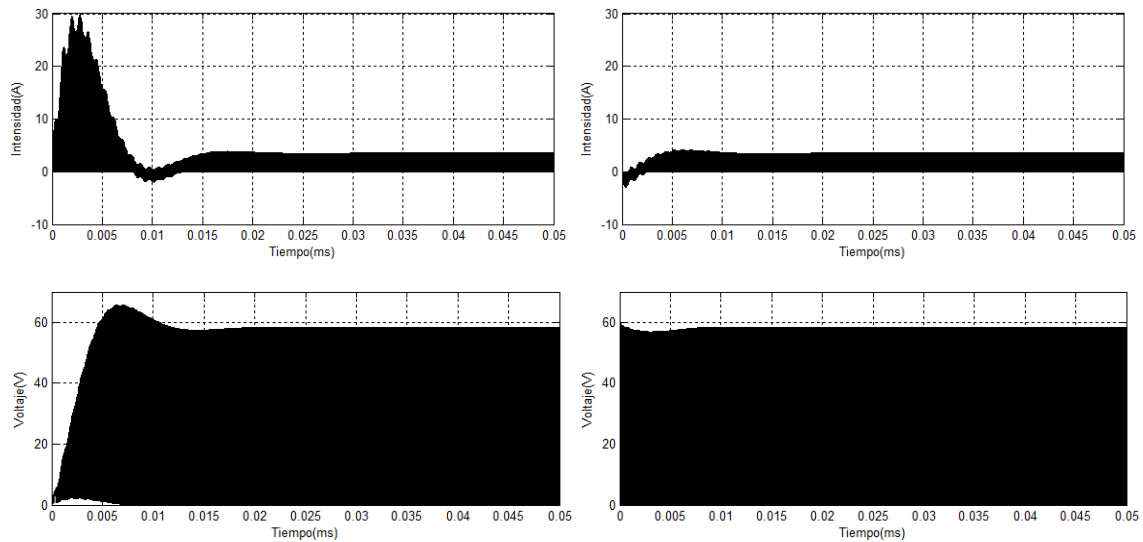


Figura 136. Comparativa intensidad y voltaje en los MOSFET, modo elevador Simulink.

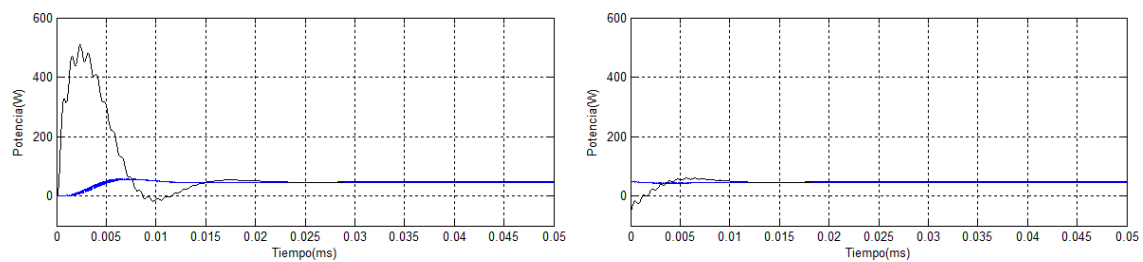


Figura 137. Comparativa Potencia de entrada y salida (Bus DC), modo elevador Simulink.

8. Algoritmo de control

8.1. Elección algoritmo de control

La opción escogida ha sido la utilización de un controlador PID. El controlador PID es un mecanismo de control por realimentación ampliamente usado en sistemas de control industrial. Calcula la desviación o error entre un valor medido y un valor deseado.

El algoritmo del control PID consta de tres parámetros distintos: el proporcional, el integral, y el derivativo. El valor proporcional depende del error actual. El integral depende de los errores pasados y el derivativo es una predicción de los errores futuros. La suma de estas tres acciones es usada para ajustar al proceso. Ajustando estas tres variables en el algoritmo de control del PID, el controlador puede proveer una acción de control diseñado para los requerimientos del proceso. La respuesta del controlador puede describirse en términos de la respuesta del control

ante un error, el grado el cual el controlador sobrepasa el punto de ajuste, y el grado de oscilación del sistema. El uso del PID para control no garantiza control óptimo del sistema o la estabilidad del mismo.

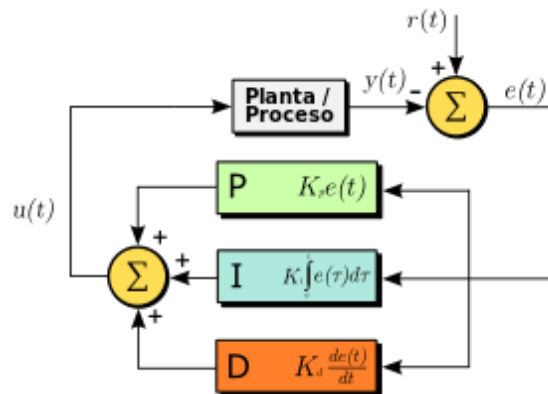


Figura 138. Diagrama de bloques de un control PID.

Parámetros del control PID

Existen varios métodos para ajustar un lazo de PID. El método más efectivo generalmente requiere del desarrollo de alguna forma del modelo del proceso, luego elegir P, I y D basándose en los parámetros del modelo dinámico. Los métodos de ajuste manual pueden ser muy ineficientes. La elección de un método dependerá de si el lazo puede ser "desconectado" para ajustarlo, y del tiempo de respuesta del sistema. Si el sistema puede desconectarse, el mejor método de ajuste a menudo es el de ajustar la entrada, midiendo la salida en función del tiempo, y usando esta respuesta para determinar los parámetros de control [8].

- **Parámetro Proporcional (P).** La parte proporcional consiste en el producto entre la señal de error y la constante proporcional para lograr que el error en estado estacionario se aproxime a cero, pero en la mayoría de los casos, estos valores solo serán óptimos en una determinada porción del rango total de control.
- **Parámetro Integral (I).** La parte integral tiene como propósito disminuir y eliminar el error en estado estacionario provocado por el modo proporcional. El control integral actúa cuando hay una desviación entre la variable y el punto de consigna, integrando esta desviación en el tiempo y sumándola a la acción proporcional.
- **Parámetro Derivativo (D).** La acción derivativa se manifiesta cuando hay un cambio en el valor absoluto del error. El error es la desviación existente entre el punto de medida y el valor consigna. La función de la acción derivativa es mantener el error al mínimo corrigiéndolo proporcionalmente con la misma velocidad que se produce, de esta manera evita que el error se incremente.

En un controlador PID, la parte derivativa ayuda a estabilizar la respuesta del sistema. Si la diferencia entre el valor deseado de tensión y el valor real está decreciendo muy rápidamente, la derivada será negativa y la acción de control se reducirá. De este modo, se evita sobrepasar excesivamente el valor deseado debido a una acción de control demasiado enérgica.

Sin embargo, la implementación práctica de un PID debe considerarse dentro del entorno en el que se aplica. En el caso de los convertidores de potencia, las conmutaciones de los interruptores son muy rápidas y dan lugar a ruido de alta frecuencia en los circuitos de medida. Dicho ruido, incluso filtrado en la salida del circuito de medida, da lugar a acciones derivativas significativas, afectando seriamente a la acción de control del regulador. Por este motivo, en la mayor parte de los convertidores electrónicos, el algoritmo de Control PID se implementa únicamente con las acciones proporcional e integral (Control PI) [31].

Controlador PI

El Controlador PI proporciona el integrador necesario para evitar el error en régimen permanente, tiene una implementación práctica sencilla (tanto en analógico como en digital) y no tiene el problema de que se produzcan fuertes acciones derivativas debidas al ruido que introduce la conmutación [31]. Por tanto, el controlador que se escoge para el convertidor bidireccional es el controlador PI.

8.2. Implementación algoritmo de control

Para realizar el ajuste del controlador PI que se usará como algoritmo de control, se puede hacer mediante un ajuste manual o un ajuste mediante métodos analíticos.

8.2.1. Ajuste manual

Un método de ajuste consiste en establecer primero el valor del parámetro integral a cero. A continuación, se incrementa el parámetro proporcional hasta que la salida del lazo oscile. Se establece el parámetro proporcional a aproximadamente la mitad del valor configurado previamente. Seguidamente, se incrementa el parámetro integral hasta que el proceso se ajuste en el tiempo requerido, aunque subir mucho dicho parámetro puede causar inestabilidad [8].

8.2.2. Ajuste mediante métodos analíticos

Uno de los métodos más conocido e implementado por numerosos controladores PID comerciales basan su autotuning en alguno de estos métodos. Uno

de ellos es el método de Ziegler Nichols en lazo abierto o el método de las oscilaciones sostenidas. Este método consiste en obtener la respuesta de la señal medida a una perturbación con controlador proporcional. Se observa la respuesta y si es amortiguada, se incrementa la ganancia hasta lograr oscilaciones sostenidas (oscilación con amplitud constante) [8].

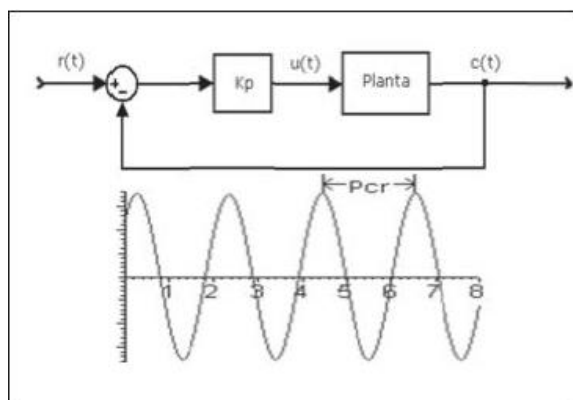


Figura 139. Oscilación sostenida. Fuente: [32]

La ganancia del controlador (proporcional) en este caso se denomina “Ganancia Última” o crítica y se nota K_{cr} y el período de la oscilación se llama “Período Último” o de oscilación crítico y se nota como P_{cr} . Los valores recomendados de sintonización son:

Tipo	K_p	T_i	T_d
P	$0,5K_{cr}$	inf	0
PI	$0,45K_{cr}$	$P_{cr}/1,2$	0
PID	$0,6K_{cr}$	$0,5P_{cr}$	$0,125P_{cr}$

Tabla 33. Parámetros PID método Ziegler Nichols. Fuente: [32]

Se incluye en los anexos diferentes metodologías de ajuste de este tipo de control en función de la planta y de los resultados deseados.

8.2.3. Simulación del algoritmo de control

Como ya se ha comentado, el algoritmo de control seleccionado es el control PI y su implementación se llevará a cabo mediante Simulink. El control PI se realizará sobre la variable de la corriente tanto para el caso del reductor como para el caso del elevador. Las constantes del controlador PI se obtienen mediante el método Ziegler Nichols.

Modo reductor

Antes de realizar la simulación es necesario mostrar las dos partes de las que se compone la simulación. En primer lugar, se encuentra el circuito propiamente dicho, configurado en modo reductor. Dispone de múltiples scope para visualizar las diferentes formas de onda de las señales y display para visualizar el valor medio de la señal. También se muestra la librería powergui que se utiliza para la simulación de electrónica de potencia en Simulink. El modelo que se utiliza para resolver el sistema es el ode23.

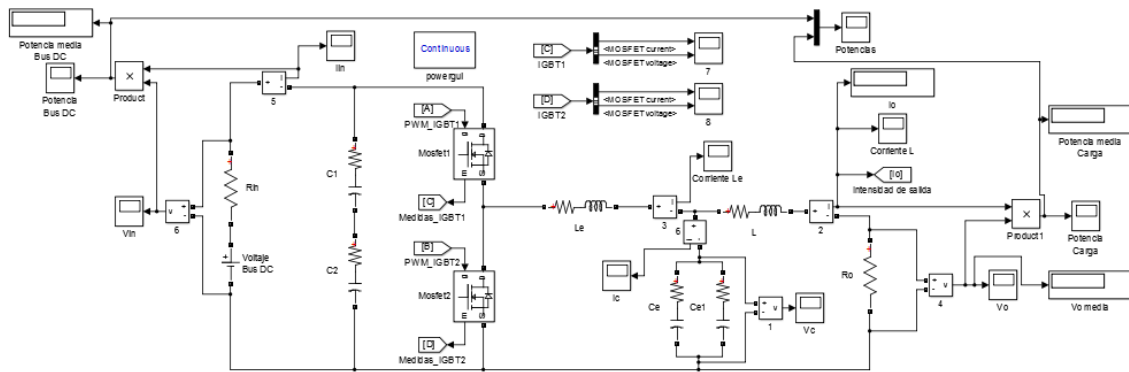


Figura 140. Prototipo modo reductor, Simulink.

En segundo lugar, se encuentra la parte del controlador PI. Inicialmente se mide la corriente real que circula por la carga y se le resta a la intensidad de referencia que será el parámetro que se desea establecer. Se puede observar el error producido entre ambas señales. Seguidamente se encuentra el controlador PI propiamente dicho y un saturador que convierte los valores de la señal de 0 a 1. Para producir las señales PWM que se deben introducir en los dos transistores es necesaria una señal triangular de frecuencia 15 kHz y un operador mediante los cuales se genere dichas señales PWM.

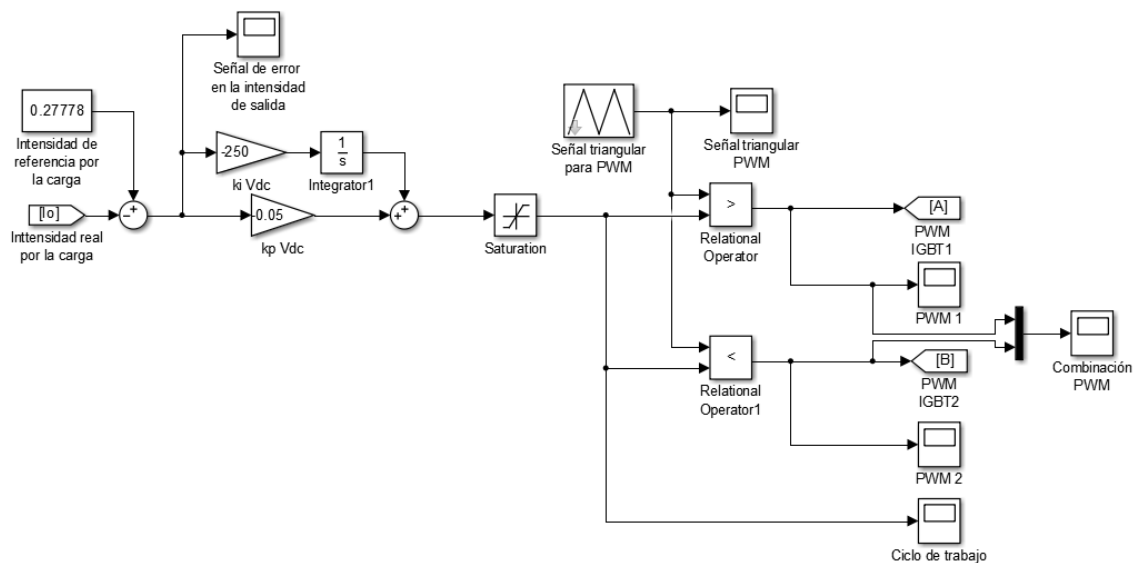


Figura 141. Realimentación en corriente modo reductor, Simulink.

A continuación, se realiza la simulación mostrando los resultados obtenidos. Se pretende conseguir que el circuito trabaje con un ciclo de trabajo del 33 %, es decir, que a la salida haya una tensión de 20 V y una corriente de 277,78 mA.

En las dos siguientes figuras se muestra tanto el voltaje de salida como la intensidad de salida que en este caso resultan tener la misma forma de onda debido que se trata de una carga meramente resistiva. Se trata de un sistema subamortiguado. Una vez la señal se ha estabilizado la señal del voltaje de salida, se observa que tiene un voltaje medio de 19,85 V y un rizado pico a pico en tensión de 3,8 V. En el caso de la intensidad de salida, una vez estabilizada, se observa que tiene una corriente media de 275,7 mA y un rizado pico a pico en corriente de 60,1 mA. Los parámetros que describen este sistema son:

- Tiempo de subida, t_r : se define como el tiempo transcurrido en alcanzar por primera vez el valor de consigna. Tanto para el voltaje como para la corriente de salida es de 274 μ s.
- Sobredisparo, M_p : se define como el valor de pico máximo de la salida ponderado con el valor final. En el caso del voltaje de salida es de 53,97 V, mientras que para el caso de la intensidad de salida es de 749,6 mA.
- Tiempo de pico, t_p : se define como intervalo de tiempo en darse la máxima amplitud de salida. Tanto para el voltaje como para la corriente de salida es de 620,5 μ s.
- Tiempo de establecimiento, t_s : se define como el tiempo que el sistema necesita en alcanzar un error del 10 %, según criterio, del valor final del régimen permanente. Tanto para el voltaje como para la corriente de salida es de 102,3 ms.

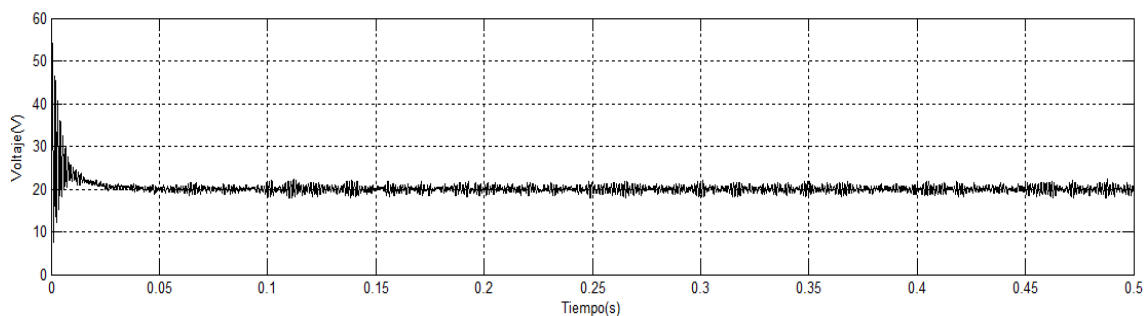


Figura 142. Voltaje de salida realimentación modo reductor, Simulink.

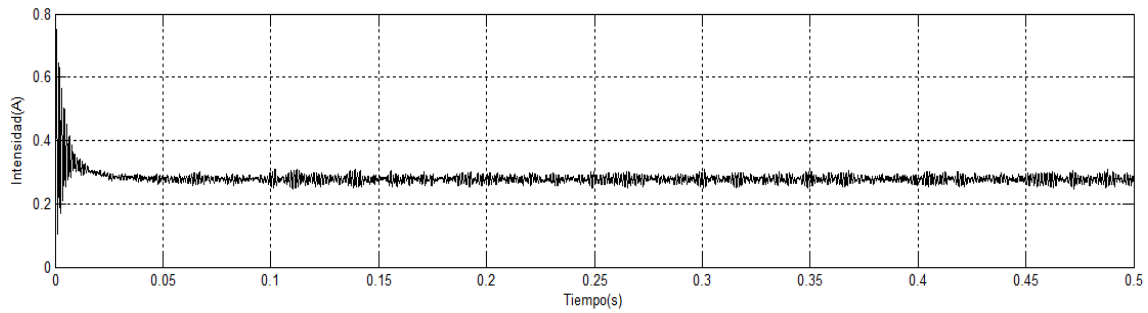


Figura 143. Intensidad de salida realimentación modo reductor, Simulink.

La señal error muestra la diferencia existente entre la corriente de referencia y la corriente real medida en el circuito. Se observa como a medida que transcurre el tiempo el error entre ambas señales tiende a cero existiendo una pequeña oscilación cuando la señal se ha estabilizado.

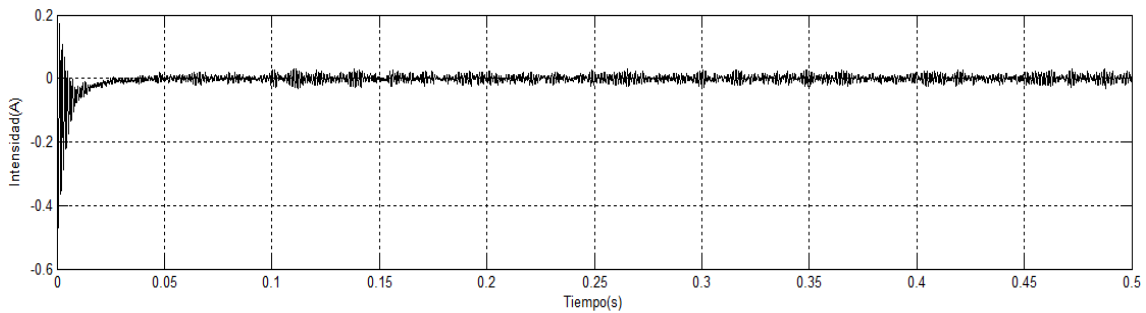


Figura 144. Señal error realimentación modo reductor, Simulink.

Las señales PWM que se obtienen después del controlador PI. El instante captado de ambas señales es cuando la señal se ha estabilizado y el ciclo de trabajo es de en torno al 33 % referenciado al transistor 1. La señal cuyo trazado es de color azul corresponde a la señal PWM que se le suministra al transistor 1, mientras que la señal cuyo trazado es de color negro corresponde a la señal PWM que se le suministra al transistor 2.

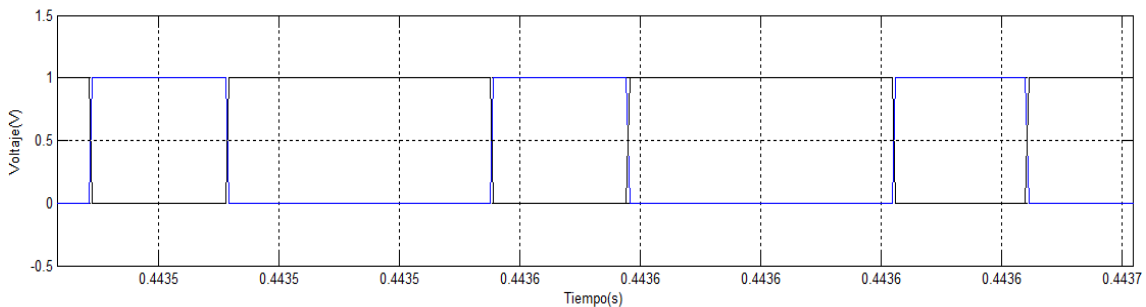


Figura 145. Señales PWM realimentación modo reductor, Simulink.

El ciclo de trabajo es el parámetro de control del circuito ya que es el encargado de controlar el funcionamiento de los transistores. Se trata de un sistema sobreamortiguado. Las características de este sistema son las siguientes:

- Tiempo de subida, t_r : se define como el tiempo transcurrido entre que la señal supera el 10 % del valor de consigna (600 μ s) hasta que llega al 90 % del valor de consigna (22,51 ms). El tiempo de subida es de 21,91 ms.
- Tiempo de establecimiento, t_s : se define como el tiempo que el sistema necesita en alcanzar un error del 2 %, según criterio, del valor final del régimen permanente. El tiempo de establecimiento será de 36,72 ms.

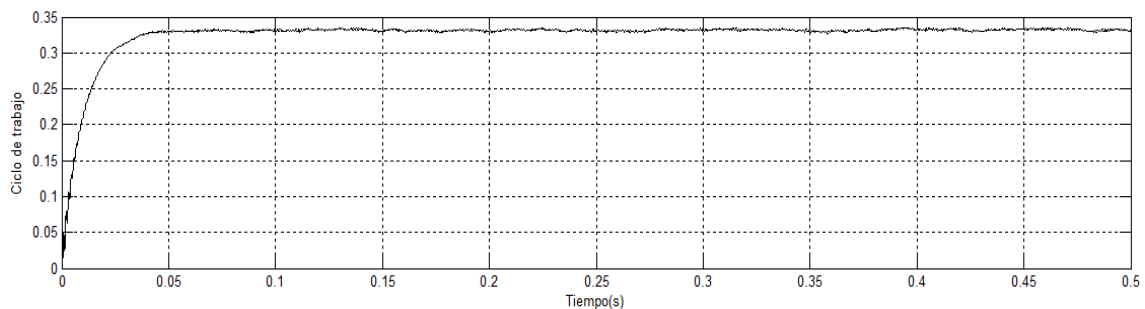


Figura 146. Ciclo de trabajo realimentación modo reductor, Simulink.

Para comprobar el correcto funcionamiento del sistema se debe someter a perturbaciones y comprobar cuál es la respuesta del sistema a las mismas. Para ello se introduce un generador de números aleatorios para establecer diferentes valores de corriente de referencia a lo largo del tiempo. Este generador aleatorio genera números en un intervalo de 0 A (intensidad mínima) y 0,416 A (intensidad máxima) cada 100 ms. A continuación, se muestran los valores de consignas introducidos y respuesta del sistema.

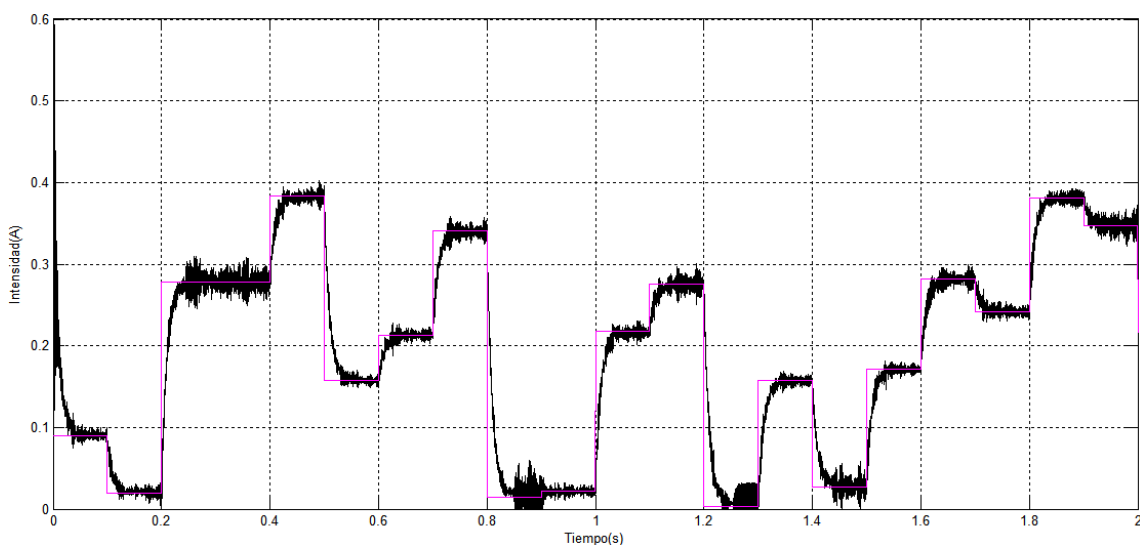


Figura 147. Respuesta del sistema ante un escalón múltiple modo reductor, Simulink.

Como se puede observar en la figura anterior, el sistema presenta una buena respuesta ante las perturbaciones alcanzando los valores de consigna rápidamente. La señal cuyo trazado es de color violeta corresponde con la intensidad de referencia, mientras que la señal con trazado negro corresponde a la intensidad real a la salida. Se observa como el sistema sigue al valor de consigna perfectamente, pero al inicio el sistema presenta un mal comportamiento debido a que inicialmente la salida está a 60 V y debe bajar hasta el valor de consigna. Otro problema que presenta es que una vez que la señal ha alcanzado el valor de consigna y se ha estabilizado, existe una oscilación considerable sobre el valor de la consigna.

El sistema presenta una buena respuesta ante las perturbaciones cada 100 ms por lo que se lleva al límite para el cual deja de realizar una buena respuesta ante las perturbaciones. El límite se encuentra al introducir las perturbaciones cada 50 ms y el sistema responde de la siguiente manera:

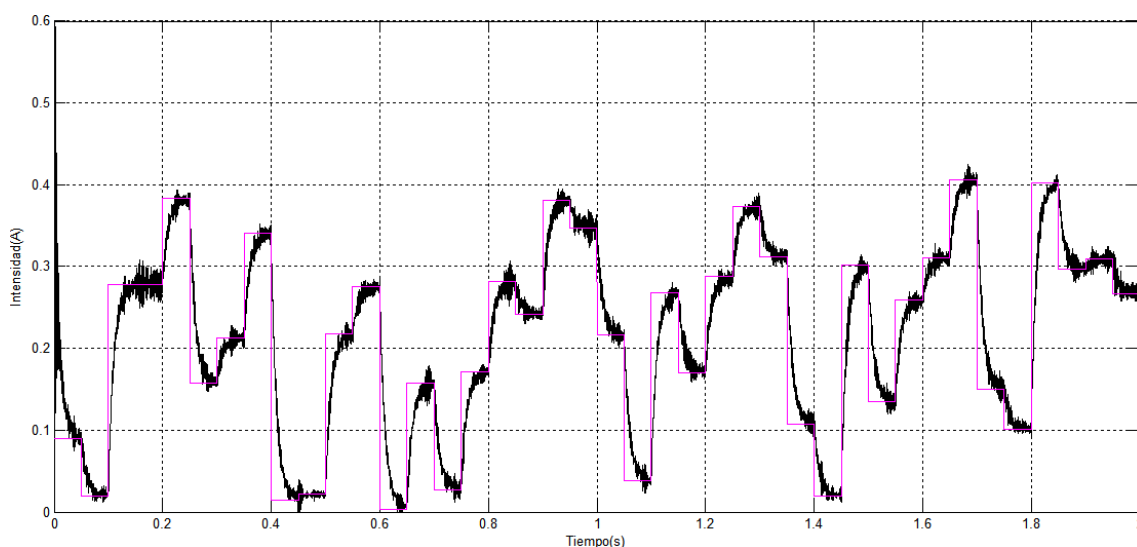


Figura 148. Respuesta del sistema una perturbación cada 50 ms modo reductor, Simulink.

También se puede introducir una perturbación cada 10 ms observando como el sistema no es capaz de seguir al valor de consigna y obteniéndose una mala respuesta.

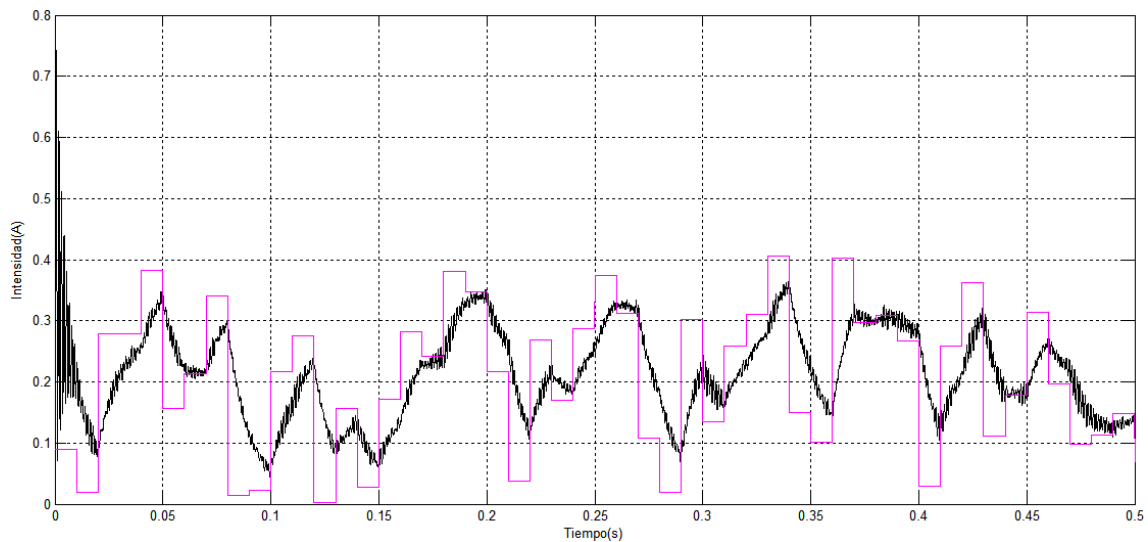


Figura 149. Respuesta del sistema una perturbación cada 10 ms modo reductor, Simulink.

Modo elevador

A continuación, se vuelven a mostrar los dos elementos que conforman la simulación. En primer lugar, se encuentra el circuito propiamente dicho, configurado en modo elevador. Dispone de múltiples scope para visualizar las diferentes formas de onda de las señales y display para visualizar el valor medio de la señal. También se muestra la librería powergui que se utiliza para la simulación de electrónica de potencia en Simulink. El modelo que se utiliza para resolver el sistema es el ode23.

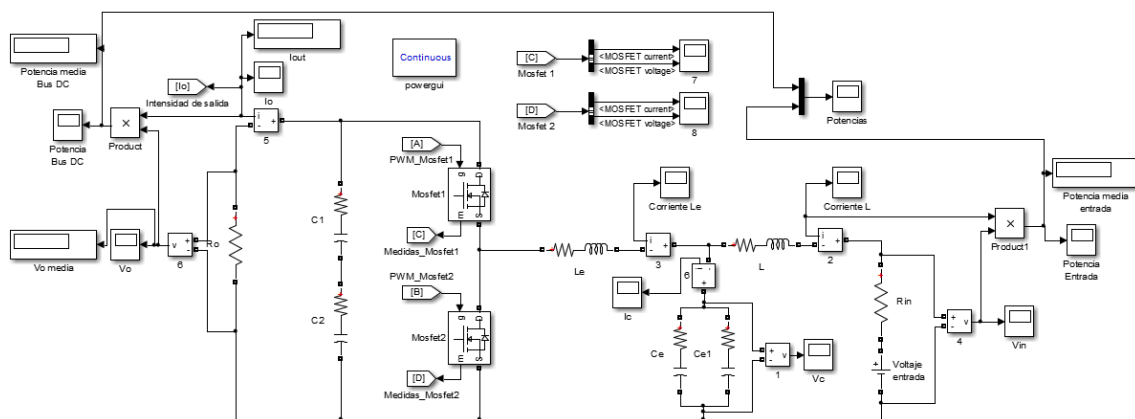


Figura 150. Prototipo modo elevador, Simulink.

En segundo lugar, se encuentra la parte del controlador PI. Se mide la corriente real que circula por la carga y se le resta a la intensidad de referencia que será el parámetro que se desea establecer. Se puede observar el error producido entre ambas señales. Seguidamente se encuentra el controlador PI propiamente dicho, con parámetros distintos al caso del reductor, y un saturador que convierte los valores de la señal de 0 a 1. Para producir las señales PWM que se deben introducir en los dos

transistores es necesaria una señal triangular de frecuencia 15 kHz y un operador mediante los cuales se genere dichas señales PWM.

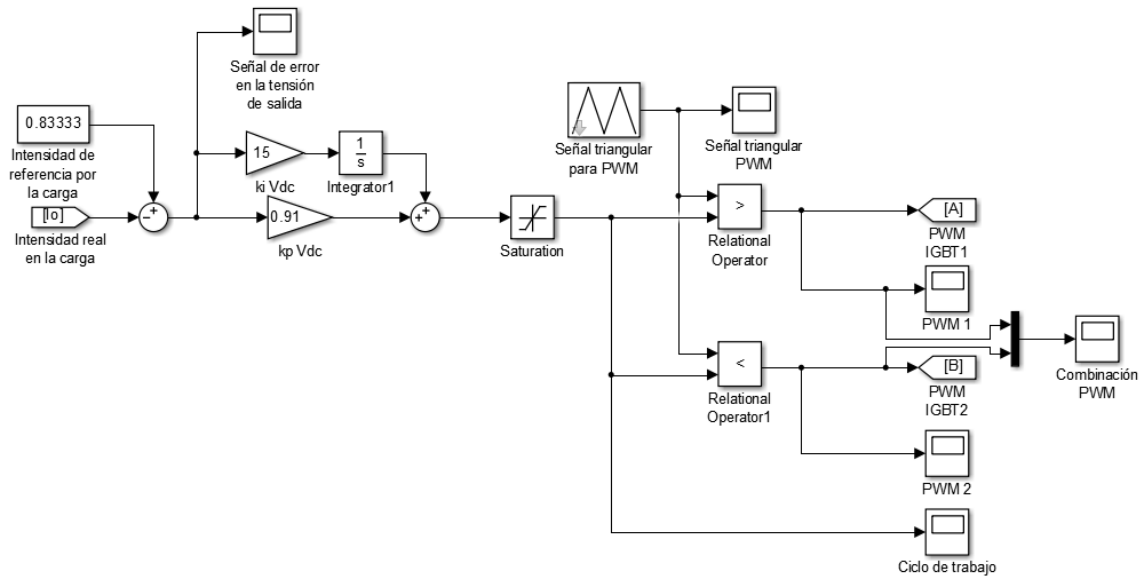


Figura 151. Realimentación en corriente modo elevador, Simulink.

A continuación, se realiza la simulación mostrando los resultados obtenidos. Se pretende conseguir que el circuito trabaje con un ciclo de trabajo del 66 %, es decir, que a la salida (bus DC) haya una tensión de 60 V y una corriente de 833,33 mA.

En las dos siguientes figuras se muestra tanto el voltaje de salida como la intensidad de salida que en este caso resultan tener la misma forma de onda debido que se trata de una carga únicamente resistiva. Se trata de un sistema subamortiguado. Una vez la señal se ha estabilizado la señal del voltaje de salida, se observa que tiene un voltaje medio de 60,2 V y un rizado pico a pico en tensión de 1,5 V. En el caso de la intensidad de salida, una vez estabilizada, se observa que tiene una corriente media de 836,1 mA y un rizado pico a pico en corriente de 21 mA. Los parámetros que describen este sistema son:

- El tiempo de subida tanto para el voltaje como para la corriente de salida es de 124,8 ms.
- El sobredisparo en el caso del voltaje de salida es de 58,43 V, mientras que para el caso de la intensidad de salida es de 811,5 mA.
- El tiempo de pico tanto para el voltaje como para la corriente de salida es de 6,1 ms.
- El tiempo de establecimiento, t_s : se define como el tiempo que el sistema necesita en alcanzar un error del 5 %, según criterio, del valor final del régimen permanente. Tanto para el voltaje como para la corriente de salida es de 54,65 ms.

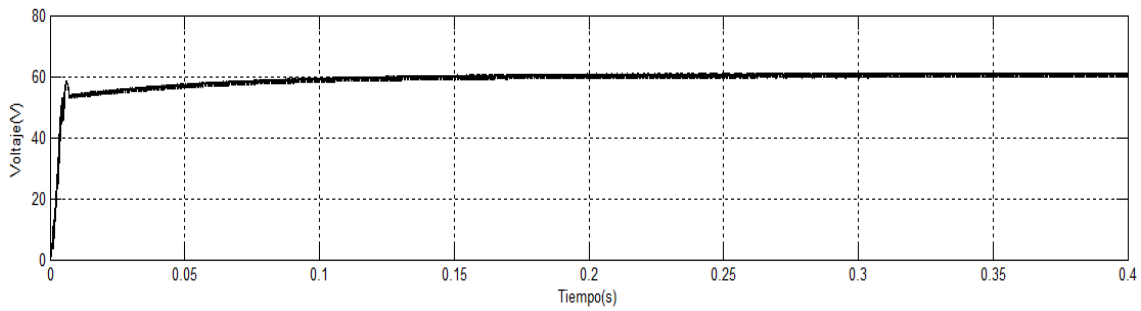


Figura 152. Voltaje de salida realimentación modo elevador, Simulink.

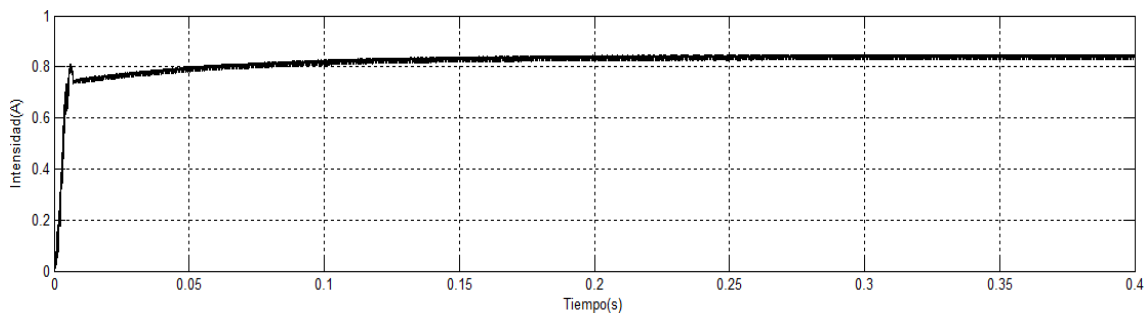


Figura 153. Intensidad de salida realimentación modo elevador, Simulink.

La señal error muestra la diferencia existente entre la corriente de referencia y la corriente real medida en el circuito. Se observa como a medida que transcurre el tiempo el error entre ambas señales tiende a cero existiendo una pequeña oscilación cuando la señal se ha estabilizado. Se observa que la señal error presenta el mismo comportamiento que intensidad de salida, pero estabilizándose en cero.

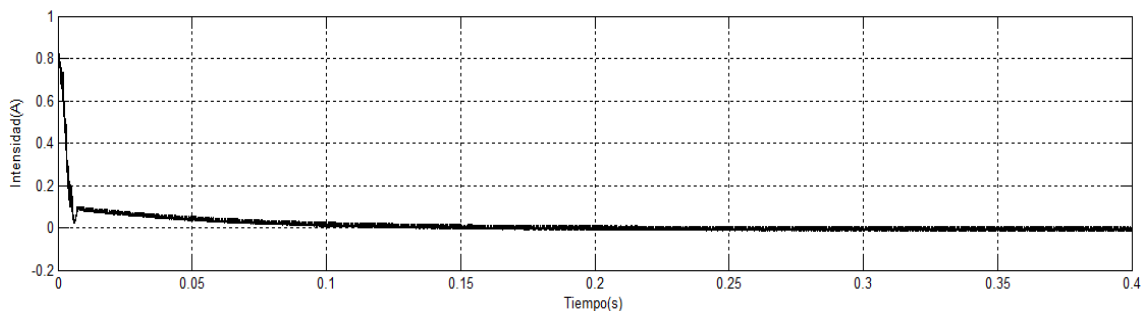


Figura 154. Señal error realimentación modo elevador, Simulink.

Las señales PWM que se obtienen después del controlador PI. El instante captado de ambas señales es cuando la señal se ha estabilizado y el ciclo de trabajo es de en torno al 33 % referenciado al transistor 1. La señal cuyo trazado es de color azul corresponde a la señal PWM que se le suministra al transistor 1, mientras que la señal cuyo trazado es de color negro corresponde a la señal PWM que se le suministra al transistor 2.

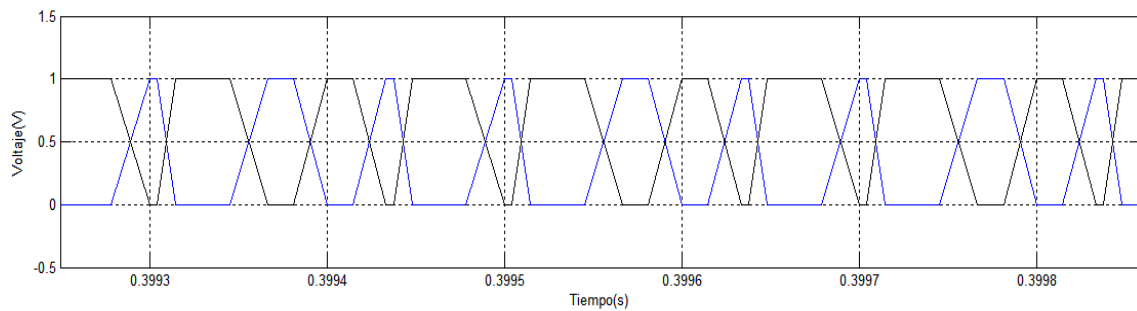


Figura 155. Señales PWM realimentación modo elevador, Simulink.

El ciclo de trabajo es el parámetro de control del circuito ya que es el encargado de controlar el funcionamiento de los transistores. Se trata de un sistema subamortiguado. Las características de este sistema son las siguientes:

- El tiempo de subida es de ms.
- El sobredisparo es de 0,0612, es decir, un ciclo de trabajo del 6,12 %.
- El tiempo de pico es de 6,1 ms.
- El tiempo de establecimiento, t_s : se define como el tiempo que el sistema necesita en alcanzar un error del 5 %, según criterio, del valor final del régimen permanente. Tanto para el voltaje como para la corriente de salida es de 7,8 ms.

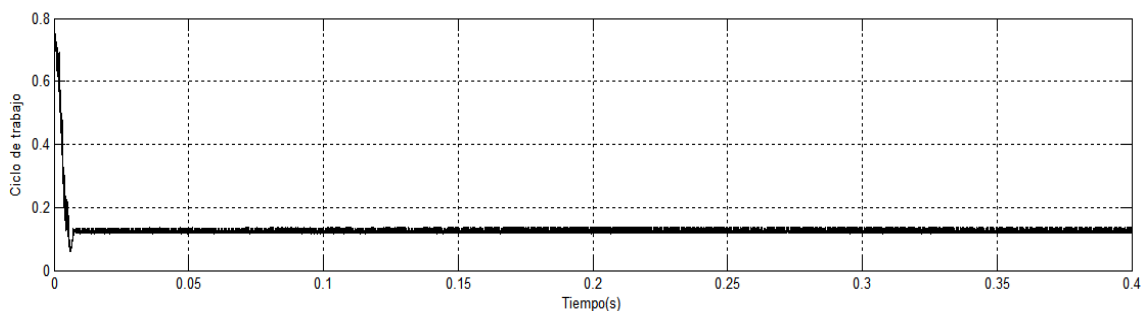


Figura 156. Ciclo de trabajo realimentación modo elevador, Simulink.

Para comprobar el correcto funcionamiento del sistema se debe someter a perturbaciones y comprobar cuál es la respuesta del sistema a las mismas. Para ello se introduce un generador de números aleatorios para establecer diferentes valores de corriente de referencia a lo largo del tiempo. Este generador aleatorio genera números en un intervalo de 0,556 A (intensidad mínima) y 1 A (intensidad máxima) cada 100 ms. A continuación, se muestran los valores de consignas introducidos y respuesta del sistema.

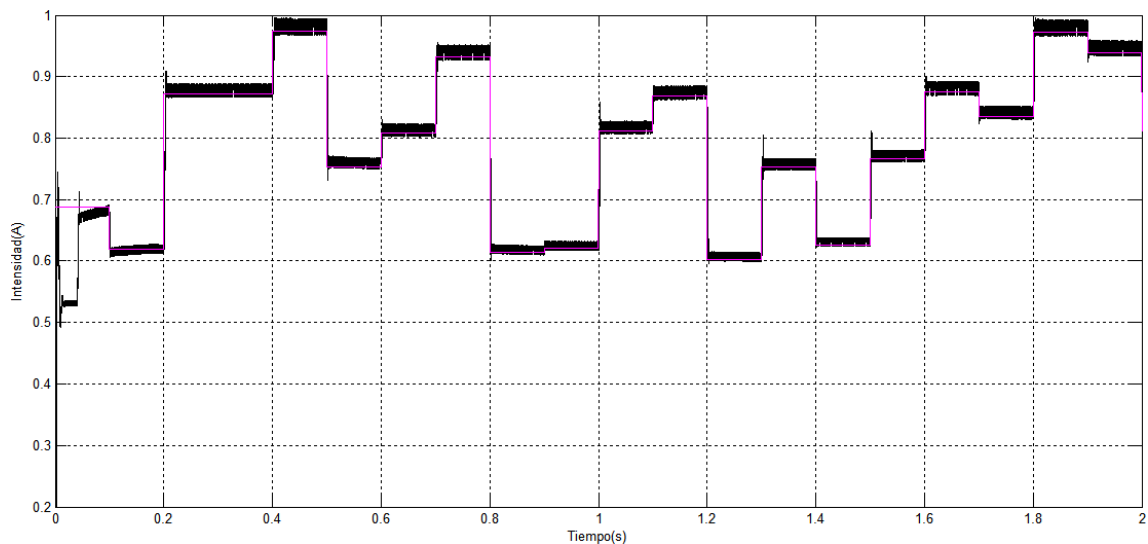


Figura 157. Respuesta del sistema ante un escalón múltiple modo elevador, Simulink.

Como se puede observar en la figura anterior, el sistema presenta una muy buena respuesta ante las perturbaciones alcanzando los valores de consigna rápidamente. La señal cuyo trazado es de color violeta corresponde con la intensidad de referencia, mientras que la señal con trazado negro corresponde a la intensidad real a la salida. Se observa como el sistema sigue al valor de consigna perfectamente, pero al inicio el sistema presenta un mal comportamiento. Este mal comportamiento se debe a que los diferentes elementos necesitan un tiempo inicial para cargarse o conducir con la intensidad que se le solicita. Este problema podría solucionarse con una precarga inicial.

El sistema presenta una muy buena respuesta ante las perturbaciones cada 100 ms por lo que se lleva al límite para el cual deja de realizar una buena respuesta ante las perturbaciones. El límite se encuentra al introducir las perturbaciones cada 50 ms y el sistema responde la siguiente manera:

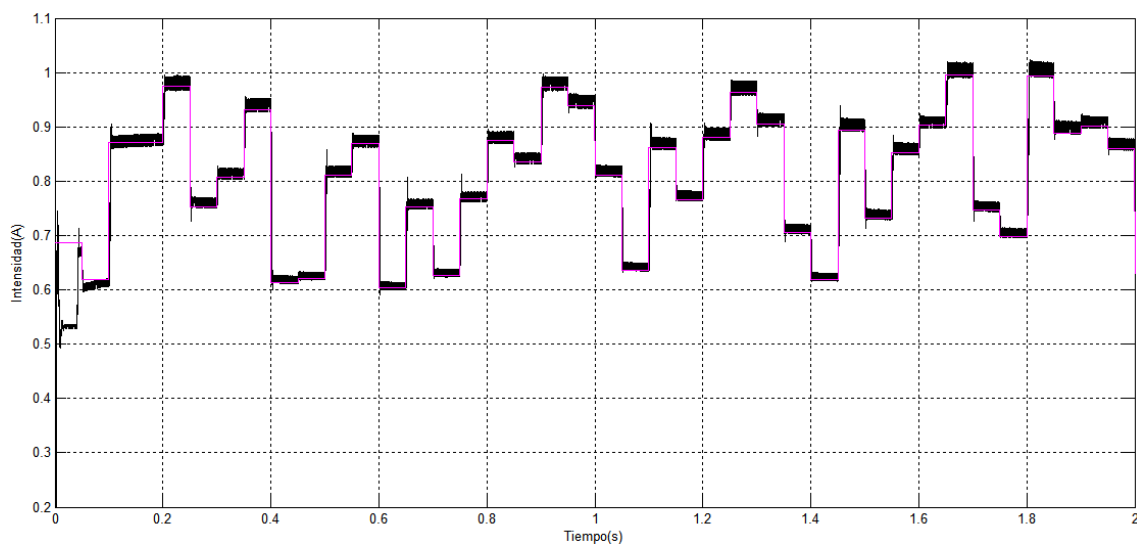


Figura 158. Respuesta del sistema una perturbación cada 50 ms modo elevador, Simulink.

También se puede introducir una perturbación cada 10 ms observando como el sistema no es capaz de seguir al valor de consigna y obteniéndose una mala respuesta.

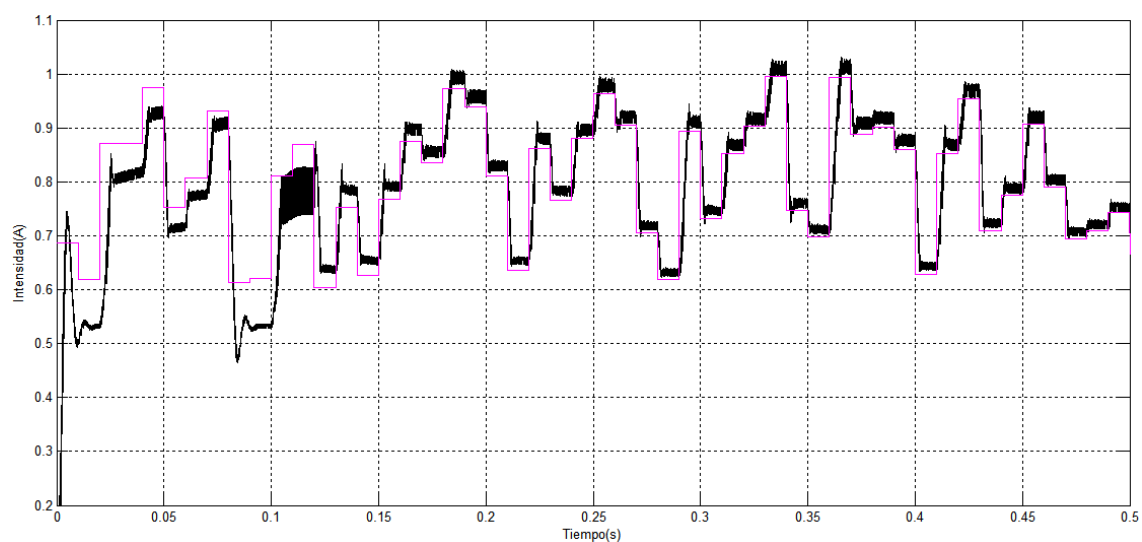


Figura 159. Respuesta del sistema una perturbación cada 10 ms modo elevador, Simulink.

9. Resultados experimentales

9.1. Diseño interfaz ControlDesk, Simulink y MicroLabBox

Para el control del prototipo del convertidor bidireccional es necesario diseñar una interfaz que permita tanto mostrar cómo controlar los principales parámetros. Para ello, se van a utilizar tres plataformas diferentes. En primer lugar, la MicroLabBox que será la encargada de llevar las señales del CREE al ordenador. En segundo lugar, la plataforma Simulink de MATLAB que se encargará de acondicionar dichas señales y dejarlas preparadas para su visualización. En tercer lugar, el software ControlDesk en el que se crea un entorno gráfico para mostrar los principales parámetros.

9.1.1. MicroLabBox

Como ya se ha mencionado, será la encargada de recoger todas señales de los traductores de corriente y tensión que se encuentran en el CREE y transmitirlos a las E/S analógicas de la MicroLabBox. También se encarga de realizar la función inversa llevando las salidas digitales, el PWM del CREE y la señal del relé, a sus correspondientes destinos desde la MicroLabBox.

Como se puede observar en la siguiente imagen, en la parte superior se observan los 4 conectores de entrada del tipo BNC, dos correspondientes a los dos traductores de tensión y las otras dos correspondientes a los otros dos traductores de corriente. También se observa en la zona inferior de la figura un conector E/S del tipo Sub-D 50 del que actúan dos señales digitales de salida. Una de ellas será la correspondiente al PWM que se debe introducir al CREE, mientras que la otra se encargará del control del relé.

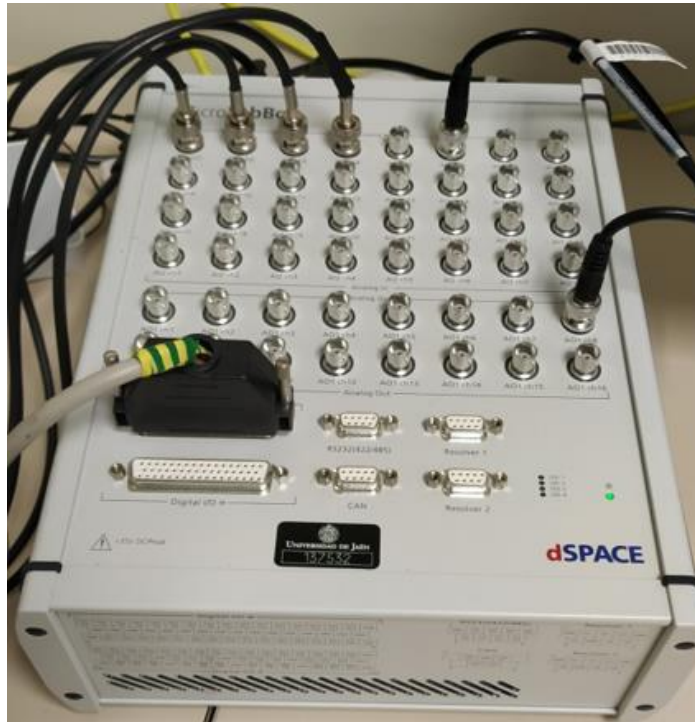


Figura 160. Fotografía MicroLabBox.

9.1.2. Simulink

Una vez que las señales se encuentran en la MicroLabBox se utiliza Simulink para acondicionarlas. Para poder leer las señales procedentes de la MicroLabBox se necesita la RTI que, como ya se ha explicado, es una interfaz en tiempo real para Simulink que permite tanto leer como escribir en las E/S. En la siguiente figura se muestra el diagrama de bloques realizado en Simulink para el acondicionamiento de las señales.

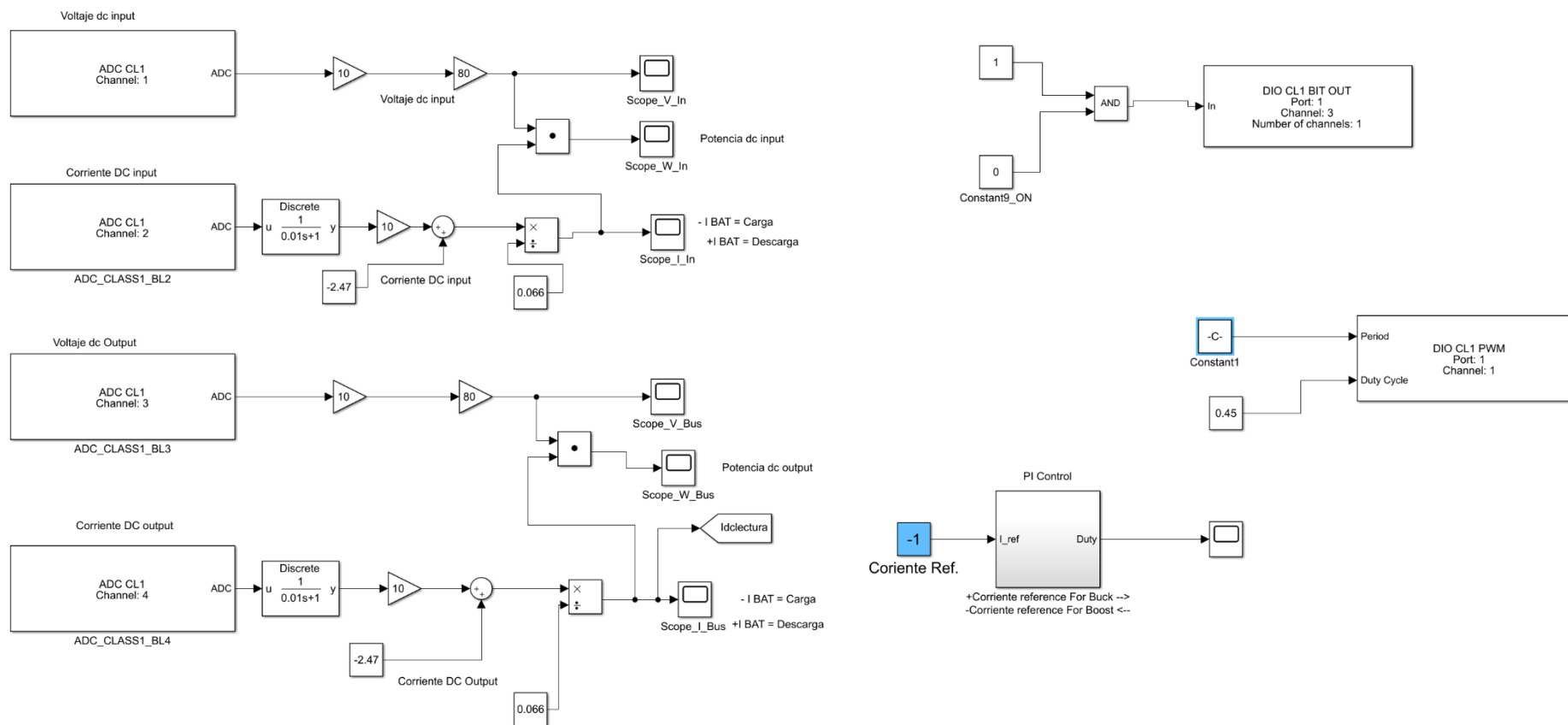


Figura 161. Diseño acondicionamiento de las señales Simulink con RTI.

En la figura anterior se muestra el diseño para el acondicionamiento de las señales tanto leídas como escritas por la MicroLabBox. Se comienza analizando la parte superior izquierda de la figura donde se encuentra el acondicionamiento del voltaje y la corriente de entrada. Para poder leer ambas señales se incorpora el bloque de RTI en el que sencillamente se escoge el canal en el que se ha conectado la señal analógica. Para el caso del voltaje de entrada se debe multiplicar por dos bloques de ganancia. El primer bloque tendrá una ganancia de 10 debido a que la señal que se transmite a la MicroLabBox va de 0 a 1. El segundo bloque es de ganancia 80 ya que para la tensión máxima que se puede leer es de 500 V y la señal máxima que se transmite es de 6,25 V, por lo que su cociente es 80. En cuanto a la corriente de entrada, se le aplica un filtro discreto paso baja de primer orden cuya frecuencia de corte es 100 Hz con el fin de eliminar el ruido. Posteriormente, se multiplica por la del bloque de ganancia de 10 por la misma razón que en el caso anterior y se le resta por una constante de -2,47. Esta constante se debe a que el traductor de corriente da una salida de 0 a 5 V permitiendo medir unas corrientes de ± 30 A. Por lo que será 5 V a 30 A, 0 V a -30 A y 2,5 V a 0 A. Calibrando el sensor de forma manual se ha optado por restar 2,47 V de manera que se obtenga un voltaje que va desde 2,5 V a -2,5 V. Para finalizar, se divide por una constante de valor 0,066, que será la sensibilidad del traductor y se obtendrá en valor de la corriente en amperios. Para obtener la potencia de entrada se multiplica el valor de la corriente por el de la tensión, ambas acondicionadas. Para visualizar cada una de las señales se añade un scope que, además, servirá para introducir las señales en el ControlDesk.

En la parte inferior izquierda se encuentra la tensión y corriente de salida cuyo acondicionamiento es el mismo que en el caso anterior.

En la parte superior derecha se encuentra el control del relé. Se trata de una salida digital con la que se decide si el relé deja pasar la corriente o no. Es necesario seleccionar el canal por el que la señal saldrá.

Debajo del control del relé se encuentra el control PWM. Se trata de una salida digital especial para PWM que se introduce gracias a RTI y se selecciona el canal correspondiente. Dispone de dos variables de entrada. El periodo de conmutación con el que se desea trabajar y un ciclo de trabajo inicial que será de 0,45, pero que posteriormente se puede modificar.

En la parte inferior izquierda se encuentra el control PI. Se introduce un coeficiente de referencia que será -1 en caso de trabajar como elevador y +1 en caso de trabajar como reductor, y una salida que será el ciclo de trabajo.

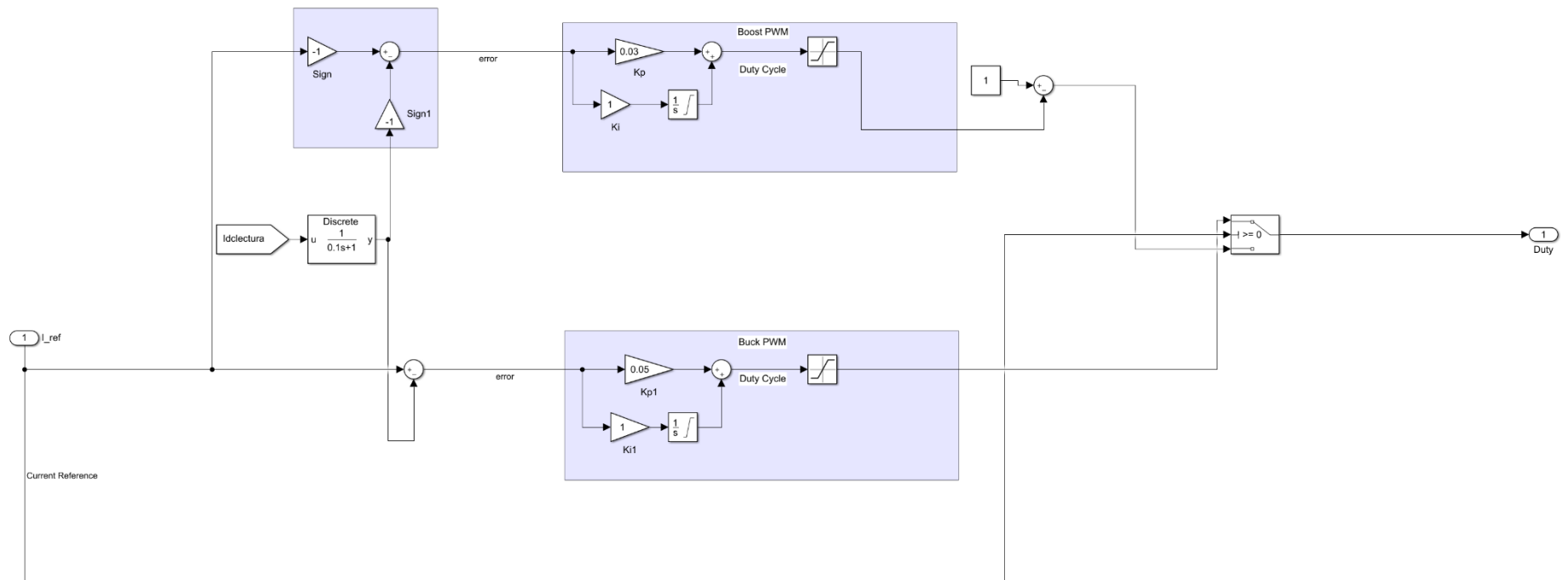


Figura 162. Diseño control PI Simulink.

Para el control PI existen tres bloques principales. Dos de los bloques serán el control PI tanto para el elevador como para el reductor, que serán iguales, pero cambiando los valores de las constantes k_p y k_i . El tercer bloque será el que seleccione cuál de los dos controles debe actuar.

La corriente es leída por “Idclectura” y se le aplica un filtro discreto de primer orden cuya frecuencia de corte de 10 Hz. Seguidamente, se selecciona que controlador funciona en función de si la corriente es positiva o negativa.

Los controles PI disponen de dos constantes, una proporcional y otra integral, que se deben calcular. A la salida del controlador PI se encuentra un saturador para proporcionar una señal entre 0 y 1. Por último, se selecciona el control PI que está funcionando y se obtiene la señal PWM.

9.1.3. ControlDesk

El software ControlDesk permite crear un entorno gráfico que proporciona acceso a la aplicación en tiempo real durante el tiempo de ejecución mediante instrumentos gráficos. Gracias a este software se ha creado un entorno donde visualizar las principales variables del sistema.

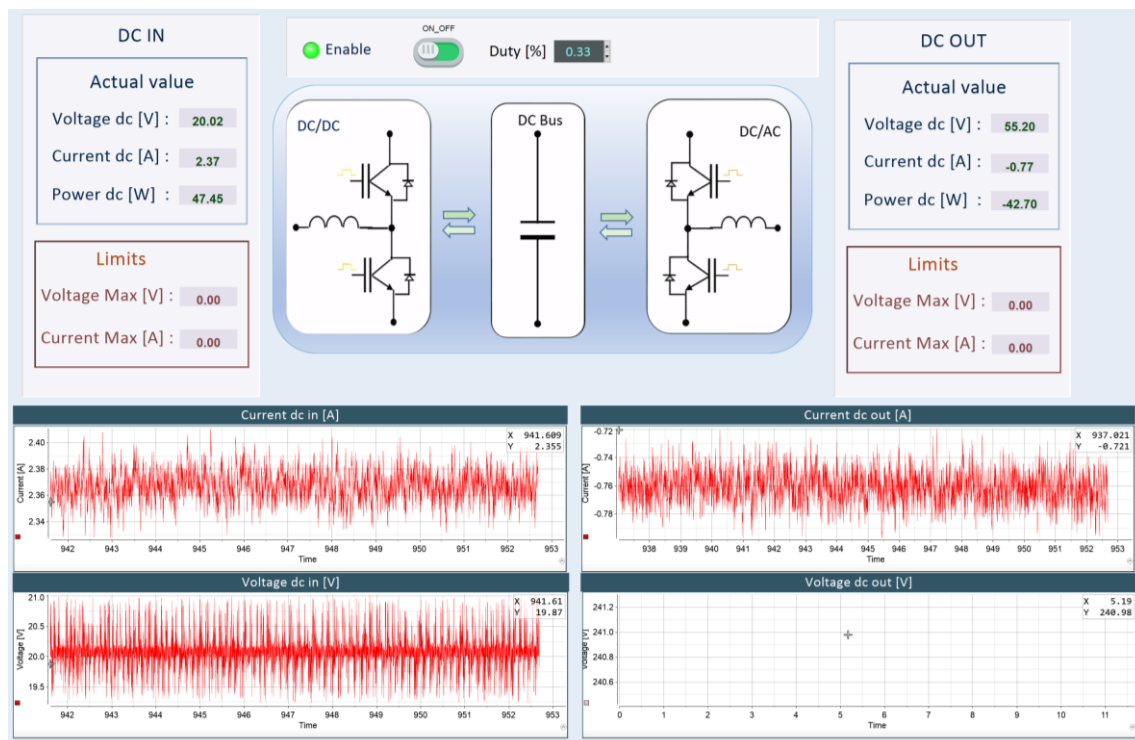


Figura 163. Entorno gráfico ControlDesk.

Como se puede observar en la figura anterior, se muestra el entorno gráfico de ControlDesk. En la parte superior izquierda se encuentran los valores del voltaje de entrada, la corriente de entrada y su potencia. Para mostrar dichos valores en tiempo

real se debe vincular el display donde se muestran los valores con la variable del scope de Simulink correspondiente. Más abajo se pueden ver unos displays para establecer unos límites tanto de tensión como de intensidad a la entrada. En la parte superior derecha se encuentran las mismas variables, pero en este caso para la salida. Se configuran nuevamente con los scopes de Simulink para sus correspondientes medidas.

En la parte central superior se encuentra un interruptor de apagado o encendido para que mande el nuevo ciclo de trabajo y se empiecen a visualizar los valores. También hay una luz indicativa junto a un texto que estará encendida y pondrá "Enable" cuando el sistema esté en funcionamiento, y estará apagada y pondrá "Disenable" cuando el sistema no esté en funcionamiento. Se puede observar un cajetín donde se puede escribir o seleccionar el ciclo de trabajo con el que se desea trabajar. Esta variable se sobrescribe en el ciclo de trabajo inicial marcado en Simulink.

En la parte central de la figura se encuentra un esquema de cómo es el circuito donde se visualiza el convertidor DC/DC, seguido del bus de DC y del inversor DC/AC. En este trabajo no se incluye el inversor y se incluirá en posteriores estudios.

En la parte inferior se muestran 4 gráficas que muestran los valores de tensión e intensidad de entrada y de tensión e intensidad de salida. A cada una de estas gráficas se le vincula una de las variables de los scopes de Simulink para que las represente en el tiempo.

Para que este programa pueda correr, primero se debe compilar el diagrama de bloques diseñado en Simulink y posteriormente este.

9.2. Dispositivos de medida

En este punto se realiza un breve resumen de los diferentes dispositivos que se utilizarán para llevar a cabo las distintas medidas. Los dispositivos de medida utilizados son los siguientes:

- **Fuente de alimentación.** Se trata de una fuente Dual 600W att DC Power Supply PowerFlex+ cuyo modelo es QP600DP de TTi. Permite un voltaje máximo de 80 V y una intensidad máxima de 50 A. Esta fuente será la encargada de suministrar la tensión y la corriente a la entrada cuyos valores aparecerán en las pantallas LDC de las que dispone.



Figura 164. Fotografía fuente de alimentación.

- **Multímetro.** Se trata de un multímetro de precisión cuyo modelo es 8846A de FLUKE. Será el encargado de medir el voltaje en los bornes de la resistencia y así obtener el voltaje de salida.

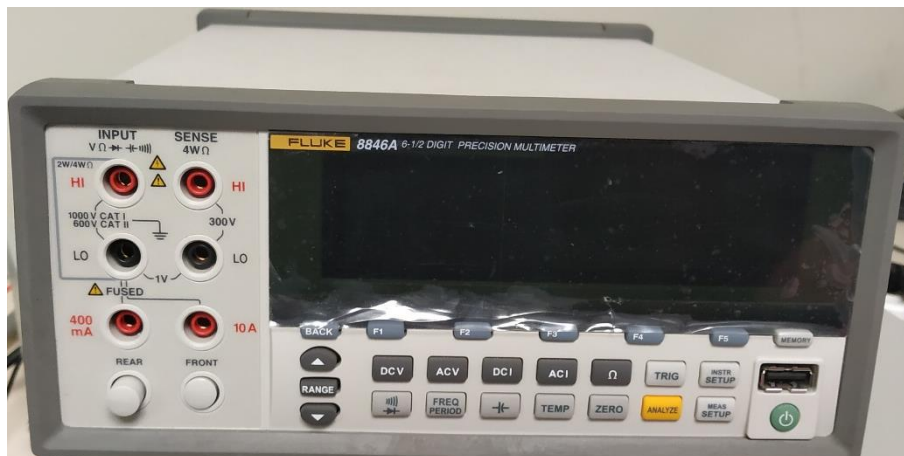


Figura 165. Fotografía multímetro.

- **Pinza amperimétrica.** Se trata de una pinza amperimétrica que permite medir corriente tanto en alterna como en continua, cuyo modelo es 80i-110s de FLUKE. Dispone de dos sensibilidades distintas: 100mV/A y 10 mV/A. Se ha escogido la sensibilidad de 100mV/A para obtener una mejor resolución. La pinza amperimétrica se conecta a un canal del osciloscopio y se obtiene un voltaje. Para obtener la intensidad que circula se debe multiplicar dicho voltaje por la sensibilidad escogida. El error de medida de la pinza se incrementa en función de la frecuencia de la señal. Al trabajar con una frecuencia de entre 5 kHz a 20 kHz y una sensibilidad de 100 mV/A, el error será del 12%. Para conocer el error en cualquier otro estado de funcionamiento se puede consultar el datasheet del dispositivo.



Figura 166. Fotografía pinza amperimétrica.

- **Osciloscopio.** Se trata de un osciloscopio de cuatro canales cuyo modelo es TPS 2024B de Tektronix. Se utilizará para medir los diferentes parámetros de la intensidad que circula por la inductancia L_e , el voltaje a la salida de los MOSFET y el rizado pico a pico del voltaje de salida. Para medir los parámetros de la intensidad de la bobina se utiliza una pinza amperimétrica y su atenuación de la sonda de la pinza se configura en x1. La pantalla del osciloscopio se configura para mostrar el voltaje medio, el voltaje pico a pico, el valor máximo y mínimo de voltaje y la frecuencia de la señal. Este voltaje se convertirá manualmente en intensidad con la sensibilidad de la pinza amperimétrica. Otro de los canales se encarga de mostrar los parámetros del voltaje a la salida de los MOSFET para ello se conecta en dicho punto del circuito y la sonda se configura con una atenuación x10. El tercer canal se encarga para medir el rizado pico a pico del voltaje en la resistencia. Se configura el osciloscopio para mostrar la componente AC de dicha señal y la sonda tendrá una atenuación de x10. Para obtener el rizado se medirá el valor pico a pico con los cursores.



Figura 167. Fotografía osciloscopio.

- **ControlDesk.** Se trata de una pantalla para el control de las variables más significativas. Para realizar las medidas de tensión y corriente se han utilizado traductores de tensión y traductores de corriente. Las características de cada uno de estos dispositivos se han descrito con anterioridad. Se ha de tener en cuenta que dichos dispositivos presentan una menor precisión de medida que la fuente de alimentación o el multímetro, y por ello presentan una menor fiabilidad de medida. Los traductores de corriente presentan un mayor error cuando trabajan con corrientes pequeñas.

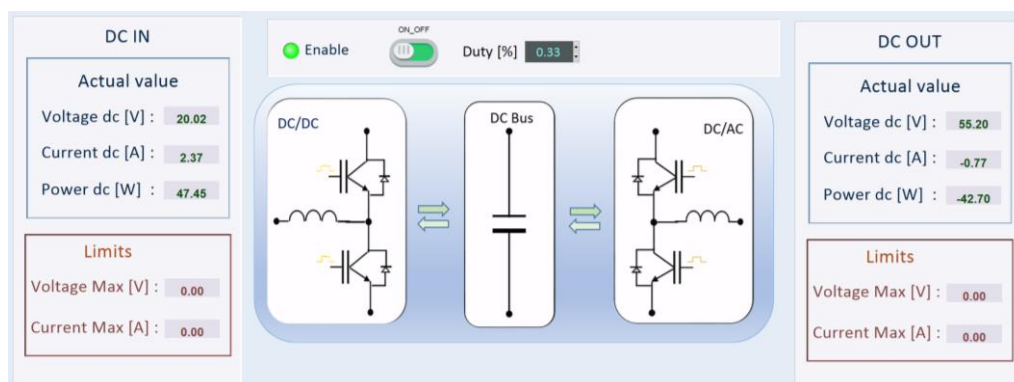


Figura 168. Fotografía ControlDesk.

9.3. Convertidor modo reductor

Se comienza realizando las medidas experimentales del prototipo en modo reductor. Para ello, se utiliza un voltaje de entrada de 60 V y se irá variando paulatinamente el ciclo de trabajo de lo MOSFET. Las medidas tomadas serán las correspondientes a los diferentes parámetros de la intensidad que circula por la

inductancia L_e , al voltaje a la salida de los MOSFET y al voltaje de salida, es decir, al voltaje de la resistencia.

Para realizar un estudio de cómo afecta la frecuencia de conmutación al funcionamiento de circuito se han realizado las simulaciones permaneciendo invariable el ciclo de trabajo, pero variando la frecuencia de conmutación. La frecuencia de conmutación variará entre 10 kHz y 15 kHz que son dos de las frecuencias comunes a las que habitualmente trabajan los convertidores bidireccionales. Tras analizar el comportamiento del circuito se mostrará una tabla resumen con todos los valores obtenidos comparando los diferentes comportamientos.

También se realizará un estudio acerca de cómo afecta el ciclo de trabajo de los MOSFET al funcionamiento del circuito, permaneciendo invariable la frecuencia de conmutación que se fija en 15 kHz. Tras analizar el comportamiento del circuito se mostrará una tabla resumen con todos los valores obtenidos.

Adicionalmente, se realizará un análisis comparativo de los diferentes resultados obtenidos mediante el cálculo teórico, la simulación y la experimentación. Se mostrará una tabla donde resumen las principales medidas a comparar.

9.3.1. Frecuencia de conmutación 10 kHz y ciclo de trabajo del 33%

Se comienza mostrando los resultados obtenidos en las simulaciones a una frecuencia de conmutación de 10 kHz y un ciclo de trabajo del 33% aplicado en el MOSFET situado en la zona superior. A modo de aclaración, aplicando un ciclo de trabajo al MOSFET superior del 33%, en el inferior se aplica el ciclo de trabajo complementario, es decir, del 66%.

En la siguiente figura se muestra la pantalla creada con el control ControlDesk, donde se pueden observar diferentes variables del sistema como son los voltajes de entrada y salida, las intensidades de entrada y salida y las potencias de entrada y salida. Para el modo reductor, las variables situadas bajo el título “DC OUT” corresponden con la entrada del sistema, y las variables situadas bajo el título “DC IN” corresponden con la salida.

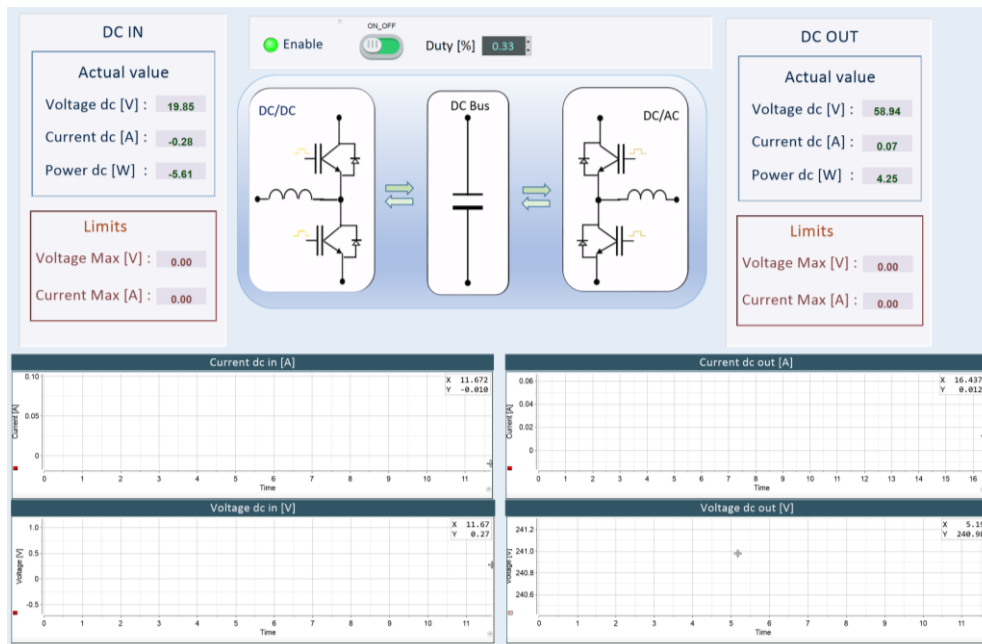


Figura 169. ControlDesk, reductor a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

En la figura mostrada a continuación se puede observar dos dispositivos. El dispositivo superior se trata de un multímetro que medirá el voltaje de salida del circuito, es decir, el voltaje de la resistencia. El otro dispositivo se trata de una fuente de alimentación que proporcionará el voltaje a la entrada del circuito.

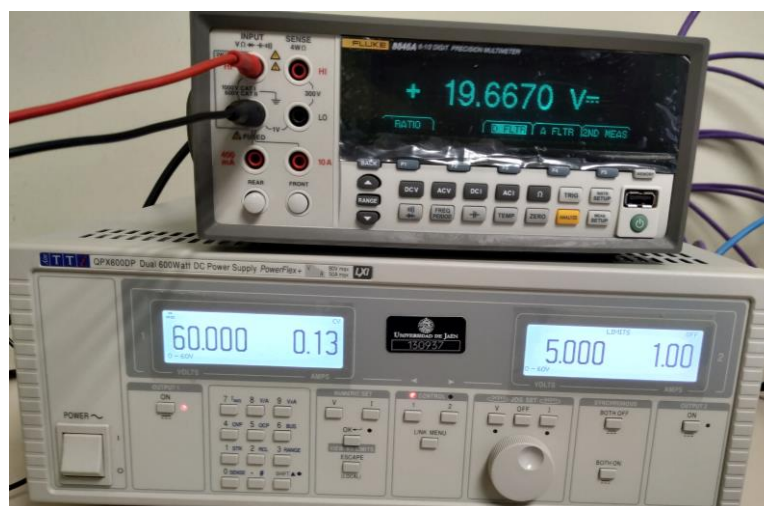


Figura 170. Multímetro y fuente de alimentación a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

Seguidamente se mostrarán las diferentes señales obtenidas mediante el osciloscopio. En primer lugar, se muestra la forma de onda de la intensidad que circula por la inductancia L_e , donde se puede observar el valor medio, el valor pico a pico, el valor máximo, el valor mínimo y la frecuencia de la señal.

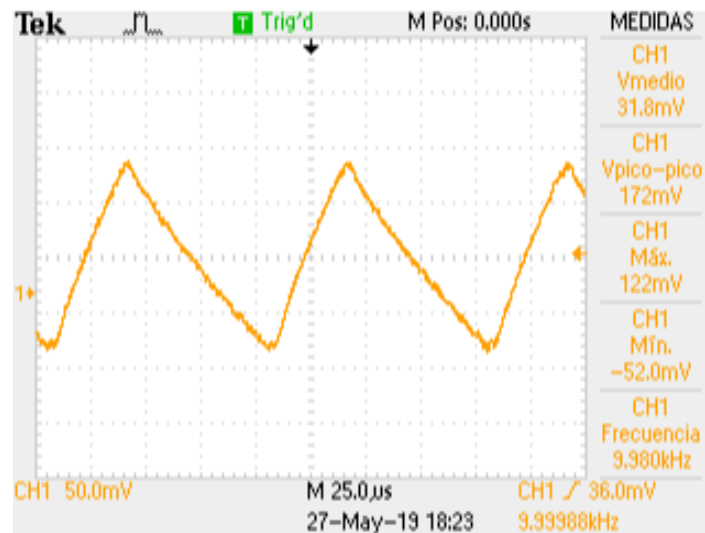


Figura 171. Intensidad inductancia L_e a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

En segundo lugar, se muestra la forma de onda del voltaje a la salida de los MOSFET, donde se puede observar el ancho de pulso positivo y el ancho de pulso negativo. Estos anchos de pulsos indican el valor del ciclo de trabajo suministrado coincidiendo dicho valor con el esperado.

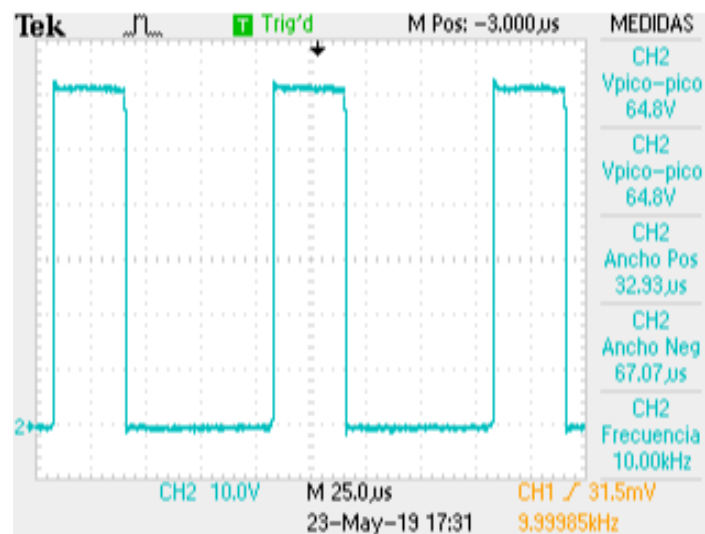


Figura 172. Voltaje a la salida de los MOSFET a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

En tercer lugar, se muestra la forma de onda de la componente AC del voltaje a la salida del circuito para poder apreciar el rizado que aparece en el mismo. Mediante la utilización de los cursores se puede obtener el rizado pico a pico.

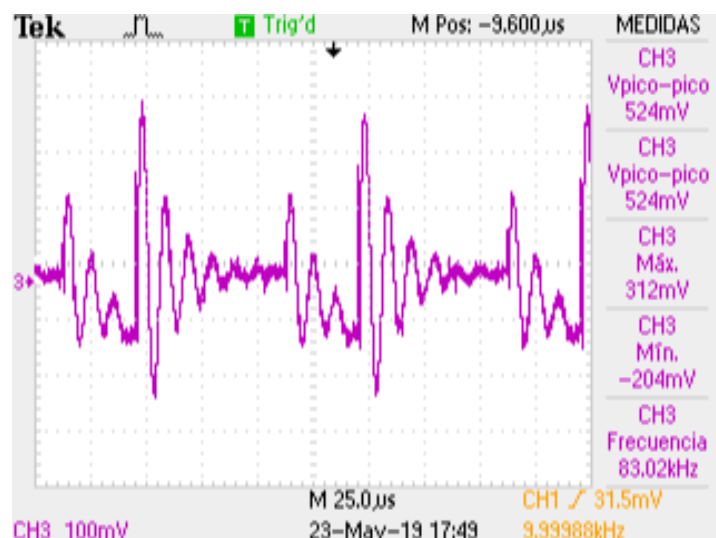


Figura 173. Voltaje de salida del circuito a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

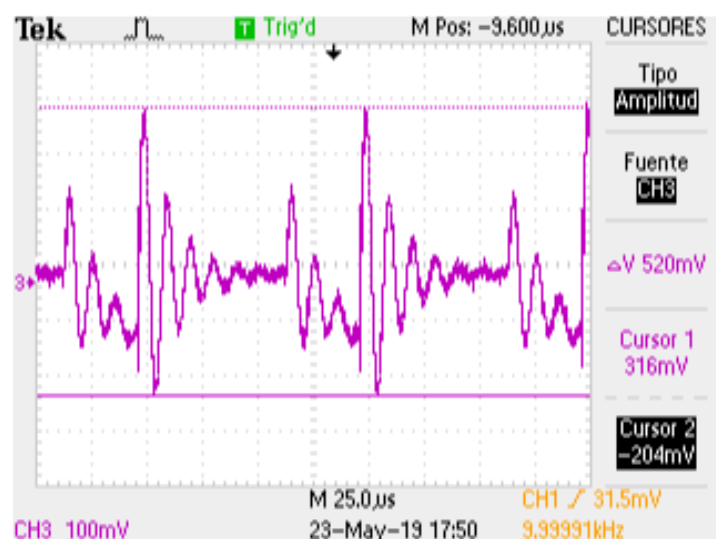


Figura 174. Cursores voltaje de salida del circuito a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

Para observar mejor el comportamiento de las formas de onda de cada una de las señales se representan una frente a otra.

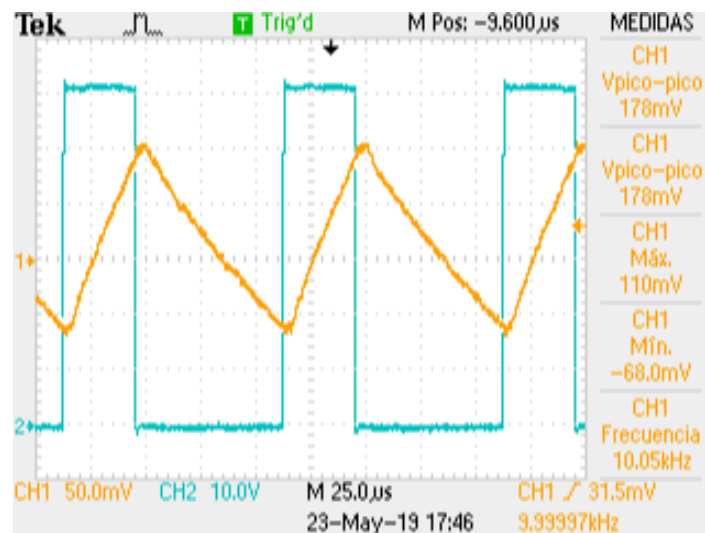


Figura 175. Intensidad inductancia L_e y voltaje a la salida de los MOSFET a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

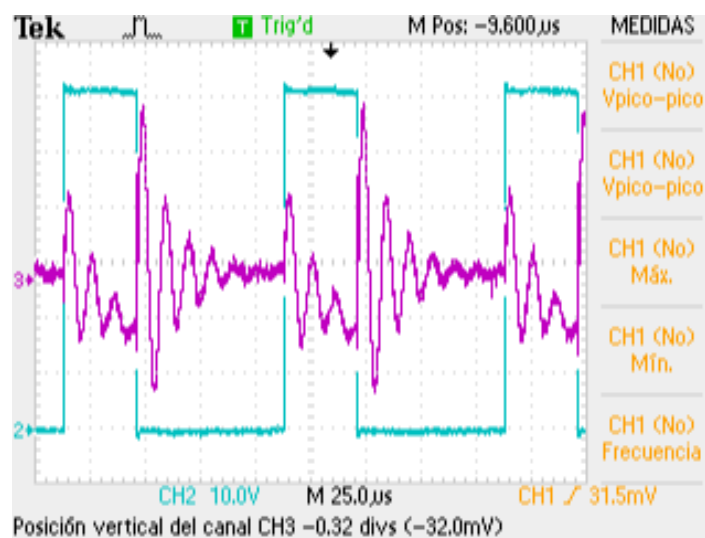


Figura 176. Voltaje a la salida de los MOSFET y voltaje de salida del circuito a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

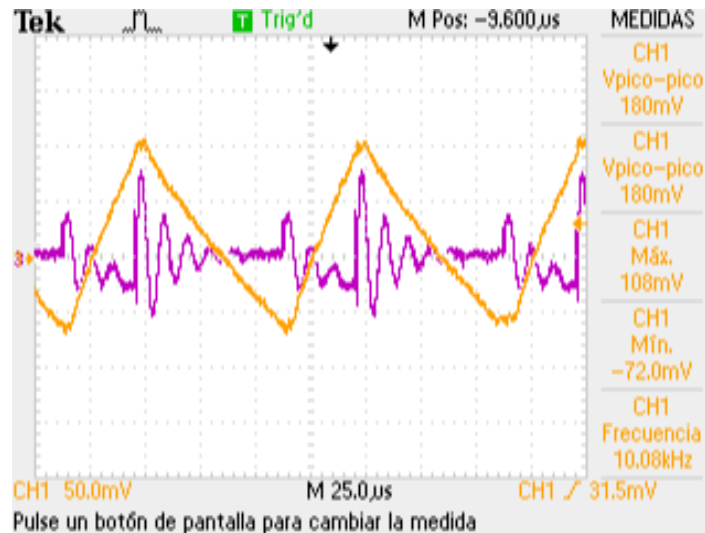


Figura 177. Intensidad inductancia L_e y voltaje de salida del circuito a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

9.3.3. Frecuencia de conmutación 15 kHz y ciclo de trabajo del 33%

A continuación, se llevarán a cabo las mismas medidas utilizando el mismo ciclo de trabajo del 33% del apartado anterior, pero una frecuencia de conmutación de 15 kHz.

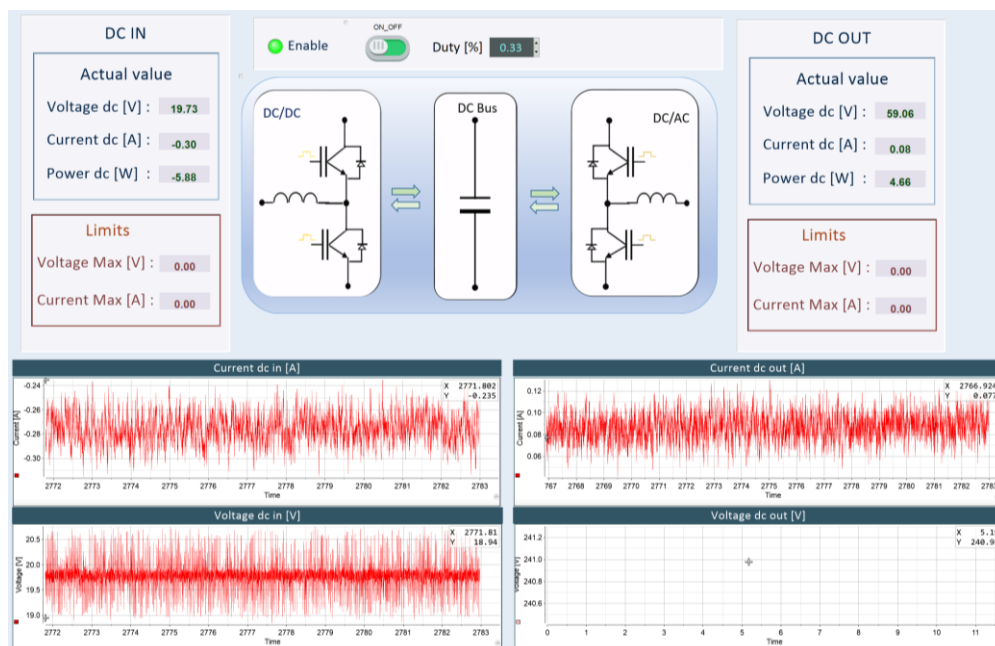


Figura 178. ControlDesk, reductor a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

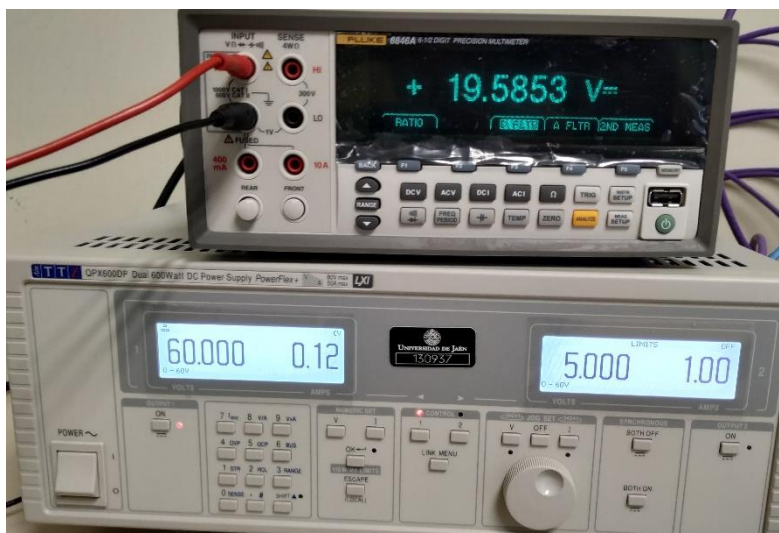


Figura 179. Multímetro y fuente de alimentación a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

Seguidamente se mostrarán las diferentes señales obtenidas mediante el osciloscopio. En primer lugar, se muestra la forma de onda de la intensidad que circula por la inductancia L_e .

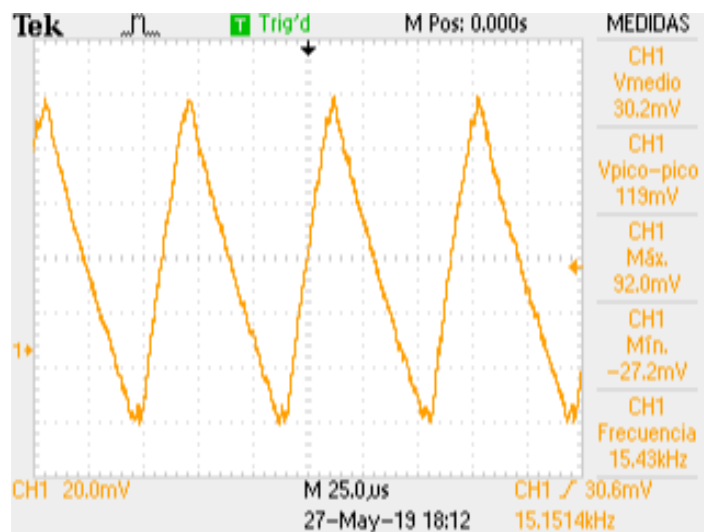


Figura 180. Intensidad inductancia L_e a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

En segundo lugar, se muestra la forma de onda del voltaje a la salida de los MOSFET.

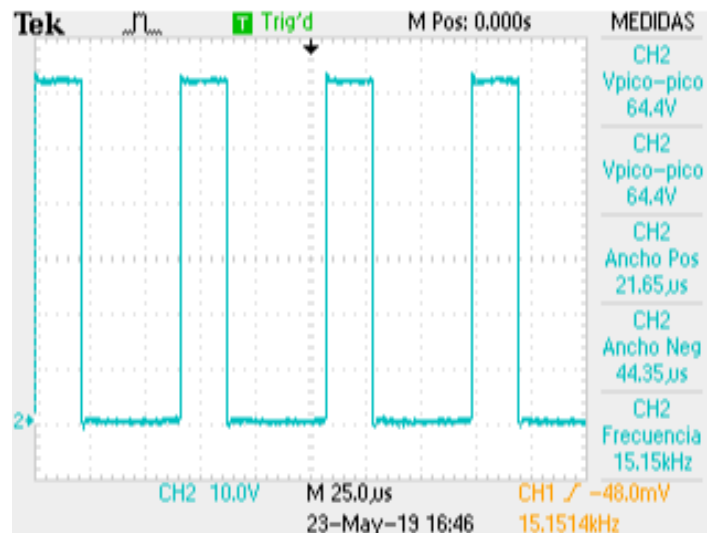


Figura 181. Voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

En tercer lugar, se muestra la forma de onda de la componente AC del voltaje a la salida del circuito.

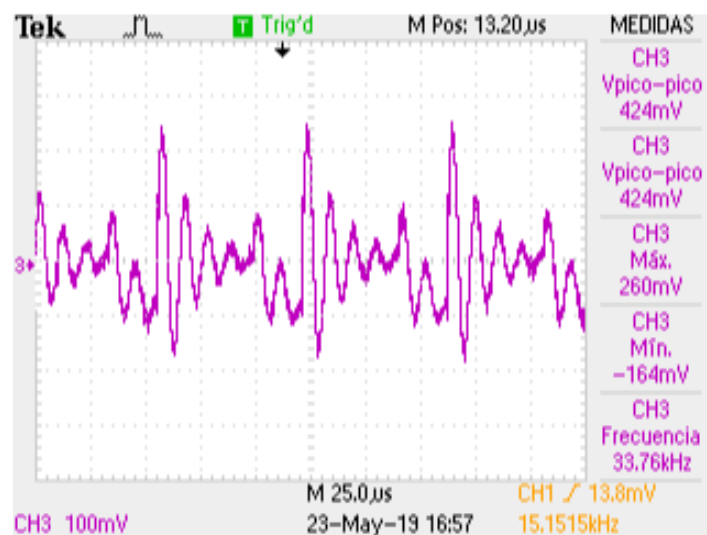


Figura 182. Voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

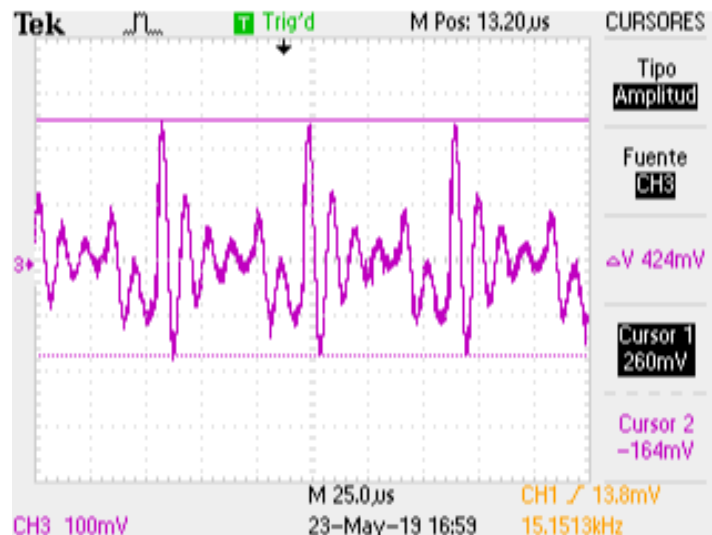


Figura 183. Cursores voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

Para observar mejor el comportamiento de las formas de onda de cada una de las señales se representan una frente a otra.

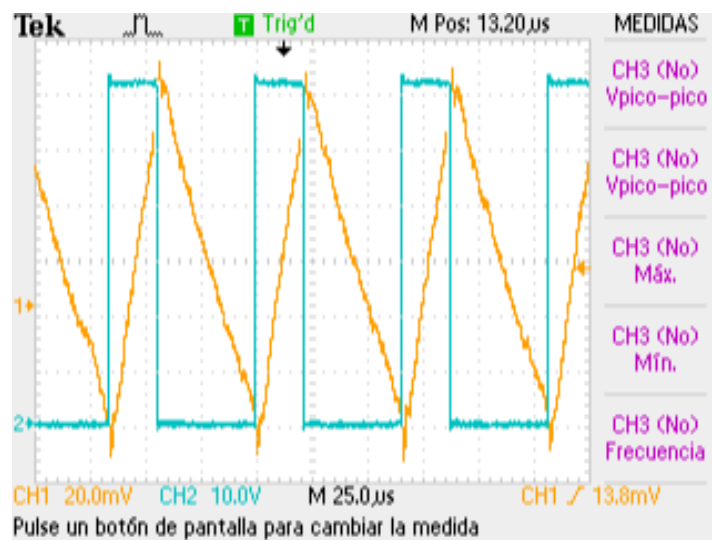


Figura 184. Intensidad inductancia L_c y voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

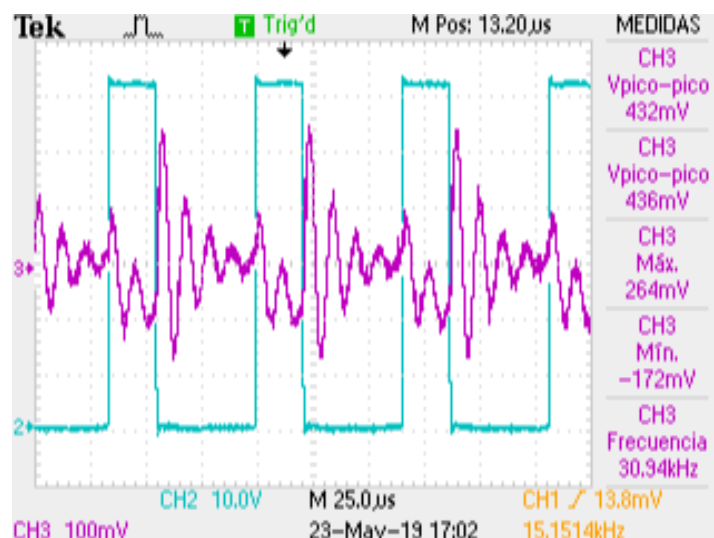


Figura 185. Voltaje a la salida de los MOSFET y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

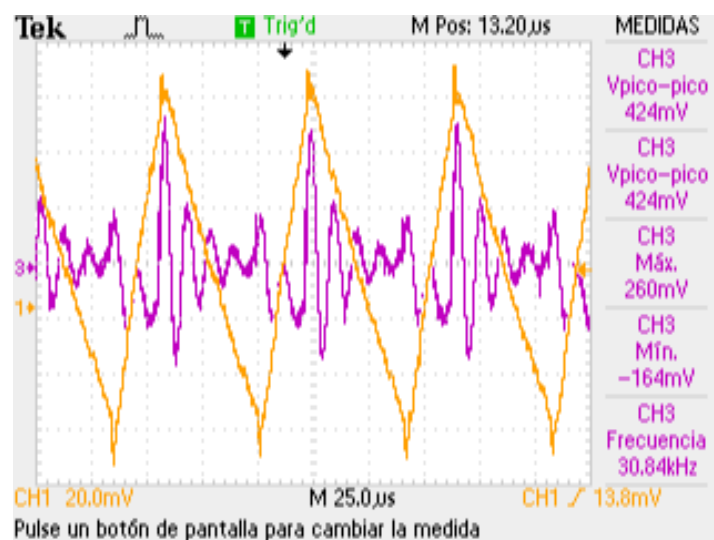


Figura 186. Intensidad inductancia L_e y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

9.3.3. Comparación resultados a diferentes frecuencias de conmutación

Para comprobar los efectos que tiene sobre las señales el aumento o disminución de la frecuencia de conmutación de los MOSFET, se realiza una tabla que recoge los resultados obtenidos en los dos apartados anteriores. De esta forma se pueden observar los efectos producidos sobre las ondas con una frecuencia de 10 kHz y una frecuencia de 15 kHz manteniendo el ciclo de trabajo constante.

En la siguiente tabla se muestra los valores obtenidos. En algunos de ellos, como en el caso de la intensidad media de entrada, se obtienen dos medidas. Una de ellas proporcionada por la fuente de alimentación y otra por el traductor de corriente

que muestra el valor de la intensidad en el ControlDesk. La medida más fiable es la proporcionada por la fuente de alimentación. Otro ejemplo puede ser la tensión media de salida donde se obtiene un valor mediante el traductor de tensión y otro mediante el multímetro, siendo este el más fiable de ambos. Al trabajar con intensidades tan pequeñas los traductores de corriente presentan mayor diferencia frente a los valores de la fuente.

	10 kHz D=33%		15 kHz D=33%	
Tensión de entrada media	Fuente	60 V	Fuente	60 V
	ControlDesk	58,94 V	ControlDesk	59,06 V
Intensidad de entrada media	Fuente	130 mA	Fuente	120 mA
	ControlDesk	70 mA	ControlDesk	80 mA
Potencia de entrada media	Fuente	7,8 W	Fuente	7,2 W
	ControlDesk	4,25 W	ControlDesk	4,66 W
Tensión de salida media	Multímetro	19,67 V	Multímetro	19,59 V
	ControlDesk	18,85 V	ControlDesk	19,73 V
Intensidad de salida media	ControlDesk	280 mA	ControlDesk	300 mA
Potencia de salida media	ControlDesk	5,61 W	ControlDesk	5,88 W
Ancho de pulso positivo	32,93 μ s		21,65 μ s	
Ancho de pulso negativo	67,07 μ s		44,35 μ s	
Intensidad L_e media	318 mA		302 mA	
Intensidad L_e pico a pico	1,72 A		1,19 A	
Intensidad L_e máxima	1,22 A		920 mA	
Intensidad L_e mínima	-520 mA		-272 mA	
Rizado pico a pico tensión de salida	520 mV		424 mV	
Frecuencia	10,00 kHz		15,15 kHz	

Tabla 34. Comparación modo reductor a diferentes frecuencias de conmutación.

Como se puede observar en la tabla anterior, al incrementar la frecuencia de conmutación, disminuye la intensidad media a la entrada y al tener unos voltajes medios de entrada similares, se obtiene una potencia de entrada similar.

La tensión media de salida es muy similar en ambos casos, pero la intensidad media de salida aumenta y con ello la potencia a la salida al aumentar la frecuencia.

El ancho de pulso tanto positivo como negativo varía en ambas señales ya que la frecuencia de conmutación varía, pero en ambos casos se asemeja al valor calculado.

Respecto a la intensidad que circula por la bobina L_e , se observa que la intensidad media disminuye al aumentar la frecuencia al igual que la intensidad pico a pico. Por lo que, al aumentar la frecuencia de conmutación, el rizado pico a pico de la intensidad en la bobina L_e , así como su valor medio, disminuyen considerablemente.

Lo mismo sucede con la tensión de rizado pico a pico a la salida del circuito que disminuye al incrementar la frecuencia de conmutación.

9.3.4. Frecuencia de conmutación 15 kHz y ciclo de trabajo del 50%

Se llevan a cabo las mismas medidas que en los apartados anteriores, utilizando la misma frecuencia de conmutación de 15 kHz, pero se aumenta el ciclo de trabajo hasta el 50%.

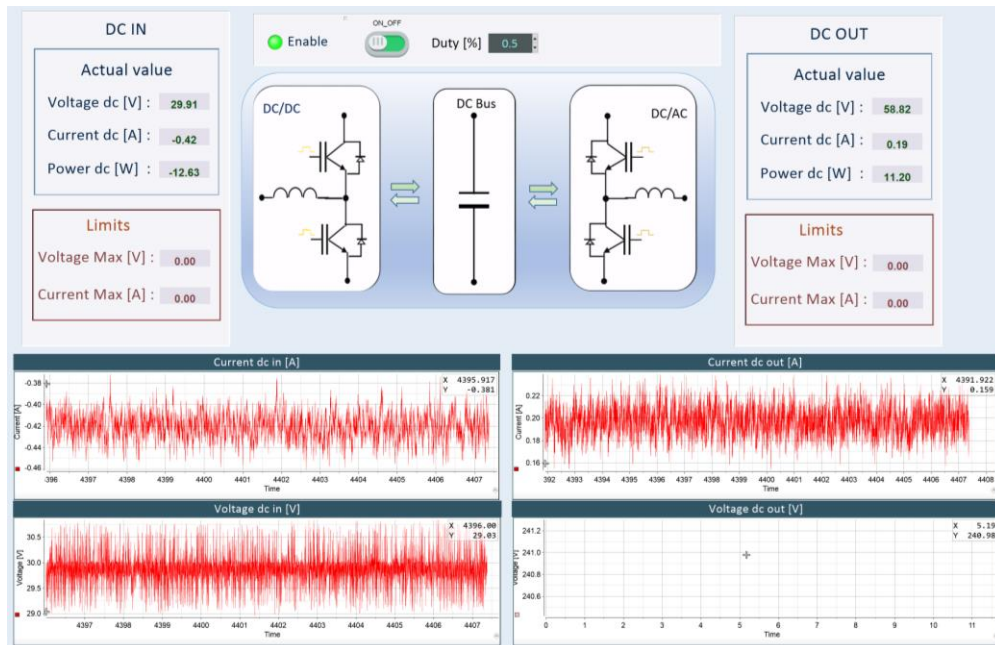


Figura 187. ControlDesk, reductor a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

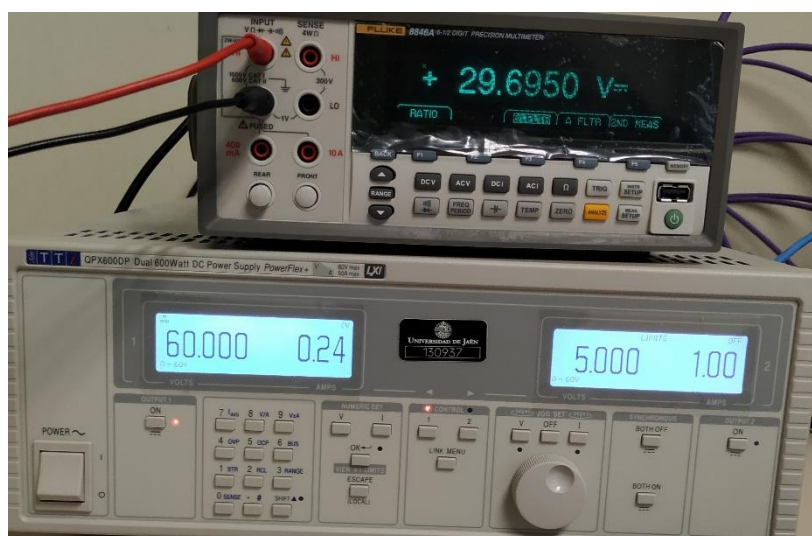


Figura 188. Multímetro y fuente de alimentación a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

Seguidamente se mostrarán las diferentes señales obtenidas mediante el osciloscopio. En primer lugar, se muestra la forma de onda de la intensidad que circula por la inductancia L_e .

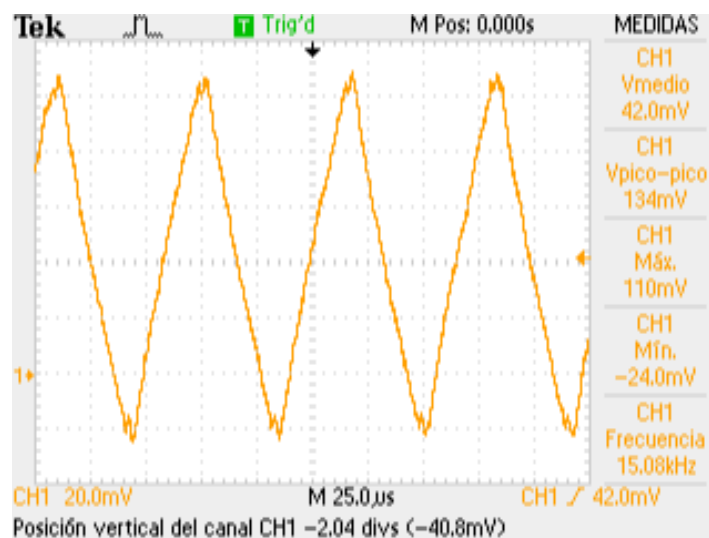


Figura 189. Intensidad inductancia L_e a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

En segundo lugar, se muestra la forma de onda del voltaje a la salida de los MOSFET.

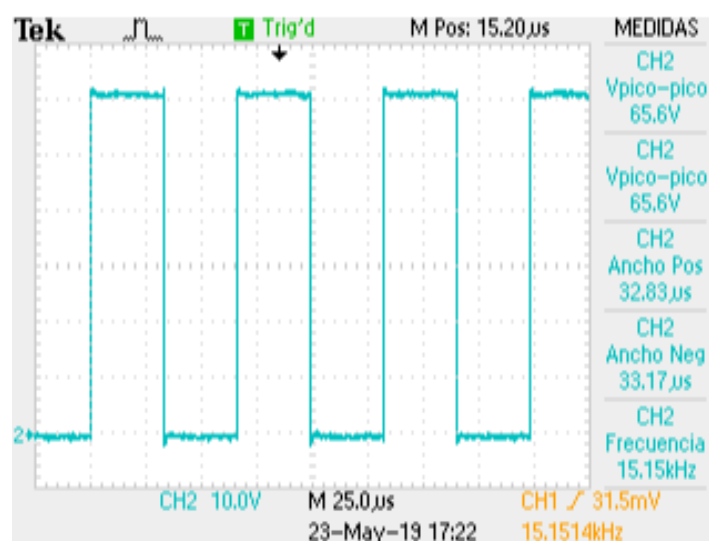


Figura 190. Voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

En tercer lugar, se muestra la forma de onda de la componente AC del voltaje a la salida del circuito.

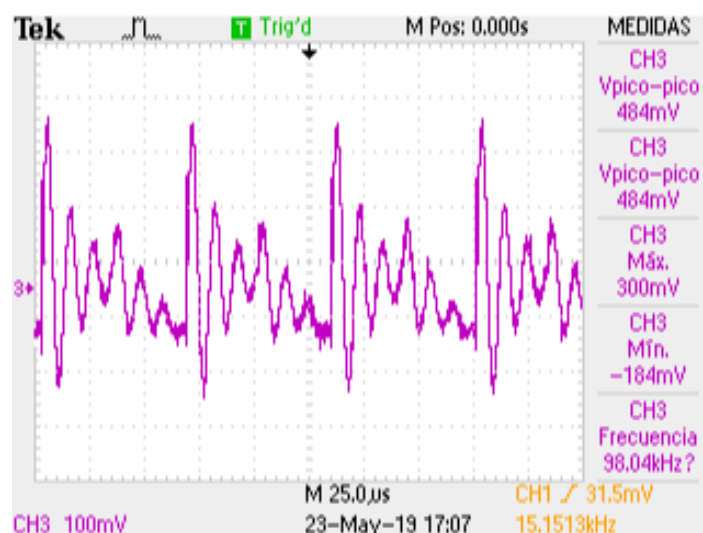


Figura 191. Voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

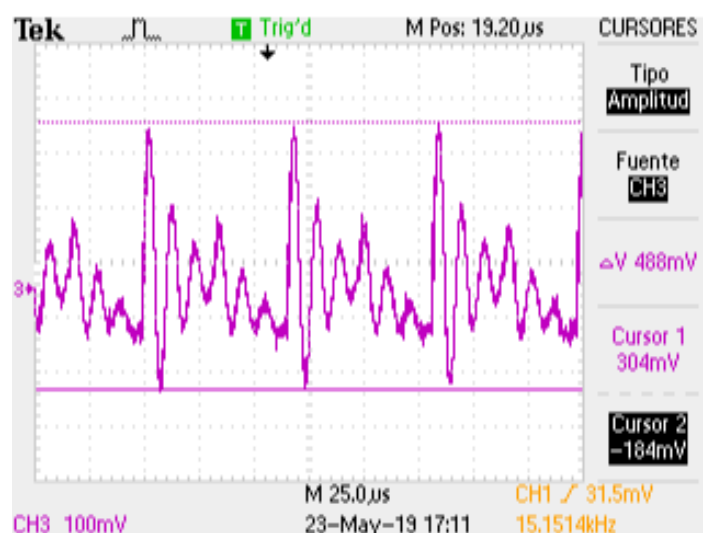


Figura 192. Cursores voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

Para observar mejor el comportamiento de las formas de onda de cada una de las señales se representan una frente a otra.

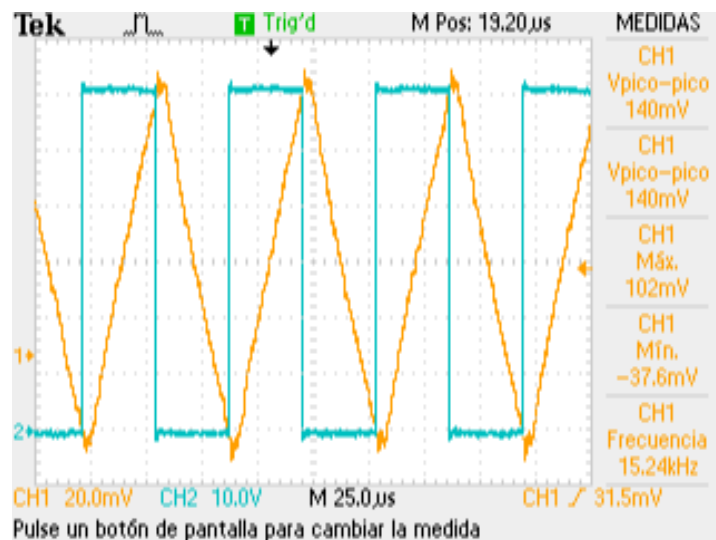


Figura 193. Intensidad inductancia L_e y voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

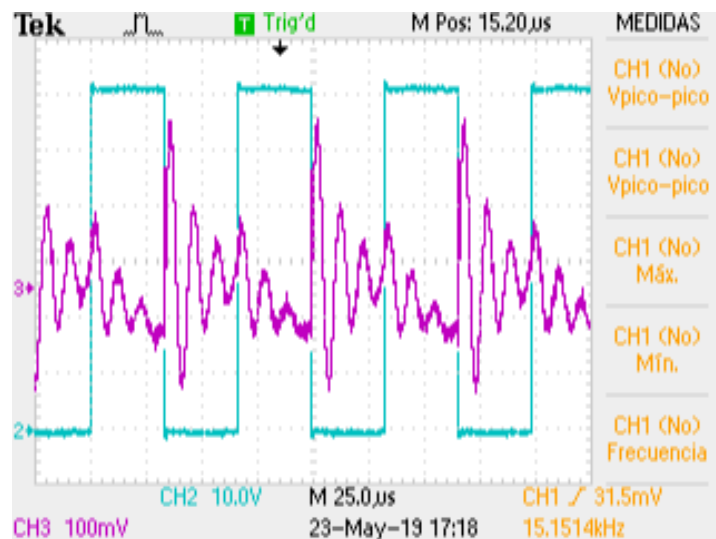


Figura 194. Voltaje a la salida de los MOSFET y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

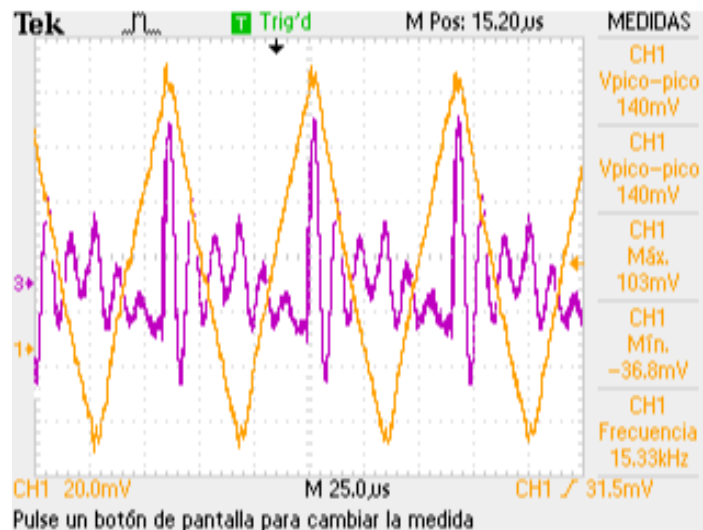


Figura 195. Intensidad inductancia L_e y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

9.3.5. Frecuencia de conmutación 15 kHz y ciclo de trabajo del 80%

En este apartado se elevará el ciclo de trabajo hasta el máximo permitido en el programa, un ciclo de trabajo del 80%. La frecuencia de conmutación será nuevamente de 15 kHz.

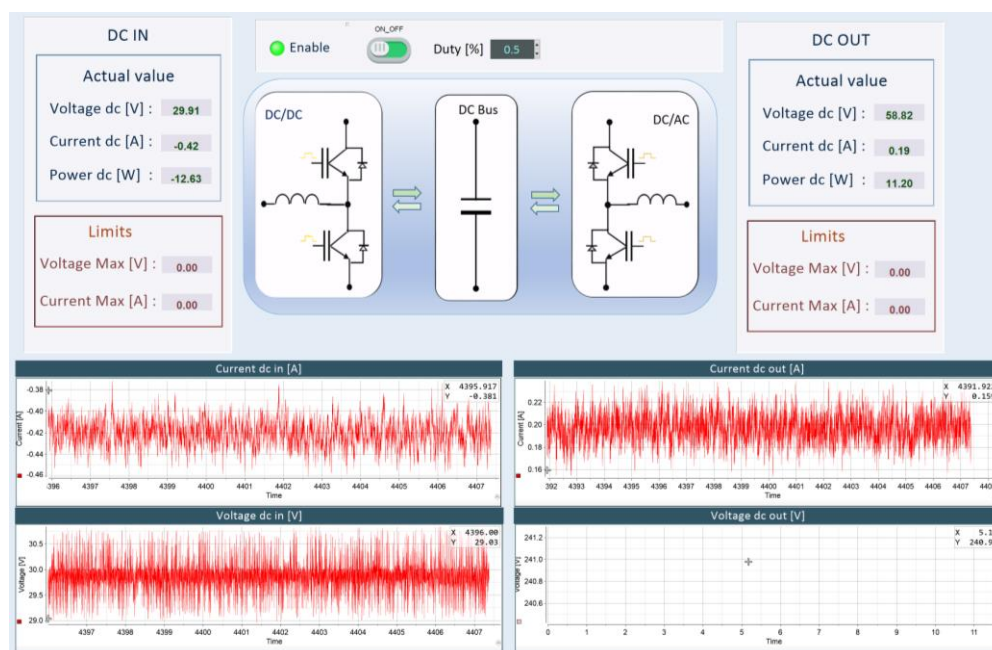


Figura 196. ControlDesk, reductor a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.

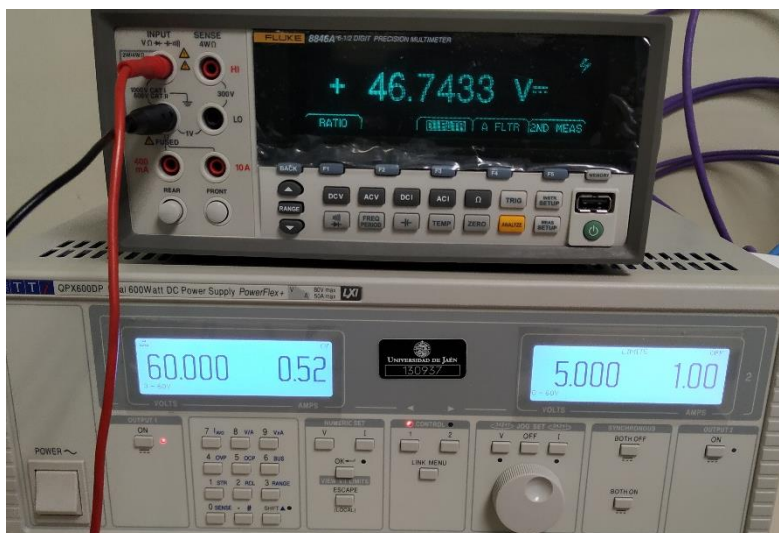


Figura 197. Multímetro y fuente de alimentación a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.

Seguidamente se mostrarán las diferentes señales obtenidas mediante el osciloscopio. En primer lugar, se muestra la forma de onda de la intensidad que circula por la inductancia L_e .

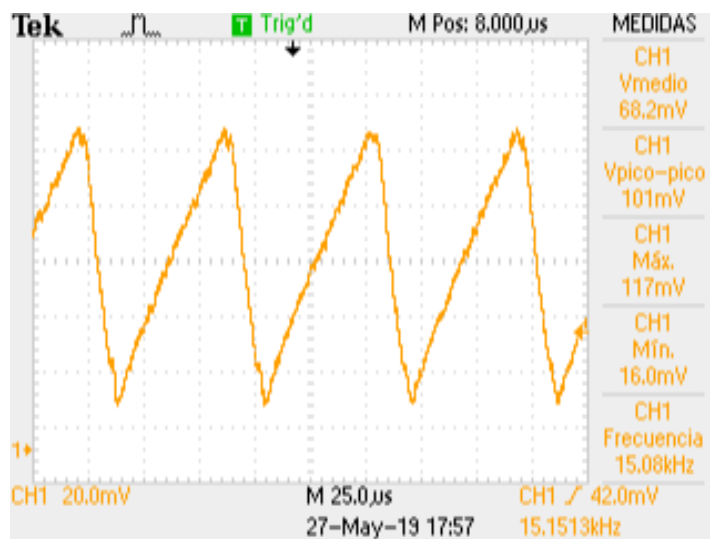


Figura 198. Intensidad inductancia L_e a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.

En segundo lugar, se muestra la forma de onda del voltaje a la salida de los MOSFET.

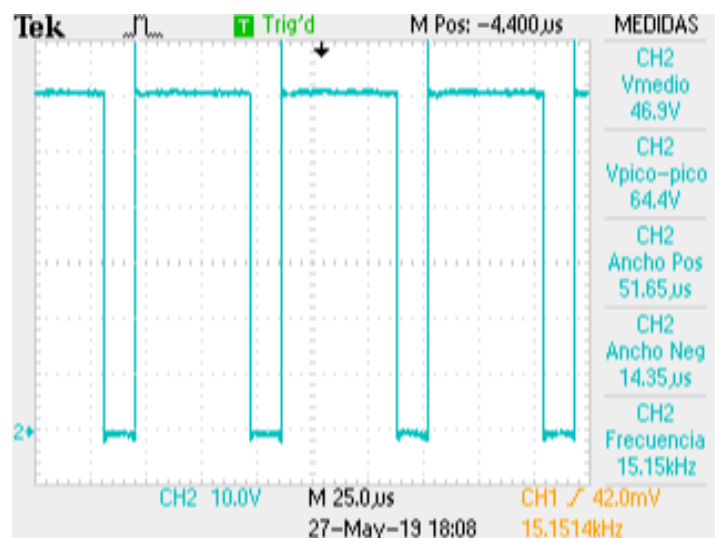


Figura 199. Voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.

En tercer lugar, se muestra la forma de onda de la componente AC del voltaje a la salida del circuito.

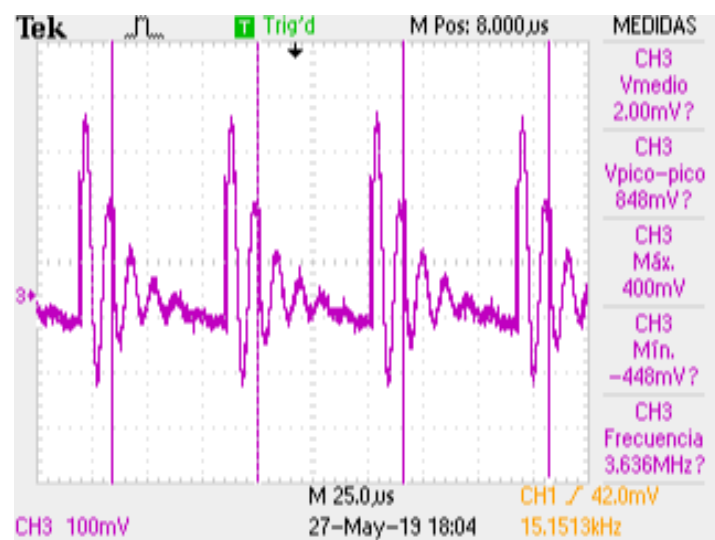


Figura 200. Voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.

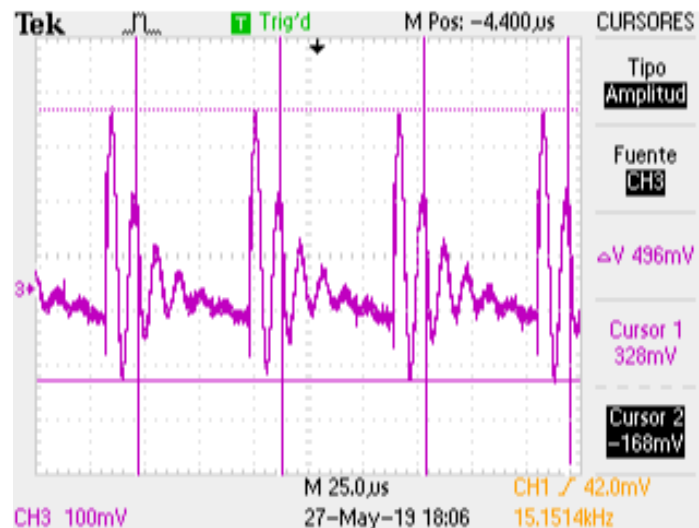


Figura 201. Cursores voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.

Para observar mejor el comportamiento de las formas de onda de cada una de las señales se representan una frente a otra.

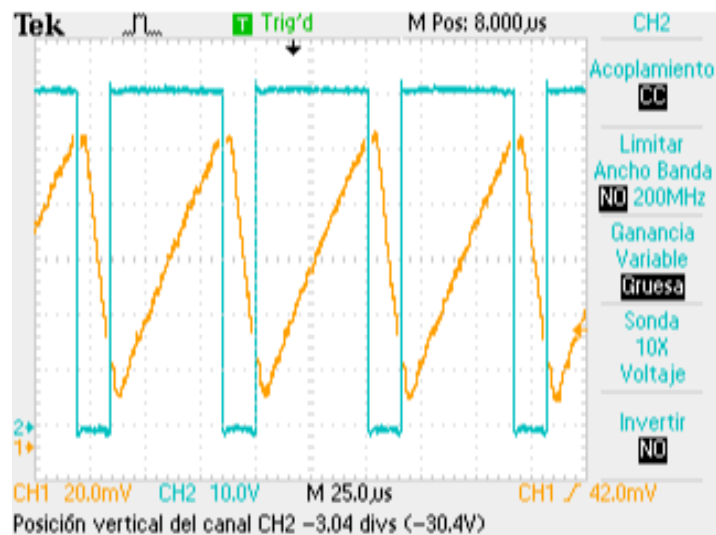


Figura 202. Intensidad inductancia L_e y voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.

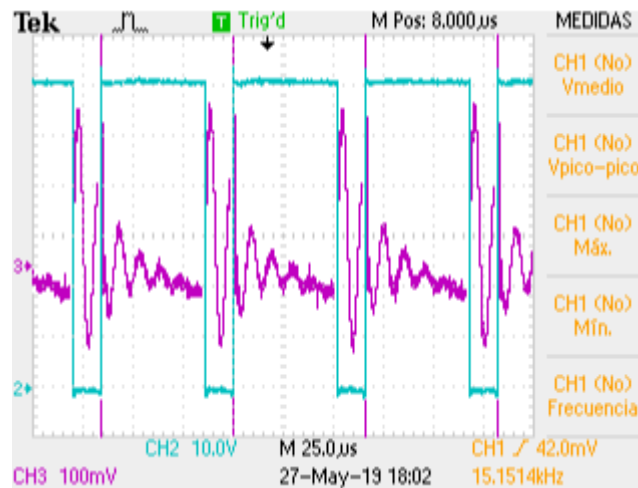


Figura 203. Voltaje a la salida de los MOSFET y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.

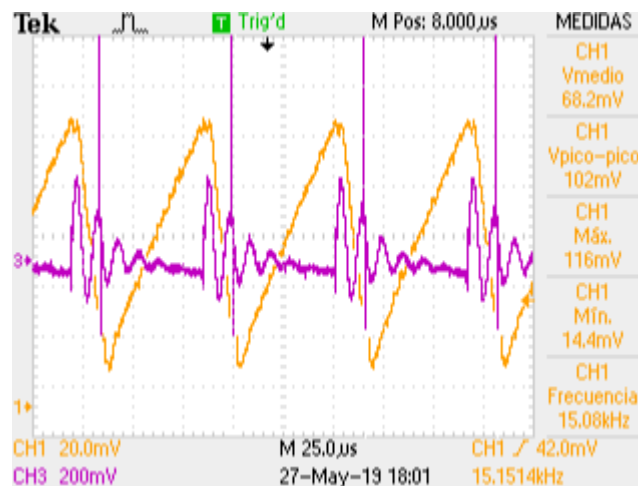


Figura 204. Intensidad inductancia L_e y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 80%.

9.3.6. Comparación resultados a diferentes ciclos de trabajo

Se realiza la comparación entre el comportamiento de los parámetros de las diferentes señales que funcionan a la misma frecuencia de conmutación, pero a diferentes ciclos de trabajo. Se analizarán cuáles son los cambios que tienen lugar a medida que se aumenta o disminuye el ciclo de trabajo.

	15 kHz D=33%		15 kHz D=50%		15 kHz D=80%	
Tensión de entrada media	Fuente	60 V	Fuente	60 V	Fuente	60 V
	ControlDesk	59,06 V	ControlDesk	58,82 V	ControlDesk	58,99 V
Intensidad de entrada media	Fuente	120 mA	Fuente	240 mA	Fuente	520 mA
	ControlDesk	80 mA	ControlDesk	190 mA	ControlDesk	480 mA
Potencia de entrada media	Fuente	7,2 W	Fuente	14,4 W	Fuente	31,2 W
	ControlDesk	4,66 W	ControlDesk	11,20 W	ControlDesk	28,49 W
Tensión de salida media	Multímetro	19,59 V	Multímetro	29,70 V	Multímetro	46,74 V
	ControlDesk	19,73 V	ControlDesk	29,91 V	ControlDesk	47,32 A
Intensidad de salida media	ControlDesk	300 mA	ControlDesk	420 mA	ControlDesk	650 mA
Potencia de salida media	ControlDesk	5,88 W	ControlDesk	13,63 W	ControlDesk	30,57 W
Ancho de pulso positivo	21,65 μ s		32,83 μ s		51,65 μ s	
Ancho de pulso negativo	44,35 μ s		33,17 μ s		14,35 μ s	
Intensidad L_e media	302 mA		420 mA		682 mA	
Intensidad L_e pico a pico	1,19 A		1,34 A		1,01 A	
Intensidad L_e máxima	920 mA		1,10 V		1,17 A	
Intensidad L_e mínima	-272 mA		-240 mA		160 mA	
Rizado pico a pico tensión de salida	424 mV		488 mV		496 mV	
Frecuencia	15,15 kHz		15,15 kHz		15,15 kHz	

Tabla 35. Comparación modo reductor a diferentes ciclos de trabajo.

En la tabla anterior se muestran los resultados obtenidos en las simulaciones variando el ciclo de trabajo entre 33%, 50% y 80%. La tensión media de entrada será la misma en todos los casos, pero la intensidad media de entrada aumentará a medida que se incremente el ciclo de trabajo. Por ello, aumentará también la potencia a la entrada del circuito.

La tensión media a la salida y la intensidad media a la salida también se elevarán al incrementar el ciclo de trabajo y por consiguiente la potencia a la salida. Cuanto mayores sean las corrientes mejor será la medida del traductor de corriente y por consiguiente el cálculo de la potencia.

El ancho de pulso tanto positivo como negativo van variando según el ciclo de trabajo, pero sus valores coinciden con los esperados.

Respecto a la intensidad media que circula por la bobina L_e , experimenta un aumento a medida que se incrementa el ciclo de trabajo. La intensidad máxima por la bobina L_e aumenta con el ciclo de trabajo, al igual que la intensidad mínima. Se puede apreciar como para un ciclo de trabajo del 80% se pasa a trabajar en el primer cuadrante haciéndose la corriente máxima y mínima positivas, mientras que para los dos ciclos de trabajo anteriores la corriente se encontraba entre el primer y el segundo cuadrante.

Por último, el rizado pico a pico de la tensión de salida aumenta al incrementar el ciclo de trabajo.

9.3.7. Comparación resultados teóricos, simulaciones y experimentales

En la siguiente tabla se muestran los resultados de los cálculos teóricos, las simulaciones y los resultados experimentales. Todos los resultados obtenidos se han realizado para una frecuencia de conmutación de 15 kHz y un ciclo de trabajo del 33%. Los resultados de las simulaciones con los que lleva a cabo la comparación son los realizados con el programa Simulink.

	Teórico	Simulación	Experimental	
Tensión de entrada media	60 V	60 V	Fuente	60 V
			ControlDesk	59,06 V
Intensidad de entrada media	93 mA	110 mA	Fuente	120 mA
			ControlDesk	80 mA
Potencia de entrada media	5,56 W	6,60 W	Fuente	7,20 W
			ControlDesk	4,66 W
Tensión de salida media	20 V	19,93 V	Multímetro	19,59 V
			ControlDesk	19,73 V
Intensidad de salida media	278 mA	277 mA	ControlDesk	300 mA
Potencia de salida media	5,56 W	5,54 W	ControlDesk	5,88 W
Ancho de pulso positivo	22,22 μ s	22,22 μ s	21,65 μ s	
Ancho de pulso negativo	44,44 μ s	44,44 μ s	44,35 μ s	
Intensidad I_a media	278 mA	279 mA	302 mA	
Intensidad I_a pico a pico	2,34 A	2,34 A	1,19 A	
Intensidad I_a máxima	1,45 A	1,45 A	920 mA	
Intensidad I_a mínima	-892 mA	-893 mA	-272 mA	
Rizado pico a pico tensión de salida	33 mV	154 mV	424 mV	
Frecuencia	15 kHz	15 kHz	15,15 kHz	

Tabla 36. Comparación modo reductor resultados teóricos, simulaciones y experimentales.

La tensión media de entrada será la misma en los tres casos, mientras que la intensidad media a la entrada es similar en los cálculos teóricos y la simulación, pero es ligeramente mayor en los resultados experimentales, si se tiene en cuenta el valor proporcionado por la fuente de alimentación. En cuanto a la potencia de entrada es mayor en el caso experimental ya que su intensidad lo es.

Las tensiones medias de salida son muy similares coincidiendo en los tres casos. El mismo comportamiento ocurre para las intensidades medias de salida en las que las tres presentan gran similitud. En cuando a las potencias de salida, al depender de la tensión e intensidad de salida, son muy similares. Se puede observar como para el caso experimental es donde se producen mayores pérdidas de potencias respecto a los otros dos casos.

El ancho de pulso tanto positivo como negativo es muy parecido en todos los casos. La variación en el caso experimental se debe a que la señal PWM es introducida en un generador de tiempos muertos haciendo que el ancho de pulso varíe unos pocos nanosegundos.

La intensidad media que circula con la bobina L_e de los tres casos es muy similar, pero la corriente pico a pico si varía de manera sustancial para el caso experimental. En él, la corriente pico a pico disminuye notablemente respecto a los otros dos casos. La intensidad máxima por la bobina es menor para el caso experimental y la intensidad mínima es mayor para el caso experimental por lo que el rizado pico a pico de corriente disminuye. En los tres casos la intensidad tiene valores máximos positivos y valores mínimos negativos por lo que se concluye que están trabajando en el primer y segundo cuadrante.

Por último, el rizado pico a pico de la tensión de salida es diferente en los tres casos. Para el cálculo teórico tiene un valor pequeño que aumenta en el caso de la simulación y presenta un aumento mayor en el caso de los resultados experimentales.

9.4. Convertidor modo elevador

A continuación, se realizan las medidas experimentales del convertidor en modo elevador. Para ello, se utiliza un voltaje de entrada de 20 V y se irá variando paulatinamente el ciclo de trabajo de los MOSFET. Las medidas tomadas serán las correspondientes a los diferentes parámetros de la intensidad que circula por la inductancia L_e , al voltaje a la salida de los MOSFET y al voltaje de salida, es decir, al voltaje de la resistencia.

Para realizar un estudio de cómo afecta la frecuencia de conmutación al funcionamiento de circuito, se han realizado las simulaciones permaneciendo invariable el ciclo de trabajo, pero variando la frecuencia de conmutación. La frecuencia de conmutación variará entre 10 y 15 kHz que son dos de las frecuencias comunes a las que habitualmente trabajan este tipo de dispositivos. Tras analizar el comportamiento del circuito se mostrará una tabla resumen con todos los valores obtenidos comparando los diferentes comportamientos.

También se realizará un estudio acerca de cómo afecta el ciclo de trabajo de los MOSFET al funcionamiento del circuito, permaneciendo invariable la frecuencia de conmutación que se fija en 15 kHz. Tras analizar el comportamiento del circuito se mostrará una tabla resumen con todos los valores obtenidos.

Adicionalmente, se realizará un análisis comparativo de los diferentes resultados obtenidos mediante el cálculo teórico, la simulación y la experimentación. Se mostrará una tabla donde resumen las principales medidas a comparar.

9.4.1. Frecuencia de conmutación 10 kHz y ciclo de trabajo del 33%

Se comienza mostrando los resultados obtenidos en las simulaciones a una frecuencia de conmutación de 10 kHz y un ciclo de trabajo del 33% aplicado en el MOSFET situado en la zona superior.

En la siguiente figura se muestra la pantalla creada con el control ControlDesk, donde se pueden observar diferentes variables del sistema como son los voltajes de entrada y salida, las intensidades de entrada y salida y las potencias de entrada y salida. Para el modo elevador, las variables situadas bajo el título “DC IN” corresponden con la entrada del sistema, y las variables situadas bajo el título “DC OUT” corresponden con la salida.

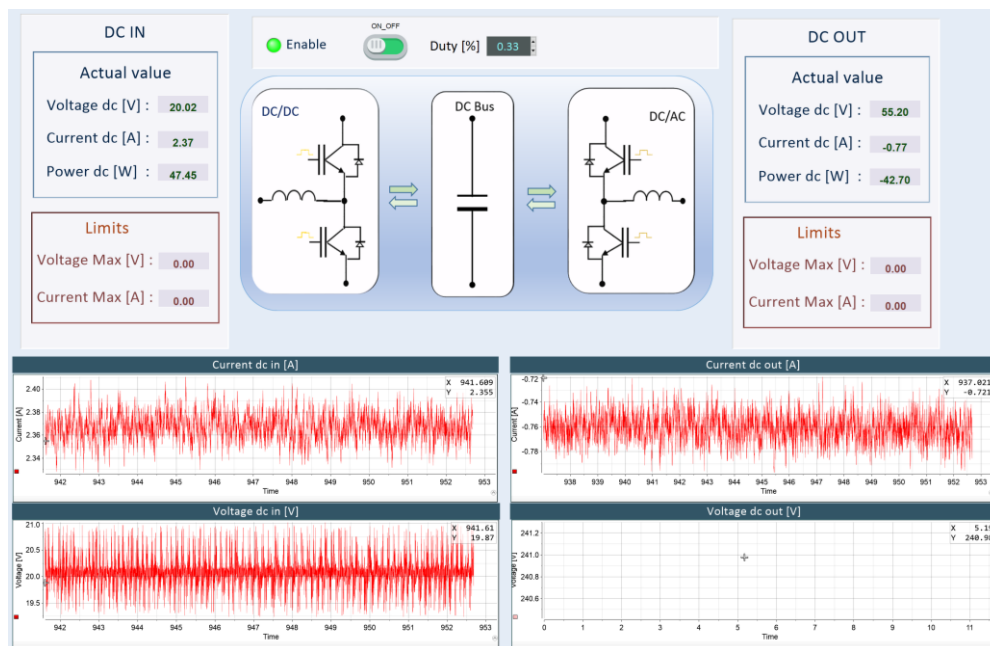


Figura 205. ControlDesk, elevador a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

En la figura mostrada a continuación se puede observar dos dispositivos. El dispositivo superior se trata de un multímetro que medirá el voltaje de salida del circuito, es decir, el voltaje de la resistencia. El otro dispositivo se trata de una fuente de alimentación que proporciona el voltaje a la entrada del circuito.

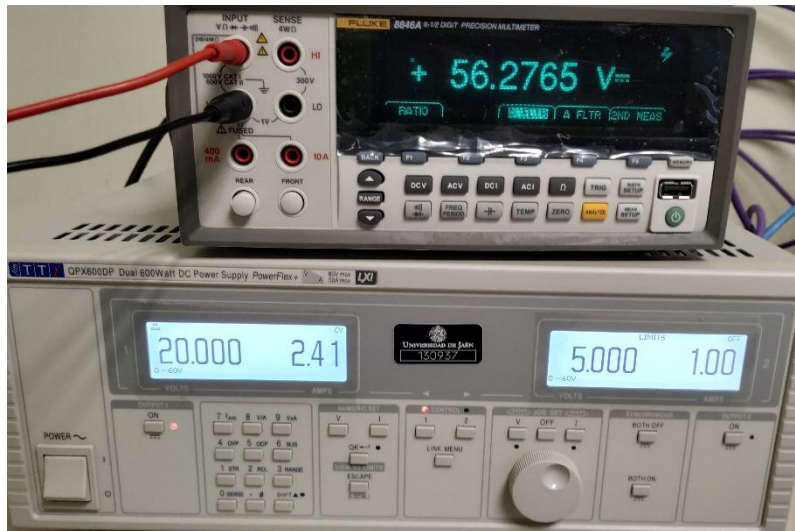


Figura 206. Multímetro y fuente de alimentación a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

Seguidamente se muestran las diferentes señales obtenidas mediante el osciloscopio. En primer lugar, se muestra la forma de onda de la intensidad que circula por la inductancia L_e , donde se puede observar el valor medio, el valor pico a pico, el valor máximo, el valor mínimo y la frecuencia de la señal.

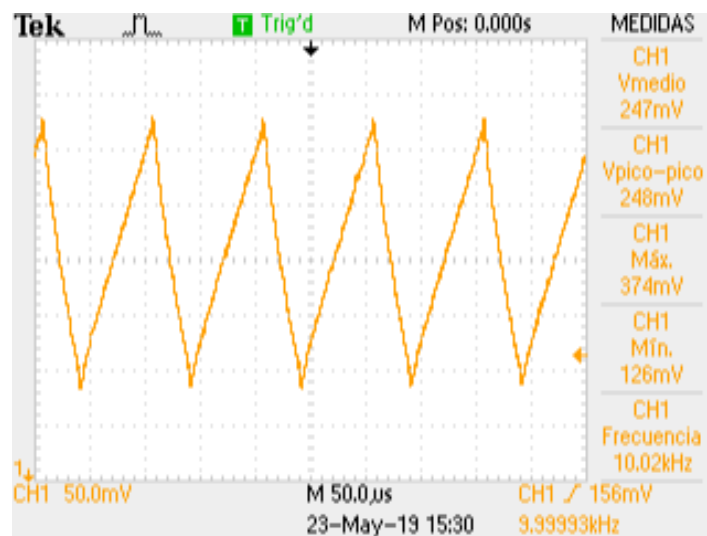


Figura 207. Intensidad inductancia L_e a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

En segundo lugar, se muestra la forma de onda del voltaje a la salida de los MOSFET, donde se puede observar el ancho de pulso positivo y el ancho de pulso negativo. Estos anchos de pulsos indican el valor del ciclo de trabajo suministrado coincidiendo dicho valor con el esperado.

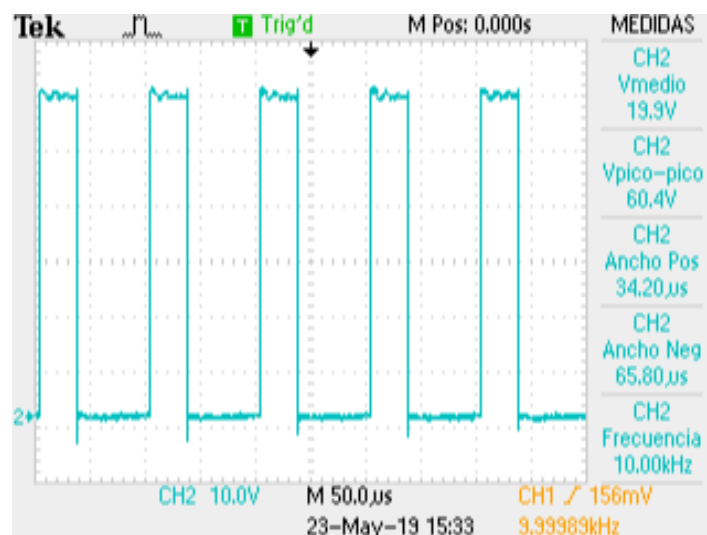


Figura 208. Voltaje a la salida de los MOSFET a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

En tercer lugar, se muestra la forma de onda de la componente AC del voltaje a la salida del circuito para poder apreciar el rizado que aparece en el mismo. Mediante la utilización de los cursores se puede obtener el rizado pico a pico.

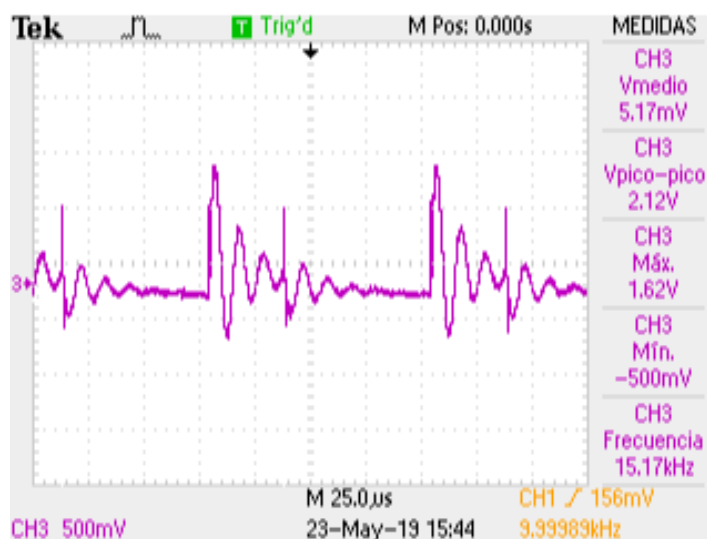


Figura 209. Voltaje de salida del circuito a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

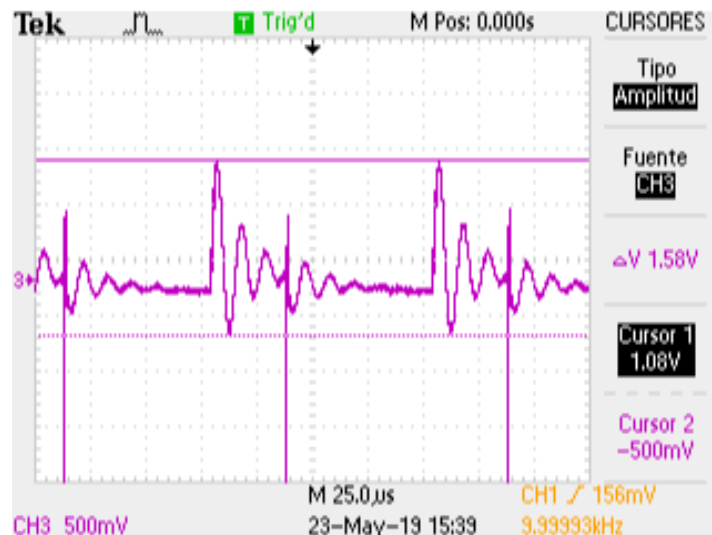


Figura 210. Cursores voltaje de salida del circuito a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

Para observar mejor el comportamiento de las formas de onda de cada una de las señales se representan una frente a otra.

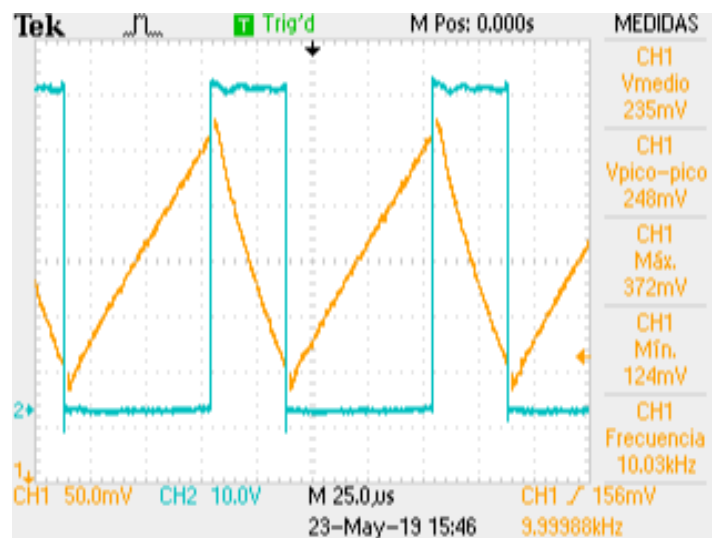


Figura 211. Intensidad inductancia L_c y voltaje a la salida de los MOSFET a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

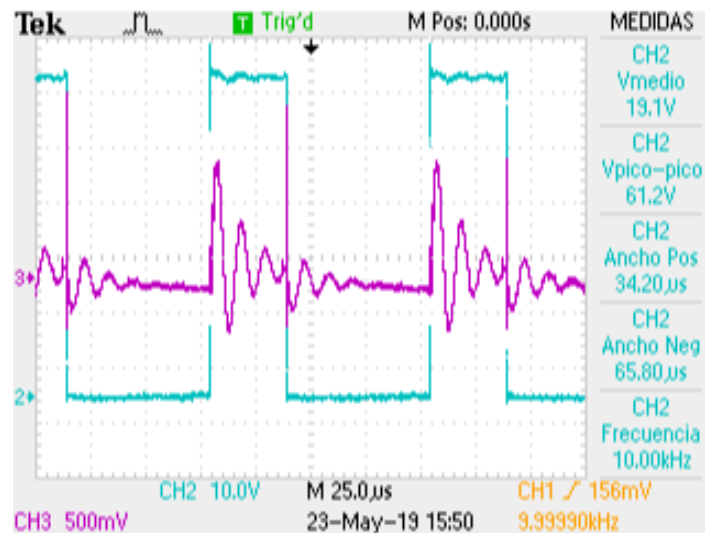


Figura 212. Voltaje a la salida de los MOSFET y voltaje de salida del circuito a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

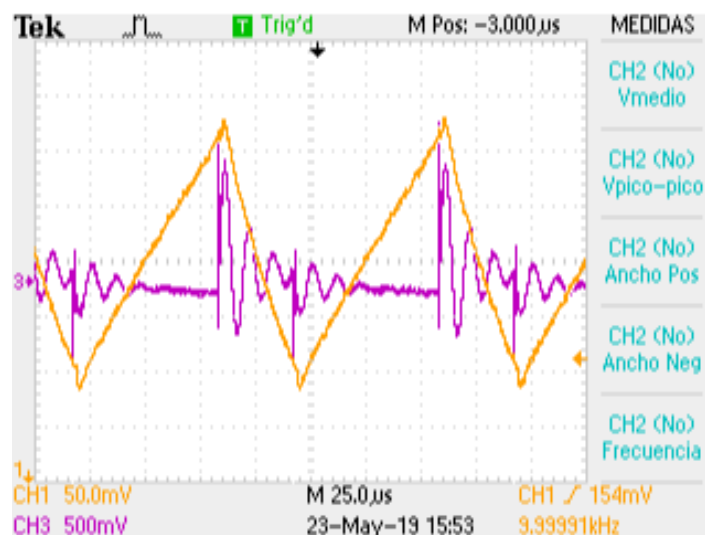


Figura 213. Intensidad inductancia L_e y voltaje de salida del circuito a 10 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

9.4.2. Frecuencia de conmutación 15 kHz y ciclo de trabajo del 33%

A continuación, se llevarán a cabo las mismas medidas utilizando el mismo ciclo de trabajo del 33% del apartado anterior, pero una frecuencia de conmutación de 15 kHz.

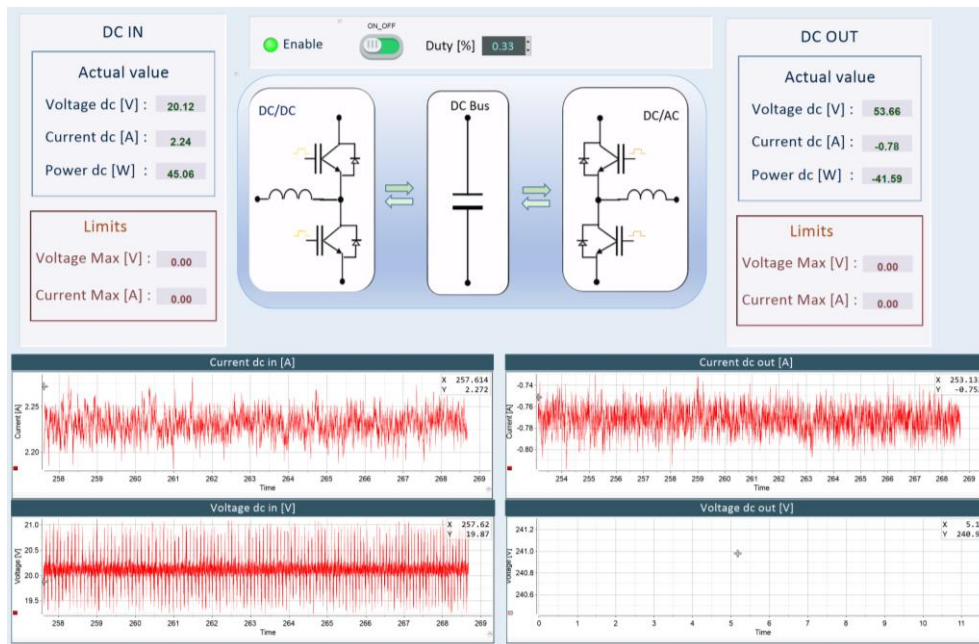


Figura 214. ControlDesk, reductor a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

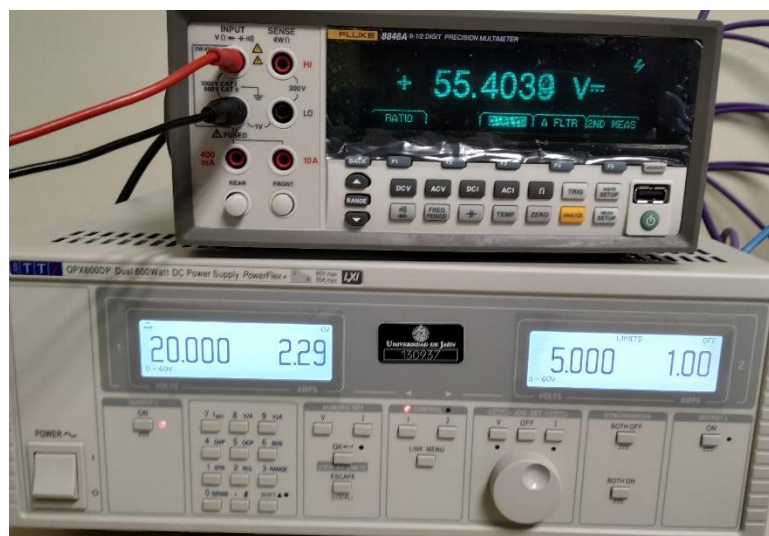


Figura 215. Multímetro y fuente de alimentación a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

Seguidamente se mostrarán las diferentes señales obtenidas mediante el osciloscopio. En primer lugar, se muestra la forma de onda de la intensidad que circula por la inductancia L_e .

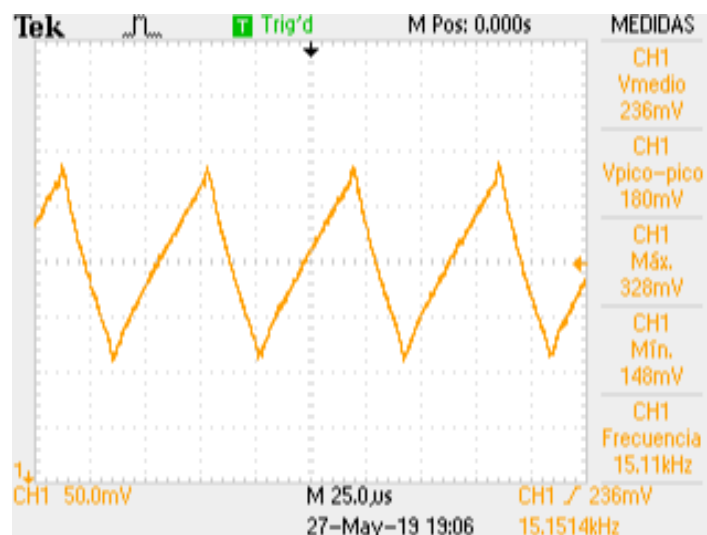


Figura 216. Intensidad inductancia L_e a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

En segundo lugar, se muestra la forma de onda del voltaje a la salida de los MOSFET.

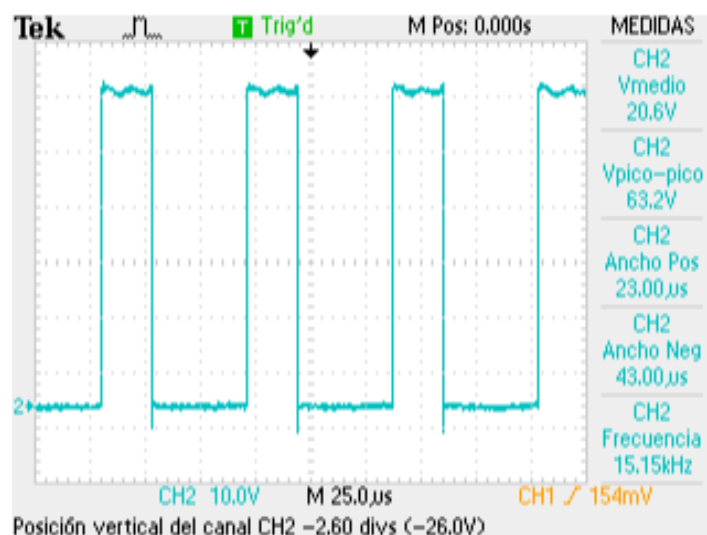


Figura 217. Voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

En tercer lugar, se muestra la forma de onda de la componente AC del voltaje a la salida del circuito.

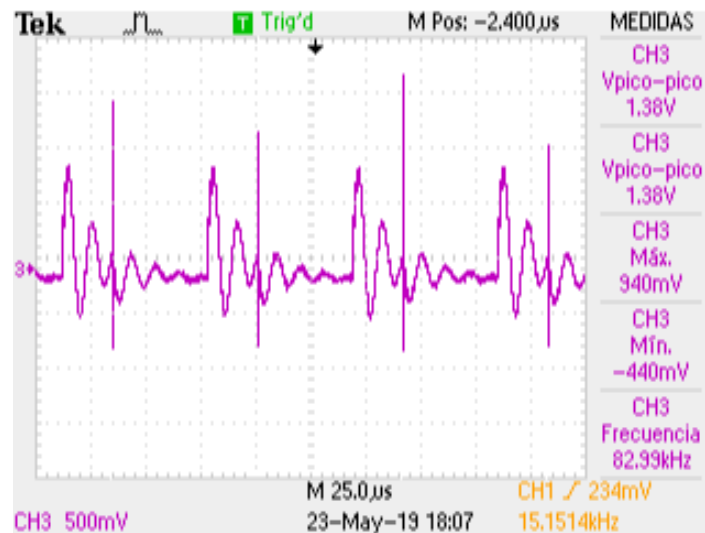


Figura 218. Voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

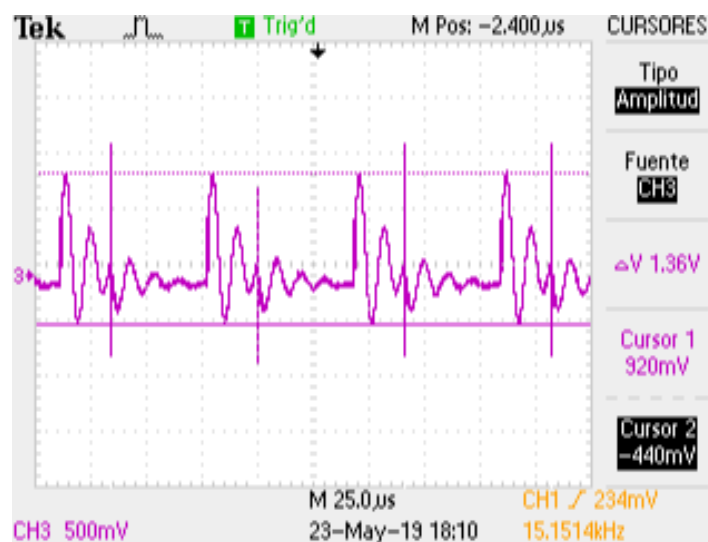


Figura 219. Cursores voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

Para observar mejor el comportamiento de las formas de onda de cada una de las señales se representan una frente a otra.

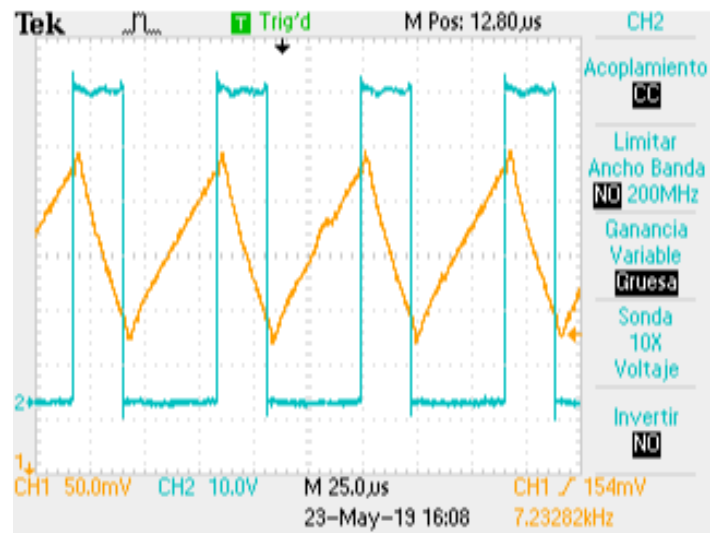


Figura 220. Intensidad inductancia L_c y voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

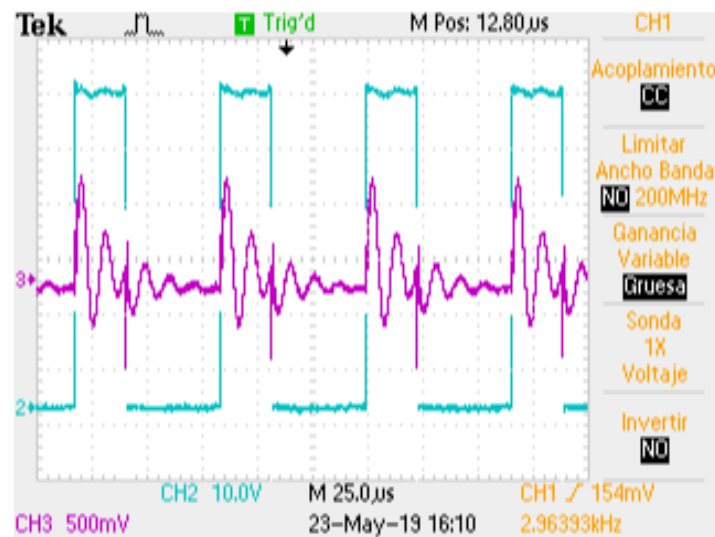


Figura 221. Voltaje a la salida de los MOSFET y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

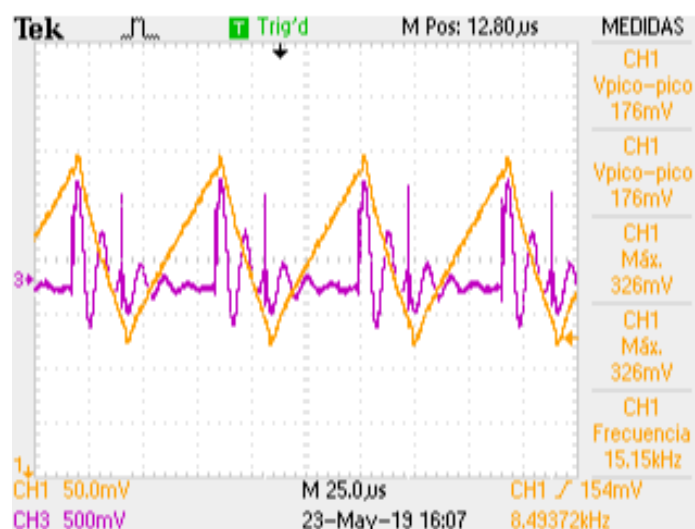


Figura 222. Intensidad inductancia L_e y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 33%.

9.4.3. Comparación resultados a diferentes frecuencias de conmutación

Para comprobar los efectos que tiene sobre las señales el aumento o disminución de la frecuencia de conmutación de los MOSFET, se realiza una tabla que recoge los resultados obtenidos en los dos apartados anteriores. De esta forma se pueden observar los efectos producidos sobre las ondas con una frecuencia de 10 kHz y una frecuencia de 15 kHz manteniendo el ciclo de trabajo constante.

En la siguiente tabla se muestra los valores obtenidos. En algunos de ellos como en el caso de la intensidad media de entrada se obtienen dos medidas. Una de ellas proporcionada por la fuente de alimentación y otra por el traductor de corriente que muestra el valor de la intensidad en el ControlDesk. La medida más fiable es la proporcionada por la fuente de alimentación. Otro ejemplo puede ser la tensión media de salida donde se obtiene un valor mediante el traductor de tensión y otro mediante el multímetro, siendo este el más fiable de ambos. Los traductores de tanto de tensión como, especialmente, los de intensidad presentan valores que distan ligeramente del valor real. Por ello, los valores proporcionados por la fuente de alimentación y el multímetro resultan más fiables.

	10 kHz D=33%		15 kHz D=33%	
Tensión de entrada media	Fuente	20 V	Fuente	20 V
	ControlDesk	20,02 V	ControlDesk	20,12 V
Intensidad de entrada media	Fuente	2,41 A	Fuente	2,29 V
	ControlDesk	2,37 A	ControlDesk	2,24 A
Potencia de entrada media	Fuente	48,2 W	Fuente	45,8 W
	ControlDesk	47,45 W	ControlDesk	45,06 W
Tensión de salida media	Multímetro	56,28 V	Multímetro	55,40 V
	ControlDesk	55,20 V	ControlDesk	53,66 V
Intensidad de salida media	ControlDesk	770 mA	ControlDesk	780 mA
Potencia de salida media	ControlDesk	42,70 W	ControlDesk	41,59 W
Ancho de pulso positivo	34,20 μ s		23,00 μ s	
Ancho de pulso negativo	65,80 μ s		43,00 μ s	
Intensidad L_e media	2,47 A		2,36 A	
Intensidad L_e pico a pico	2,48 A		1,80 A	
Intensidad L_e máxima	3,74 A		3,28 A	
Intensidad L_e mínima	1,26 A		1,48 A	
Rizado pico a pico tensión de salida	1,58 V		1,36 V	
Frecuencia	10 kHz		15,15 kHz	

Tabla 37. Comparación modo elevador a diferentes frecuencias de conmutación.

Como se puede observar en la tabla anterior, al incrementar la frecuencia de conmutación, la intensidad media a la entrada disminuye y al tener un voltaje medio de entrada similar se obtiene que la potencia media a la entrada es mayor a menor frecuencia.

La tensión media de salida es ligeramente superior cuando la frecuencia de conmutación es menor, mientras que la corriente media de salida para ambos casos es muy similar por lo que se obtiene una potencia media de salida muy parecida.

El ancho de pulso tanto positivo como negativo varía en ambas señales ya que la frecuencia de conmutación varía, pero en ambos casos se asemeja al valor calculado.

Respecto a la intensidad que circula por la bobina L_e , se observa que la intensidad media disminuye al aumentar la frecuencia al igual que la intensidad pico a pico. Por lo que, al aumentar la frecuencia de conmutación, el rizado pico a pico de la intensidad en la bobina, así como su valor medio, disminuyen considerablemente.

Lo mismo sucede con la tensión de rizado pico a pico a la salida del circuito que disminuye al incrementar la frecuencia de conmutación.

9.4.4. Frecuencia de conmutación 15 kHz y ciclo de trabajo del 50%

Se llevan a cabo las mismas medidas que en los apartados anteriores, utilizando la misma frecuencia de conmutación de 15 kHz, pero se incrementando el ciclo de trabajo hasta el 50%.

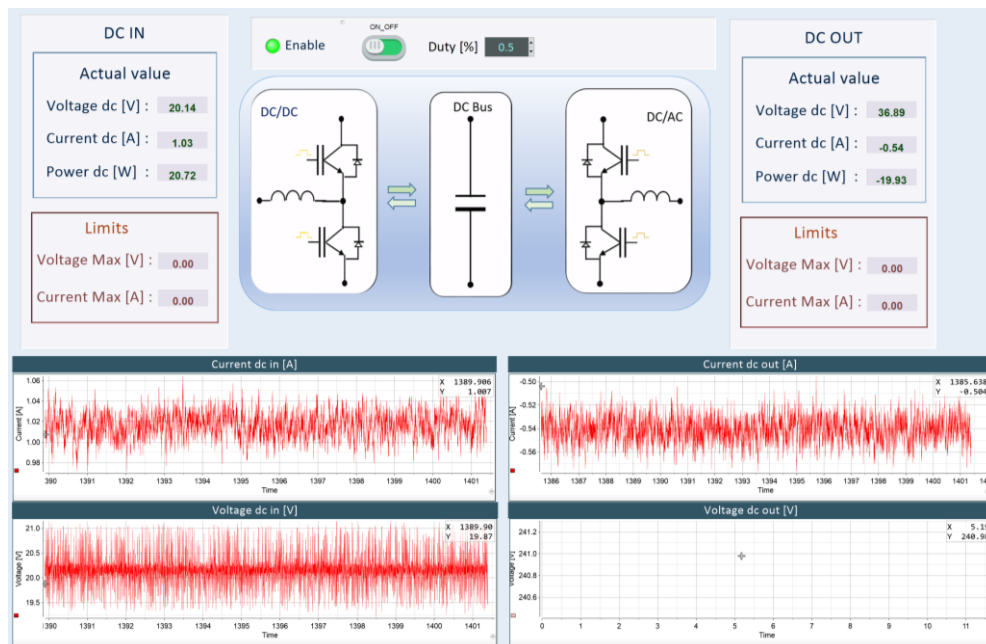


Figura 223. ControlDesk, reductor a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

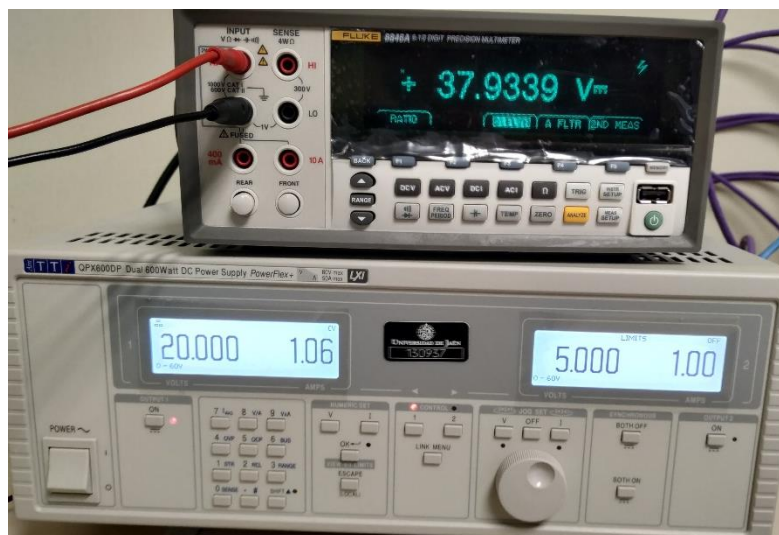


Figura 224. Multímetro y fuente de alimentación a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

Seguidamente se mostrarán las diferentes señales obtenidas mediante el osciloscopio. En primer lugar, se muestra la forma de onda de la intensidad que circula por la inductancia L_e .

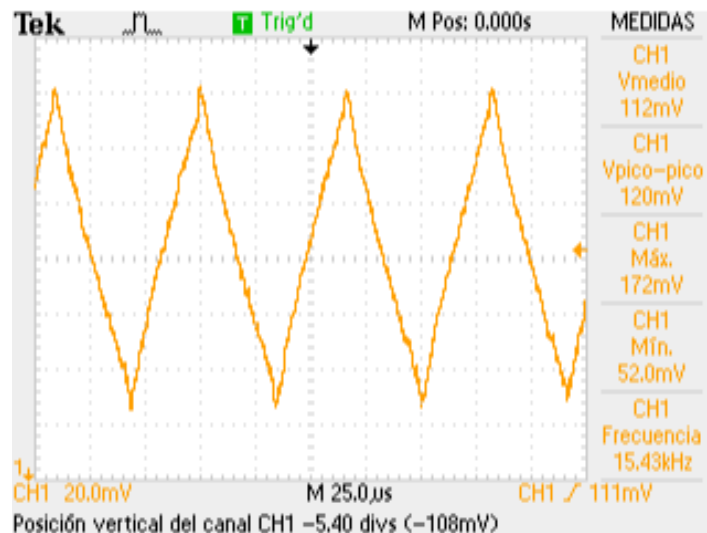


Figura 225. Intensidad inductancia L_e a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

En segundo lugar, se muestra la forma de onda del voltaje a la salida de los MOSFET.

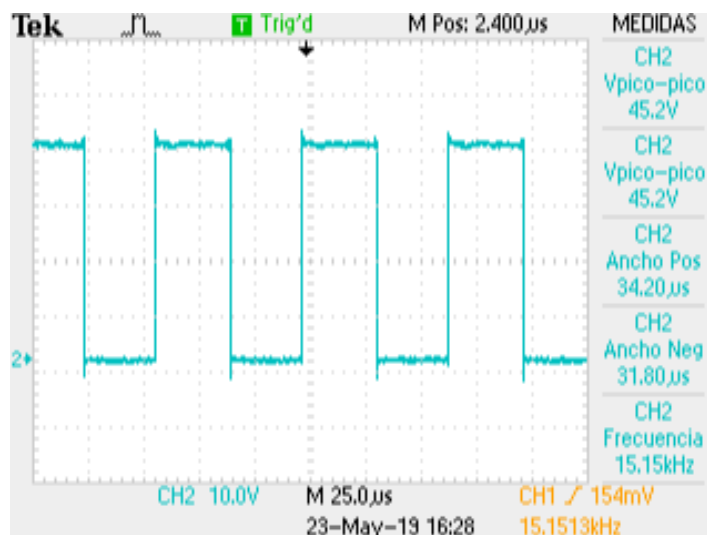


Figura 226. Voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

En tercer lugar, se muestra la forma de onda de la componente AC del voltaje a la salida del circuito.

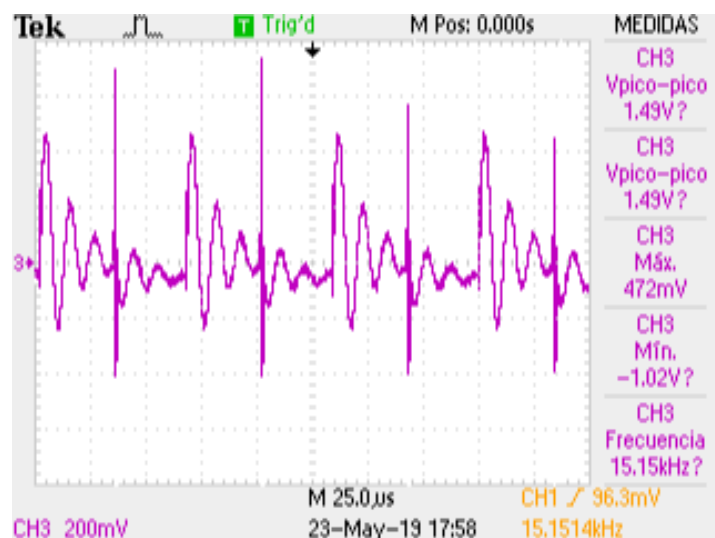


Figura 227. Voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

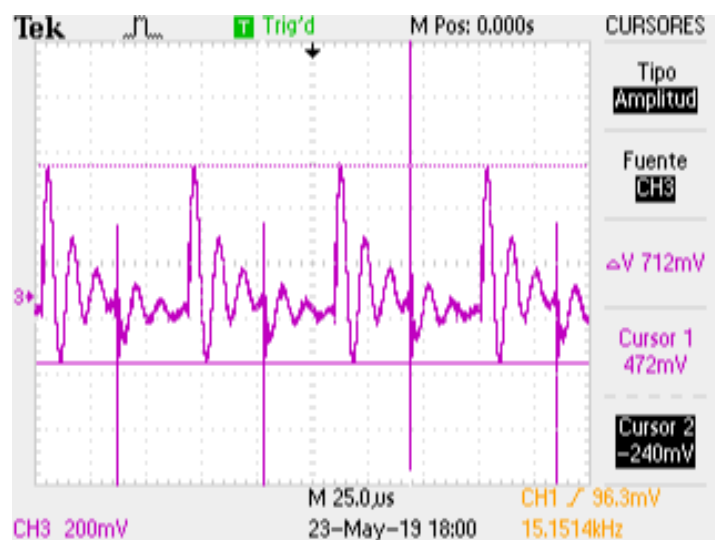


Figura 228. Cursores voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

Para observar mejor el comportamiento de las formas de onda de cada una de las señales se representan una frente a otra.

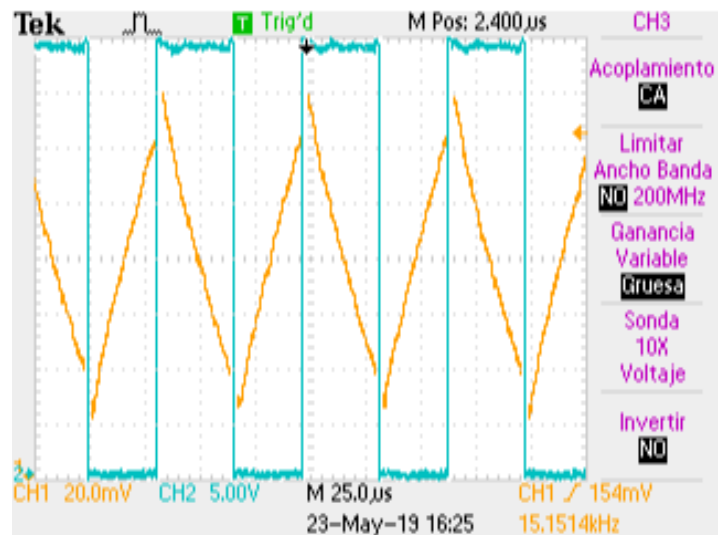


Figura 229. Intensidad inductancia L_e y voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

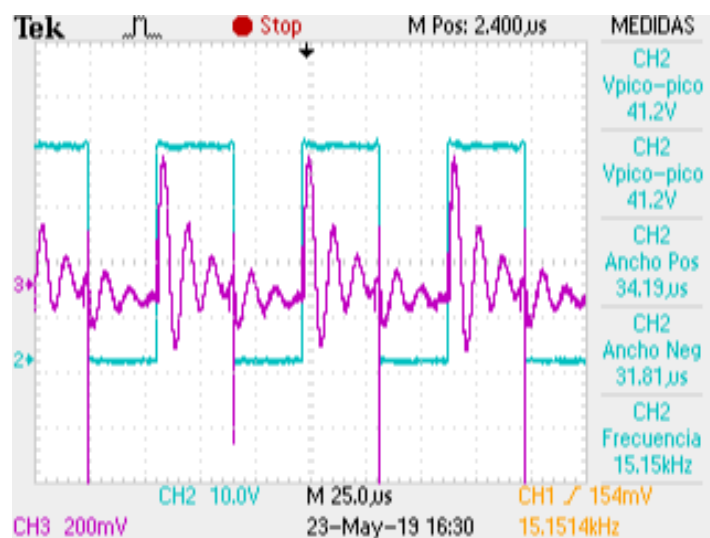


Figura 230. Voltaje a la salida de los MOSFET y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

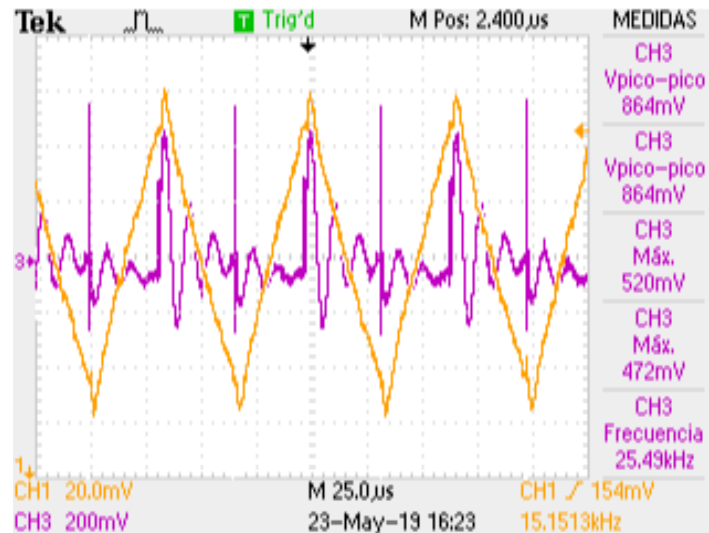


Figura 231. Intensidad inductancia L_e y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 50%.

9.4.5. Frecuencia de conmutación 15 kHz y ciclo de trabajo del 20%

En este apartado se elevará el ciclo de trabajo hasta el mínimo permitido en el programa, un ciclo de trabajo del 20%. La frecuencia de conmutación será nuevamente de 15 kHz.

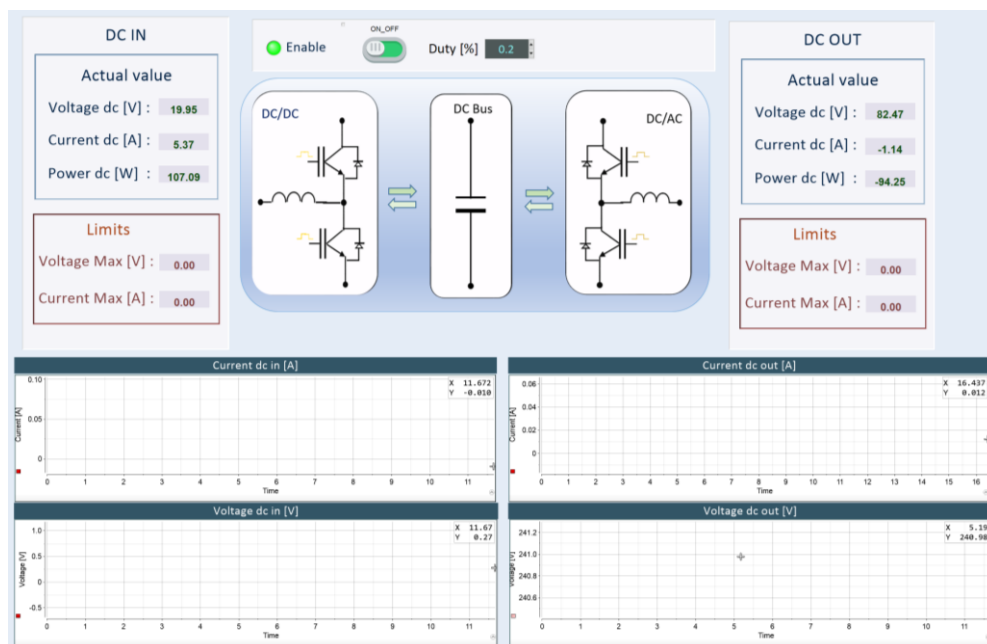


Figura 232. ControlDesk, reductor a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.



Figura 233. Multímetro y fuente de alimentación a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.

Seguidamente se mostrarán las diferentes señales obtenidas mediante el osciloscopio. En primer lugar, se muestra la forma de onda de la intensidad que circula por la inductancia L_e .

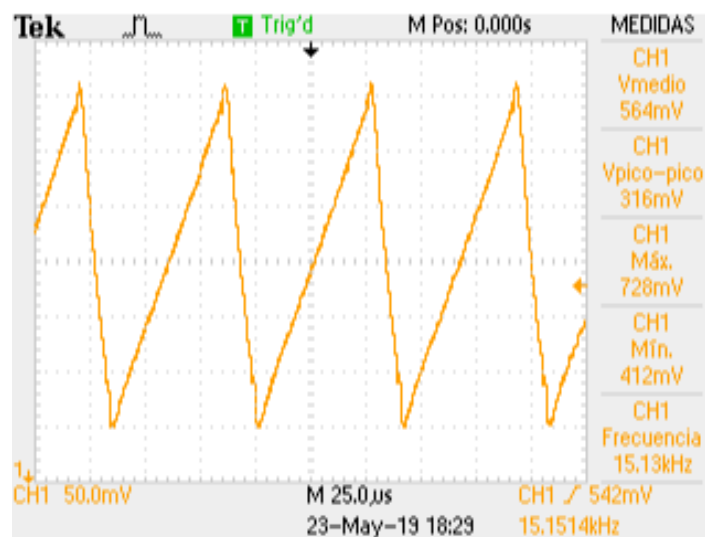


Figura 234. Intensidad inductancia L_e a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.

En segundo lugar, se muestra la forma de onda del voltaje a la salida de los MOSFET.

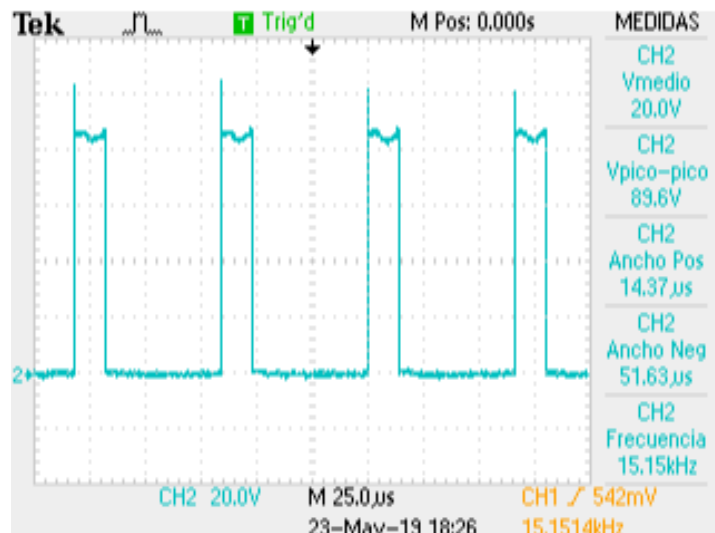


Figura 235. Voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.

En tercer lugar, se muestra la forma de onda de la componente AC del voltaje a la salida del circuito.

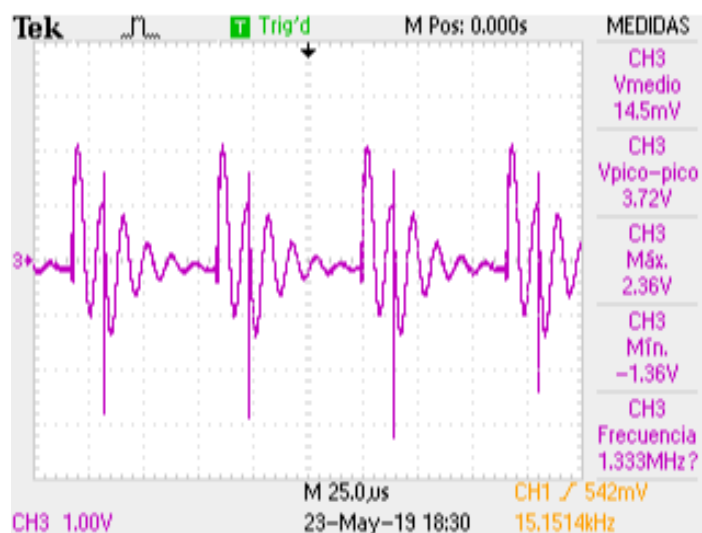


Figura 236. Voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.

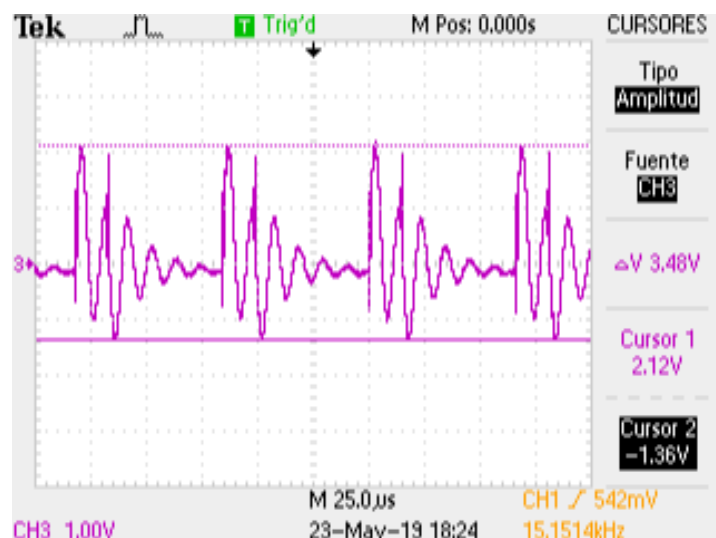


Figura 237. Cursores voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.

Para observar mejor el comportamiento de las formas de onda de cada una de las señales se representan una frente a otra.

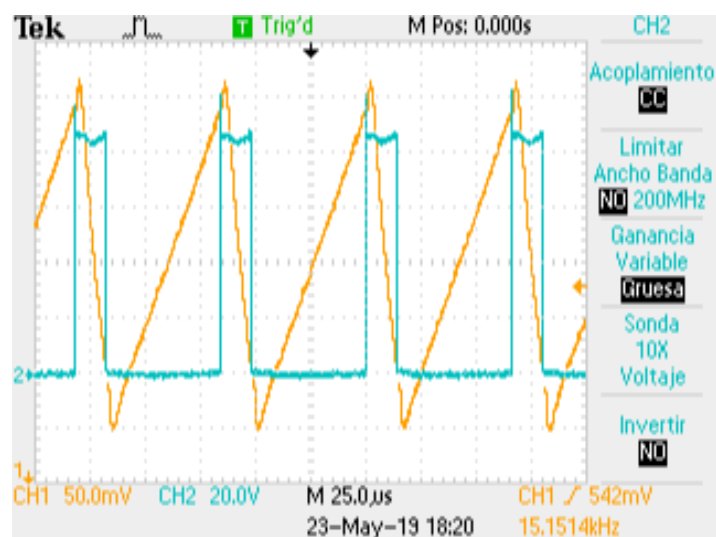


Figura 238. Intensidad inductancia L_c y voltaje a la salida de los MOSFET a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.

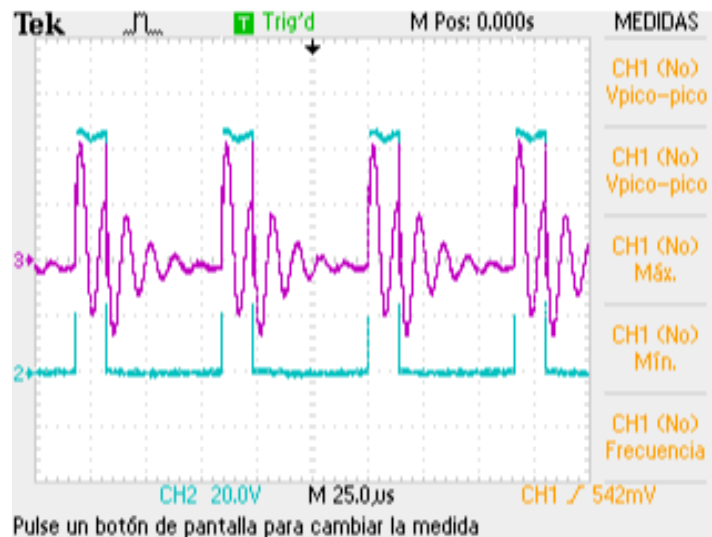


Figura 239. Voltaje a la salida de los MOSFET y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.

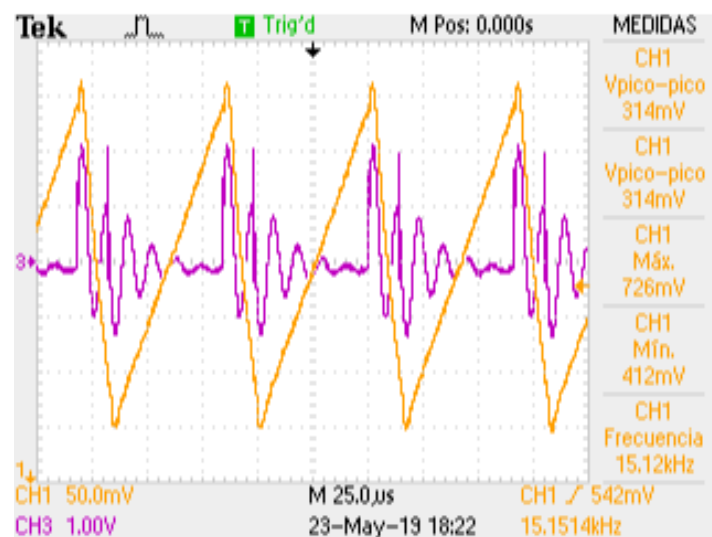


Figura 240. Intensidad inductancia L_e y voltaje de salida del circuito a 15 kHz y ciclo de trabajo a 20%.

9.4.6. Comparación resultados a diferentes ciclos de trabajo

Se realizará la comparación entre el comportamiento de los parámetros de las diferentes señales que funcionan a la misma frecuencia de conmutación, pero a diferentes ciclos de trabajo. Se analizarán cuáles son los cambios que tienen lugar a medida que se aumenta o disminuye el ciclo de trabajo.

	15 kHz D=20%		15 kHz D=33%		15 kHz D=50%	
Tensión de entrada media	Fuente	20 V	Fuente	20 V	Fuente	20 V
	ControlDesk	19,95 V	ControlDesk	20,12 V	ControlDesk	20,14 V
Intensidad de entrada media	Fuente	5,47 A	Fuente	2,29 V	Fuente	1,06 A
	ControlDesk	5,37 A	ControlDesk	2,24 A	ControlDesk	1,03 A
Potencia de entrada media	Fuente	109,4 W	Fuente	45,8 W	Fuente	20,74 W
	ControlDesk	107,1 W	ControlDesk	45,06 W	ControlDesk	20,72 W
Tensión de salida media	Multímetro	84,20 A	Multímetro	55,40 V	Multímetro	37,93 V
	ControlDesk	82,47 V	ControlDesk	53,66 V	ControlDesk	36,89 V
Intensidad de salida media	ControlDesk	1,14 A	ControlDesk	780 mA	ControlDesk	540 mA
Potencia de salida media	ControlDesk	94,25 W	ControlDesk	41,59 W	ControlDesk	19,93 W
Ancho de pulso positivo	14,37 μ s		23,00 μ s		34,20 μ s	
Ancho de pulso negativo	51,63 μ s		43,00 μ s		31,80 μ s	
Intensidad L_e media	5,64 A		2,36 A		1,12 A	
Intensidad L_e pico a pico	3,16 A		1,80 A		1,20 A	
Intensidad L_e máxima	7,28 A		3,28 A		1,72 A	
Intensidad L_e mínima	4,12 A		1,48 A		520 mA	
Rizado pico a pico tensión de salida	3,48 V		1,36 V		712 mV	
Frecuencia	15,15 kHz		15,15 kHz		15,15 kHz	

Tabla 38. Comparación modo elevador a diferentes ciclos de trabajo.

En la tabla anterior se muestran los resultados obtenidos en las simulaciones variando el ciclo de trabajo entre 20%, 33% y 50%. La tensión media de entrada será la mismas en todos los casos, pero la intensidad media de entrada disminuirá a medida que se incremente el ciclo de trabajo. Por ello, decrecerá también la potencia a la entrada del circuito. La tensión media a la salida y la intensidad media a la salida también disminuirán al incrementar el ciclo de trabajo y por consiguiente la potencia a la salida.

El ancho de pulso tanto positivo como negativo van variando según el ciclo de trabajo, pero sus valores coinciden con los esperados.

Respecto a la intensidad media que circula por la bobina L_e , experimenta un decremento a medida que se incrementa el ciclo de trabajo. La intensidad máxima por la bobina L_e disminuye con el ciclo de trabajo, al igual que la intensidad mínima. Para los tres ciclos de trabajo, se puede apreciar que el convertidor trabaja en el primer cuadrante ya que la intensidad por la bobina en ningún momento pasa a ser negativa.

Por último, el rizado pico a pico de la tensión de salida disminuye al incrementar el ciclo de trabajo.

9.4.7. Comparación resultados teóricos, simulaciones y experimentales

En la siguiente tabla se muestran los resultados de los cálculos teóricos, las simulaciones y los resultados experimentales. Todos los resultados obtenidos se han realizado para una frecuencia de conmutación de 15 kHz y un ciclo de trabajo del 33%.

Los resultados de las simulaciones con los que lleva a cabo la comparación son los realizado con el programa Simulink.

	Teórico	Simulación	Experimental	
Tensión de entrada media	20 V	20 V	Fuente	20 V
			ControlDesk	20,12 V
Intensidad de entrada media	2,50 A	2,42 A	Fuente	2,29 V
			ControlDesk	2,24 A
Potencia de entrada media	50 W	48,46 W	Fuente	45,8 W
			ControlDesk	45,06 W
Tensión de salida media	60 V	58,10 V	Multímetro	55,40 V
			ControlDesk	53,66 V
Intensidad de salida media	833 mA	807 mA	ControlDesk	780 mA
Potencia de salida media	50 W	46,88 W	ControlDesk	41,59 W
Ancho de pulso positivo	22,22 μ s	22,22 μ s	23 μ s	
Ancho de pulso negativo	44,44 μ s	44,44 μ s	43 μ s	
Intensidad I_L media	2,52A	2,42 A	2,36 A	
Intensidad I_L pico a pico	2,34 A	2,28 A	1,80 A	
Intensidad I_L máxima	3,96 A	3,56 A	3,28 A	
Intensidad I_L mínima	1,35 A	1,28 A	1,48 A	
Rizado pico a pico tensión de salida	7,37 mV	1,04 V	1,36 V	
Frecuencia	15 kHz	15 kHz	15,15 kHz	

Tabla 39. Comparación modo elevador resultados teóricos, simulaciones y experimentales.

Las tensiones medias de entrada serán las mismas en los tres casos, mientras que las intensidades medias a las entradas son similares en los cálculos teóricos y la simulación, pero es ligeramente menor en los resultados experimentales. Para este caso, en el que se utiliza el convertidor en modo elevador, los traductores de corriente presentan una mayor precisión que para el funcionamiento como reductor. En cuanto a la potencia de entrada, es menor en el caso experimental ya que su intensidad lo es.

Las tensiones medias de salida son diferentes para los tres casos. En los cálculos teóricos, al considerarlos ideales, no hay pérdidas. En la simulación se observa como la tensión disminuye debido a las pérdidas. En los resultados experimentales la tensión presenta una mayor disminución por la aparición de más pérdidas. Las corrientes medias de salida si presentan mayor similitud entre ellas, siendo la obtenida de forma experimental la más dispar. En cuanto a las potencias de salida, al depender de la tensión e intensidad de salida, hay discrepancias debidas a las pérdidas que se producen en el caso experimental respecto al resto. Se puede observar como para el caso experimental es donde se producen mayores pérdidas de potencias respecto a los otros dos casos.

El ancho de pulso tanto positivo como negativo es muy parecido en todos los casos. La variación en el caso experimental se debe a que la señal PWM es introducida

en un generador de tiempos muertos haciendo que el ancho de pulso varíe unos pocos nanosegundos.

Las intensidades medias que circula con la bobina L_e de los tres casos presentan cierta similitud, pero la corriente pico a pico si varía de manera sustancial para el caso experimental. En él, la corriente pico a pico disminuye notablemente respecto a los otros dos casos. La intensidad máxima por la bobina es menor para el caso experimental y la intensidad mínima es mayor para el caso experimental por lo que el rizado pico a pico de corriente disminuye. En los tres casos la intensidad tiene valores máximos positivos y valores mínimos positivos por lo que se concluye que están trabajando en el primer cuadrante.

Por último, el rizado pico a pico de la tensión de salida es muy similar para la simulación y para la experimental, mientras que para los resultados de los cálculos teóricos presenta un valor muy inferior.

10. Presupuesto

La realización del presupuesto del proyecto se ha llevado a cabo con Presto, un programa integrado de gestión del coste y del tiempo orientado a BIM (Building Information Modeling). El presupuesto se dividirá en tres capítulos. El primer capítulo será “PROTOTIPO” en el que se abarcan todos los componentes que incluye el prototipo divididos en partidas. El segundo capítulo será “MICROLABBOX” en el que se abarca tanto el hardware como el software de la MicroLabBox, es decir, la propia MicroLabBox y la licencia de RTI. El tercer capítulo será “MANO DE OBRA” en el que se incluye tanto la mano de obra del ingeniero industrial como la del técnico de proyecto.

En el ANEXO IV adjuntado al final del presente documento se presenta el presupuesto del proyecto.

11. Conclusiones

En el presente proyecto se ha realizado el análisis, dimensionamiento y descripción de los componentes de la microred inteligente FV+VE. Adicionalmente, se ha realizado un estudio de los sistemas de almacenamiento basados en baterías, los sistemas de almacenamiento basados en supercondensadores y convertidores de potencia.

Se ha diseñado, construido, simulado y realizado medidas de un prototipo de la microred FV+VE a menor escala para estudiar el comportamiento de dicha microred. En el diseño, se ha realizado la memoria de cálculos del filtro LCL y del banco de condensadores del bus DC. En la construcción, se han analizado los componentes utilizados definiendo sus especificaciones técnicas y su modo de conexión. En cuanto a

la simulación, se han llevado a cabo mediante dos programas como son Simulink y LTspice IV comparando los resultados de ambas y obteniendo una gran similitud respecto a los valores teóricos calculados en el diseño. En cuanto a la experimentación, se han realizado medidas experimentales de los valores más significativos del convertidor DC-DC haciendo especial hincapié en el filtro LCL. Para la obtención de los diferentes valores y formas de onda del convertidor se han realizado diferentes medidas experimentales tanto en modo reductor como en modo elevador. En primer lugar, se ha variado la frecuencia de conmutación entre 10 kHz y 15 kHz mantenido constante el ciclo de trabajo para estudiar el comportamiento de las señales. En segundo lugar, se ha fijado la frecuencia de conmutación y se ha variado el ciclo de trabajo. Por último, se ha realizado una comparación entre los valores teóricos, la simulación y los resultados experimentales obteniéndose una buena concordancia entre todos ellos.

Para realizar el control del prototipo se ha llevado un estudio de los diferentes algoritmos de control utilizados en convertidores de potencia, se ha seleccionado el más propicio para el control de la tecnología con la que se está trabajando y se han realizado simulaciones para analizar su comportamiento frente a diferentes circunstancias de funcionamiento. Con el algoritmo de control diseñado se puede decir, que se obtiene una buena respuesta, tanto en modo reductor y modo elevador, del sistema.

De cara al futuro, se podría obtener una mejor respuesta al comportamiento del sistema mediante la implementación de algún algoritmo de control para el prototipo. También se debería extrapolar las técnicas de control utilizadas en el prototipo al proyecto Seredi para continuar en esta línea de investigación y conseguir el funcionamiento autónomo de la microred inteligente FV+VE.

12. Bibliografía

- [1] A. Hernández Fernández, “Aplicación de supercondensadores para la hibridación de almacenamiento de energía,” Universidad Politécnica de Madrid, 2015.
- [2] Á. Cortés Sánchez-Migallón, “Sistemas de almacenamiento de energía basados en baterías y supercondensadores,” Escuela Politécnica superior, Universidad de Alcalá, 2016.
- [3] I. Gil Mera, “Diseño de un sistema de almacenamiento de energía híbrido basado en baterías y supercondensadores para su integración en micredes eléctricas,” Escuela Técnica Superior de Ingenieros, Universidad de Sevilla.
- [4] M. H. Rashid, *Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones*, Tercera ed. Pearson Educación, 2001.
- [5] J. C. López Rodríguez, “Diseño y Control de Convertidores CC / CC aplicados a Sistemas Híbridos de Generación Distribuida,” Escuela Politécnica Superior de Linares, Universidad de Jaén, 2014.
- [6] J. E. Palacios Duarte, “DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR DC-DC DE TIPO BIDIRECCIONAL,” Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de Occidente, 2015.
- [7] E. J. Molina Martínez, “Sistema de generación fotovoltaica de concentración con almacenamietno híbrido de energía conectado a la red,” Universidad de Castilla - La Mancha, 2017.
- [8] A. Gil Mafé, “Diseño inversor bidireccional para micro-red,” Universidad Politécnica de Barcelona, 2016.
- [9] O. Erdinc and M. Uzunoglu, “Recent trends in PEM fuel cell-powered hybrid systems: Investigation of application areas, design architectures and energy management approaches,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 14, no. 9, pp. 2874–2884, Dec. 2010.
- [10] R. Bonilla Isaza, “Control difuso aplicado a un convertidor DC-DC buck para una carga no lineal,” *Tecnura*, vol. 20, Jun. 2016.
- [11] D. Gao, Z. Jin, and Q. Lu, “Energy management strategy based on fuzzy logic for a fuel cell hybrid bus,” *J. Power Sources*, vol. 185, no. 1, pp. 311–317, Oct. 2008.
- [12] M. Kisacikoglu, M. Uzunoglu, and M. Alam, “Load sharing using fuzzy logic control in a fuel cell/ultra capacitor hybrid vehicle,” *Int J Hydrog. Energy*, vol. 33, pp. 5205–5217, Jan. 2008.
- [13] F. Martínez and M. Castiblanco Ortiz, “Evaluación de control neuronal con arquitectura óptima para convertidor DC/DC,” *Ing. e Investig. ISSN 0129-5608*, Vol. 29, Nº. 3, 2009, pags. 134-138, vol. 29, Sep. 2009.
- [14] Y. Ateş, O. Erdinc, M. Uzunoglu, and B. Vural, “Energy management of an FC/UC

hybrid vehicular power system using a combined neural network-wavelet transform based strategy,” *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 35, pp. 774–783, Jan. 2010.

- [15] P. Thounthong, S. RaËl, and B. Davat, “Control Algorithm of Fuel Cell and Batteries for Distributed Generation System,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 148–155, 2008.
- [16] A. Payman, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, “Energy control of supercapacitor/fuel cell hybrid power source,” *Energy Convers. Manag.*, vol. 49, pp. 1637–1644, Jun. 2008.
- [17] X. Zhang, C. Mi, A. Masrur, and D. Daniszewski, “Wavelet-transform-based power management of hybrid vehicles with multiple on-board energy sources including fuel cell, battery and ultracapacitor,” *J. Power Sources - J POWER SOURCES*, vol. 185, Dec. 2008.
- [18] J. Zhang, G. Liu, W. Yu, and M. Ouyang, “Adaptive control of the airflow of a PEM fuel cell system,” *J. Power Sources*, vol. 179, no. 2, pp. 649–659, May 2008.
- [19] Q. Li, W. Chen, Y. Wang, J. Jia, and M. Han, “Nonlinear robust control of proton exchange membrane fuel cell by state feedback exact linearization,” *J. Power Sources*, vol. 194, no. 1, pp. 338–348, Oct. 2009.
- [20] dSPACE, “MicroLabBox,” 2018.
- [21] “Advanced Testbed Development | Western Kentucky University.” [Online]. Available: <https://www.wku.edu/ces/expertise/competency/advancedtestbed.php>. [Accessed: 04-Jun-2019].
- [22] J. A. Perez, “Trabajo final de grado: Conversor back to back de 15 KW+15KW para laboratorio de energías renovables,” Escuela Politécnica de Valencia, Universidad Politécnica de Valencia, 2014.
- [23] dSPACE, “Real-Time Interface,” 2018.
- [24] F. M. Gatta, A. Geri, R. Lamedica, M. Maccioni, and A. Ruvio, “PQ and hosting capacity issues for EV charging systems penetration in real MV/LV networks,” in *2016 Power Systems Computation Conference (PSCC)*, 2016, pp. 1–7.
- [25] M. Park, M. Chi, J. Park, H. Kim, T. Chun, and E. Nho, “LCL-filter design for grid-connected PCS using total harmonic distortion and ripple attenuation factor,” in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, 2010, pp. 1688–1694.
- [26] M. Liserre, F. Blaabjerg, and A. Dell’Aquila, “Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter,” *Int. J. Electron. - INT J ELECTRON*, vol. 91, pp. 445–460, Aug. 2004.
- [27] D. Velasco de la Fuente, “Reconfiguración de controladores para inversores

fotovoltaicos con almacenamiento de energía en DC operando como generadores autónomos en una microrred,” Universitat Politècnica de València, Valencia (Spain), 2012.

- [28] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, 2005.
- [29] A. Arancibia and K. Strunz, “Modeling of an electric vehicle charging station for fast DC charging,” in *2012 IEEE International Electric Vehicle Conference*, 2012, pp. 1–6.
- [30] Saft, “VL 41M Fe Super-Phosphate,” no. February. Communications Department Saft, 2014.
- [31] T. Esparza Sola, “Diseño , dimensionado y simulación de un convertidor DC / DC elevador para pilas de combustible,” Universiada Pública de Navarra, 2015.
- [32] I. A. Universidad Distrital “Francisco José de Caldas.” Facultad Tecnológica, *Optimización de señal de control en reguladores PID con arquitectura antireset Wind-Up*, vol. 15, no. 30. Universidad Distrital Francisco José de Caldas, 2011.

ANEXO I

Informe Técnico Batería

ÍNDICE

1.	Introducción	3
2.	Definición.....	3
3.	Configuraciones.....	3
4.	Estructura	4
5.	Tecnologías existentes.....	4
6.	Características generales de las baterías	4
6.1.	Capacidad.....	4
6.2.	Vida útil.....	5
6.3.	Autodescarga	6
6.4.	Efecto memoria.....	6
6.5.	Resistencia de la serie interna	6
6.6.	Densidad	6
7.	Baterías de Litio	7
7.1.	Ventajas y desventajas.....	7
7.2.	Tipos de baterías de Litio	8
7.3.	Limitaciones tecnológicas	9
8.	VL 41M Fe Super-Phosphate	10
9.	Modelado SIMULINK	12
9.1.	Modelo simplificado batería	12
9.2.	Modelo batería	12
9.3.	Modelo batería de Litio	14
10.	Bibliografía.....	20

1. Introducción

A principios del siglo XIX surge la tecnología eléctrica de la mano de Volta y su pila voltaica capaz de liberar corriente de forma constante. El almacenamiento de la energía eléctrica se desarrolló más lentamente que el resto de tecnologías eléctricas. En los años 70 fue el momento en el que se establecieron las bases tecnológicas de almacenamiento que se utilizan hoy día. En este punto es cuando comienzan a surgir las primeras versiones de iones de Litio o de baterías de flujo [1].

En las dos últimas décadas las instalaciones de baterías han tenido un crecimiento exponencial, tal y como se muestra en la *figura 1*, gracias a las inversiones debidas a la disminución de los costes y mejoras en el rendimiento.

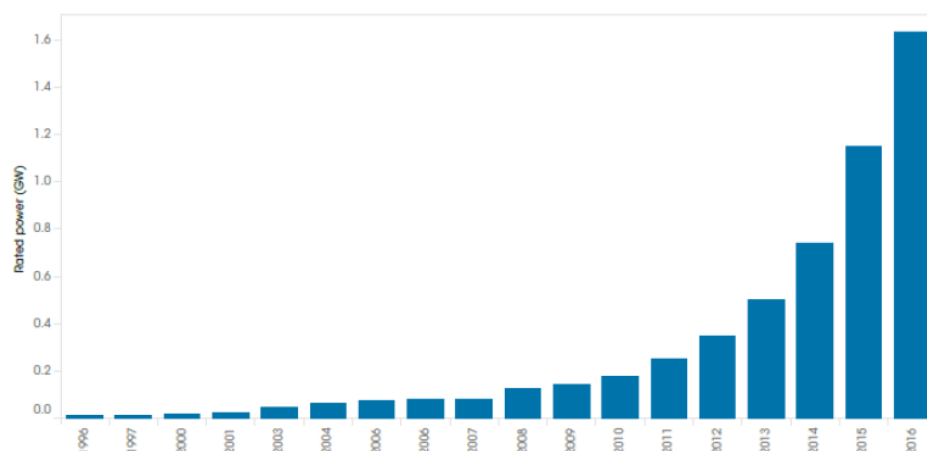


Figura 1. Evolución de la capacidad de baterías instaladas a nivel mundial. Fuente: [2]

En la actualidad, las baterías de litio representan casi el 60% de la capacidad operativa instalada en 2017 [2].

2. Definición

Las baterías son dispositivos de almacenamiento de energía electroquímica basados en diferentes procedimientos químicos específicos que se adaptan a variedad de aplicaciones [3]. Se establecen una clasificación según el tipo de electrodos y electrolitos utilizados en las diferentes disposiciones de sistema de almacenamiento [4].

3. Configuraciones

La celda electroquímica es la unidad básica de una batería que usa reacciones químicas para crear un flujo de electrones y producir corriente eléctrica. Una batería de almacenamiento está formada por la unión de dos o más celdas. Según la disposición de dichas celdas pueden establecerse diferentes configuraciones como pueden ser en serie, paralelo o combinación de ambas, dotando a la batería de la

tensión e intensidad deseada. Al disponer celdas en paralelo, las intensidades de cada una de las celdas se sumarían obteniéndose mayor intensidad y por tanto mayor potencia. Al disponer las celdas en serie, los voltajes de cada una de las celdas se sumarían obteniendo un mayor voltaje en la batería.

4. Estructura

Cada celda química está compuesta por dos electrodos (ánodo y cátodo) sumergidos en un material electrolítico en estado sólido o líquido, una membrana separadora que evita el contacto entre los electrodos y permite el flujo iónico entre ellos. El proceso de almacenamiento o liberación de la energía eléctrica se produce por la cesión o absorción de electrones por medio de las reacciones químicas reversibles producidas entre cada electrodo y electrolito. El principio de funcionamiento de las baterías se basa en el proceso de reducción-oxidación [5].

5. Tecnologías existentes

Las baterías de almacenamiento se pueden clasificar en dos grupos claramente diferenciados, las baterías convencionales y las baterías de flujo. Existen una amplia variedad de tecnologías de almacenamiento donde se pueden destacar las siguientes [2] :

- Baterías de Plomo-ácido.
- Baterías de Sodio-Azufre.
- Baterías de Níquel-Cadmio.
- Baterías de Zinc-Aire.
- Baterías de Litio.
- Baterías de flujo.

6. Características generales de las baterías

Existen numerosas características que definen cada tipo de batería y que ayudan a realizar clasificaciones de las mismas. Para ellos se definen y analizan cada una de estas posibles características.

6.1. Capacidad

Se define como la cantidad máxima de energía que se puede obtener durante la descarga completa de una batería totalmente cargada y se expresa en amperios-hora (Ah). La capacidad de la batería depende en gran medida de la antigüedad de la misma, de los regímenes de carga y descarga de la batería y de la temperatura [6]. Analizando cada uno de estos factores:

- La **antigüedad de la batería** produce una disminución de la capacidad nominal de la misma.
- Las **tasas de carga y descarga** afectan notablemente a la capacidad de la batería y se expresa como C. La capacidad de la batería disminuye si se está realizando una descarga muy rápida de la misma, es decir, una corriente de descarga alta en la que se extrae mucha energía. Para altas velocidades de descarga las reacciones químicas no se pueden dar al ritmo en el que la corriente es solicitada por lo que ocurren reacciones incompletas o no deseadas y se reduce la capacidad de la batería. Si la descarga se produce lentamente utilizando una corriente baja, se puede extraer más energía y la capacidad de la batería es más alta.
- La **temperatura** es otro de los factores que afectan a la capacidad, la cual suele ser más elevada que a temperaturas bajas. A pesar de ello, no es conviene que la batería alcance temperaturas elevadas ya que provocará que la duración de la batería disminuya.

La capacidad de la batería puede aumentar si se disponen de más celdas en paralelo siendo esta el resultado de multiplicar la capacidad individual de cada celda por el número de celdas en paralelo [6].

6.2. Vida útil

La vida útil de una batería representa el número de ciclos (carga y descarga) que es capaz de soportar hasta que deja de cumplir con los criterios de rendimiento especificados. Se ve afectada por una serie de parámetros:

- El **estado de carga de la batería (BSOC o SOC, Battery State of Charge)** se define como la fracción de energía que está actualmente almacenada en la batería respecto a su capacidad nominal [7].
- La **profundidad de descarga (DOD, Depth of Discharge)** se define como la fracción de energía que se ha extraído de la batería.
- La **profundidad diaria de descarga** se define como la cantidad máxima de energía que se puede extraer de la batería en un periodo de 24 horas.
- La **tasa de carga y descarga (C-rate)** hace que con cada ciclo de carga-descarga se produzcan pérdidas irreversibles en la capacidad de la batería. Se expresa con el número C que es una medida de la velocidad a la que se carga o se descarga totalmente una batería en relación con su capacidad máxima.

En la siguiente figura se muestra una gráfica donde se observa la vida útil de una batería. Se aprecia como al aumentar el número de ciclos de vida disminuye la capacidad de descarga de la batería. Conforme más elevado sea la tasa de carga y descarga (C) menor será la capacidad de descarga de la batería.

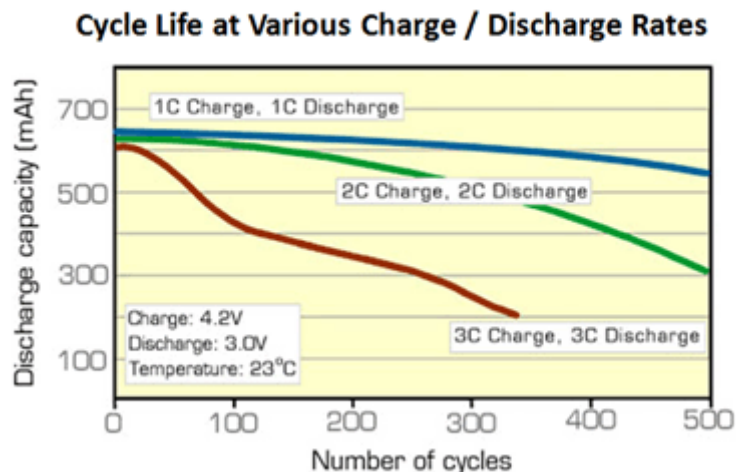


Figura 2. Vida útil en varias tasas de carga/descarga de una batería. Fuente: [8]

6.3. Autodescarga

Este efecto tiene lugar cuando la batería no se utiliza puesto que, a pesar de que no esté conectada a carga alguna, la energía que almacenada irá disminuyendo progresivamente con el paso del tiempo. Depende principalmente de los materiales involucrados en la reacción química y de la temperatura de la batería.

6.4. Efecto memoria

Este efecto es debido a cargas y descargas incompletas de la batería por las cuales se genera unas especies de estructuras cristalinas que debilitan los electrodos, haciendo que la impedancia interna aumente y que se reduzca la capacidad. La batería es capaz de recordar el nivel de descarga de situaciones anteriores, de manera que, al volver a usarse únicamente es posible descargarla hasta ese nivel.

6.5. Resistencia de la serie interna

Todas las baterías presentan una resistencia en serie interna que determina cual es la corriente de descarga máxima de la batería. Supóngase el caso en el que se necesiten baterías que proporcionen altas potencias instantáneas, la resistencia de la serie interna será baja. La resistencia de la serie interna también afectará a la eficiencia de la batería.

6.6. Densidad

La densidad de energía es la capacidad de la batería dividida por su peso. Suponiendo que se tienen dos baterías de igual capacidad resultará más ligera la que mayor densidad de energía tenga.

7. Baterías de Litio

La tecnología del Litio es relativamente nueva si la comparamos con la larga historia de las baterías plomo-ácido. En 1976 Exxon, investigador de M.S. Whittingham describe el concepto de ion-Litio en la publicación, “Electrical Energy Storage and Intercalation Chemistry”, pero no fue hasta el año 1991 donde tuvo lugar su comercialización por parte de la empresa japonesa Sony. Desde aquel momento el uso de las baterías de Litio se ha convertido en la tecnología de almacenamiento más relevante para productos electrónicos.

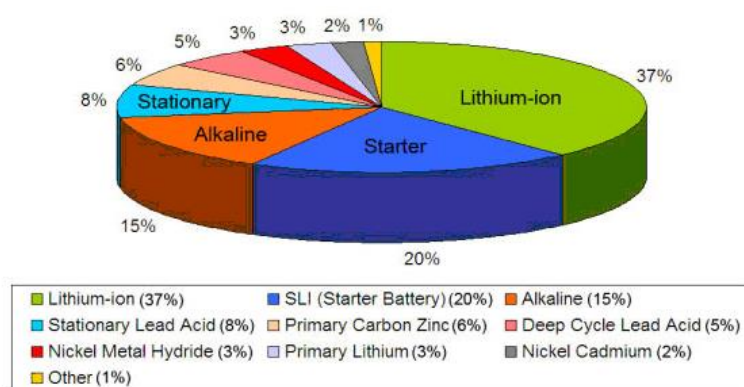


Figura 3. Contribución por ingresos de las diferentes químicas de baterías. Fuente: [9]

Las baterías ion-Litio poseen una configuración típica de una batería convencional consistente en dos electrodos separados por medio de un separador con un electrolito. Los electrones se mueven desde el cátodo hacia el ánodo durante el proceso de carga y durante el proceso de descarga en sentido opuesto [10].

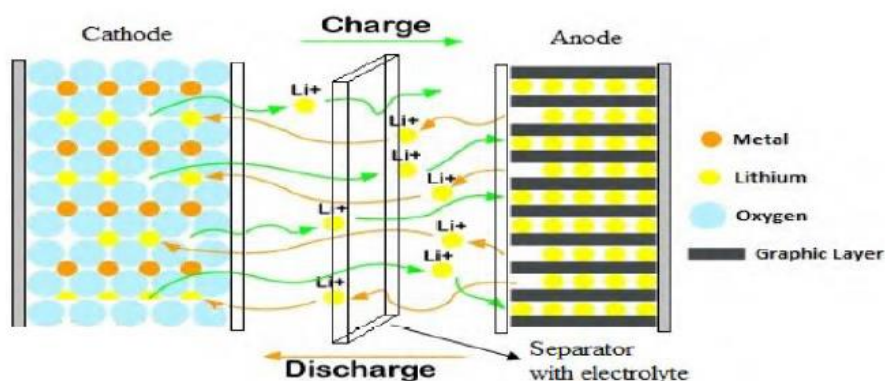


Figura 4. Proceso carga-descarga de una batería de Litio. Fuente: [10]

7.1. Ventajas y desventajas

A rasgos generales las principales ventajas que presentan este tipo de tecnología son las siguientes [11]:

- Altos niveles de voltaje de la celda (3.6 V).

- Alta densidad de energía.
- Alta eficiencia (95-98%).
- Alta capacidad y velocidad de carga/descarga.
- Baja autodescarga.
- Bajo efecto memoria.
- Elevado número de ciclos de vida (hasta 5000 ciclos).
- Versátil y altamente escalable.
- Respuesta rápida a llamadas de carga y descarga.

Por otro lado, presentan una serie de inconvenientes como son:

- Alto coste (600USD/kWh).
- Seguridad ante sobrecalentamiento o sobrecarga, y requiere de circuitos de protección.
- Degradación rápida de los electrodos en algunos tipos de celdas ion-Litio si se descargan por completo.

Debido al elevado número de ventajas que presentan y a que la mayoría de las investigaciones actuales se centran en mejorar dicha tecnología, hace que la tecnología de almacenamiento mediante celdas ion-Litio se haya convertido en el dominante en los mercados de electrónica. Actualmente se está implantando dicha tecnología en el sector automovilístico, concretamente para las baterías de los vehículos eléctricos e híbridos.

7.2. Tipos de baterías de Litio

Dentro de las baterías de Litio se pueden encontrar multitud de variaciones química con el fin de optimizar las celdas. La elección y combinación de materiales de las baterías de Litio produce unas características de rendimiento, coste y seguridad. Es posible realizar un ajuste del rendimiento operativo de la celda cambiando el metal del cátodo, hacer regulaciones de voltaje... [12]. alguna de estas posibles combinaciones de materiales para las baterías de ion-Litio son:

- Óxido de Cobalto-Litio (LiCoO_2).
- Óxido de Manganeso-Litio (LiMn_2O_4).
- Fosfato de Hierro-Litio (LiFePO_4).
- Óxido de Cobalto-Manganeso-Níquel-Litio (LiNiMnCoO_2).
- Óxido de Aluminio-Cobalto-Níquel-Litio (LiNiCoAlO_2).
- Óxido de Titanio-Litio ($\text{Li}_4\text{Ti}_5\text{O}_{12}$).

Se muestra una tabla comparativa con las principales características técnicas y aplicaciones de los diferentes tipos de baterías ion-Litio ordenadas según su energía específica:

	Capacidad específica (mAh/g)	Voltaje nominal (V)	Energía específica (Wh/kg)	Vida útil (ciclos)	Aplicaciones
Óxido de Aluminio-Cobalto-Níquel-Litio (NCA)	180	3,6	200 - 260	500	Dispositivos médicos, industrial, trenes eléctricos...
Óxido de Cobalto-Manganeso-Níquel-Litio (NMC)	160	3,6-3,7	150 - 220	1000 - 2000	Bicicletas eléctricas, dispositivos médicos, vehículo eléctrico, industria...
Óxido de Cobalto-Litio (LCO)	155	3,6	150 - 200	500 - 1000	Móviles, tablets, portátiles, cámaras...
Óxido de Manganeso-Litio (LMO)	146	3,7	100 - 150	300 - 700	Herramientas, dispositivos médicos, trenes eléctricos...
Fosfato de Hierro-Litio (LFP)	160	3,3	90 - 120	1000 - 2000	Portátil y estacionario que necesita altas corrientes de carga y resistencia...
Óxido de Titanio-Litio (LTO)	170	2,4	50 - 80	3000 - 7000	UPS, tren eléctrico, alumbrado público con energía solar...

Tabla 1. Comparativa de la características técnicas y aplicaciones de las tecnologías de ion-Litio, ordenadas según su energía específica. Fuente: [5]

7.3. Limitaciones tecnológicas

Existen ciertas limitaciones en esta tecnología sobre las cuales se están realizando numerosas investigaciones con la finalidad de que este tipo de baterías evolucionen y ofrezcan mayores prestaciones. Algunas de las limitaciones que se pueden encontrar son:

- La **temperatura** es un factor importante ya que si se alcanzan rangos elevados de la misma se pueden producir alteraciones en las reacciones químicas cambiando las propiedades de las baterías. A bajas temperaturas en las baterías ion-Litio la corriente de carga y descarga, así como las capacidades de manejo de potencia de la batería se reducen debido a la menor velocidad de reacciones químicas y la transformación de productos químicos activos con respecto a la temperatura [13]. A elevadas temperaturas las baterías pueden adoptar comportamiento anormal de los productos químicos y conducir a la explosión de la misma. Por todo ello es obligatorio proveer a una batería de Litio secundaria de un mecanismo de control de la temperatura de manera que se eviten las fugas térmicas.
- El **ciclo de vida** de una batería depende en gran medida de la química de la celda y del porcentaje de tiempo en el que la batería ha estado operando fuera de los límites de temperatura recomendados. Si una batería opera en rangos fuera de su temperatura puede llegar a producirse una pérdida irrevocable de capacidad reduciendo también la vida útil de la misma [14].
- La **seguridad** de una batería de ion-Litio es un factor fundamental ya que un fallo en la misma podría producir consecuencias más graves que si se tratara de otro tipo de batería. Esto se debe a que las baterías de Litio están compuestas de materiales inflamables que sumadas a la mayor densidad de energía y velocidad de descarga hace que sea necesario establecer unas medidas serias de seguridad [15].

Se debe tener especial cuidado con la sobrecarga y sobredescarga. Cuando una celda entra en estado de sobrecarga se pueden llegar a producir fugas térmicas debidas a las reacciones químicas. El uso de controles electrónicos para evitar la sobrecarga y sobredescargas es un sistema para proteger a la batería.

- El **coste** del Litio es una limitación a pesar de que en los últimos años haya disminuido drásticamente debido a la multitud de aplicaciones en las que se utiliza.
- El **impacto ambiental** de las baterías de ion-Litio es reducido pero los materiales de sus componentes son emisores de CO₂ y gases de efecto invernadero. Permiten su reciclaje reduciendo el impacto ambiental y eliminando los posibles problemas que pueda causar tras el final del ciclo de vida.

8. VL 41M Fe Super-Phosphate

La batería de ion-Litio escogida para el proyecto es el modelo VL 41M Fe Super-Phosphate. Se trata de una batería recargable conformada por celdas de Li-FePO₄ presentada por la SAFT. Utiliza una tecnología de fosfato de hierro ideal para aplicaciones que requieran alta densidad de energía, descarga continua, recarga moderada y ciclos de vida largos. SAFT proporciona el sistema completo de almacenamiento de energía personalizado para cumplir con las especificaciones marcadas por el cliente [16].

La celda escogida presenta una serie de **beneficios** que la propia empresa destaca:

- Tiempo de funcionamiento muy largo.
- Buena capacidad de descarga.
- Excelente rendimiento a baja temperatura.
- Ciclo de vida muy largo.
- Baja generación de calor.
- Eficiencia excepcionalmente alta.

También se señalan una serie de **características principales**:

- Excelente densidad de energía y energía específica combinada con una vida útil larga.
- Material del cátodo muy estable.
- Celdas herméticamente cerradas.
- Celdas libres de mantenimiento.
- Funcionamiento en cualquier orientación.
- Sin efecto memoria.

Las características eléctricas y físicas y las condiciones de operación que presenta este tipo de celdas se muestran en la siguiente tabla:

Electrical characteristics at +25°C	
Typical capacity at C/5*	41 Ah
Minimum capacity at C/5	39 Ah
Nominal voltage	3.3 V
Energy	129 Wh
Recommended maximum continuous discharge current	90 A
Physical characteristics	
Diameter	54 mm
Height**	222 mm
Mass	1.06 kg
Volume**	0.508 l
Cell operating conditions	
Typical cut-off voltage***	2.5 V
Charging method	Constant current / Constant voltage
Charging voltage	3.8 V
Recommended continuous charge current at 25°C	9 A
Maximum continuous charge current	41 A
Operating temperature	-25°C to +70°C
Storage and transportation temperature	
Recommended	+10°C to +30°C
Allowable	-40°C to +70°C
*Designed to meet IEC 62620 large format secondary lithium cells and batteries for use in industrial applications	
**Includes terminals	
***Can vary dependant on temperature and discharge rate	

Tabla 2. Características eléctricas y físicas, y condiciones de operación de la celda. Fuente: [16]

Tiene multitud de tipos de aplicaciones, pero las aplicaciones típicas para las que se recomienda son médicas, defensa, la industria de la automoción, la Marina y misiones de larga duración.

El sistema de almacenamiento también incluye una serie de dispositivos electrónicos para controlar el rendimiento (gestión de la carga/descarga), la gestión y monitorización térmica, balanceado de las celdas y las especificaciones de seguridad marcadas para cada aplicación. Incorpora varios niveles de seguridad redundantes para evitar condiciones de abuso como sobrecarga, sobredescarga y cortocircuito. Además de un sistema de comunicación para la monitorización del estado de carga de la batería (SOC) y para el estado de salud de la batería (SOH).

Cumple con todos los principales estándares de calidad, seguridad y medio ambiente.

- Seguridad: UL 1642, IEC 62290.
- Transporte: ONU 3480.
- Calidad: ISO 9001, ISO 14001, Saft.
- Medio ambiente: totalmente reciclable.

9. Modelado SIMULINK

Se partirá de modelos simplificados de baterías hasta llegar a los modelos de baterías de Litio que presentan mayor complejidad.

9.1. Modelo simplificado batería

Uno de los modelos más simplificados para la representación de una batería sería mediante un modelo de Thevenin mejorado. Este modelo se compone de una fuente de tensión que modela la tensión del circuito abierto de las baterías (V_{OC}), de una resistencia para la carga (R_C), de una resistencia para la descarga (R_D) y de dos diodos (D_C y D_D) para la carga/descarga de las resistencias [17].

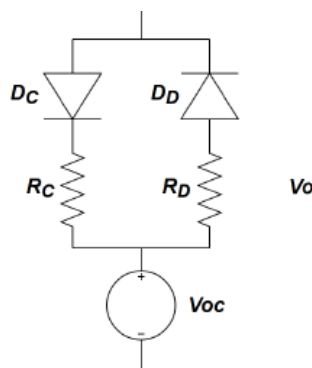


Figura 5. Modelo circuito de la batería de Litio. Fuente: [17]

9.2. Modelo batería

Dando un paso más en el modelado de la batería se utilizará un modelado más complejo en el que intervienen tres circuitos representados mediante su equivalente Thevenin. El circuito (6-a) describe el modelo Thevenin de batería que consta de una fuente ideal de voltaje que representa el voltaje del circuito abierto (V_{OC}), una resistencia interna (R_O), una capacidad (C_{Tr}) y una resistencia de sobretensiones (R_{Tr}) en paralelo con dicha capacidad. El circuito (6-b) representa el modelo PNGV que describe la batería con una fuente de voltaje para representar el voltaje de circuito abierto (OCV), una resistencia interna (R_O), una capacidad de voltaje de circuito abierto ($1/OCV'$) y un circuito de polarización formado por una capacidad derivada (C) y resistencia (R_p). El circuito (6-c) representa el modelo de una batería de segundo orden que describe la batería con una fuente de voltaje que representa el voltaje de circuito abierto (V_{OC}), una resistencia interna (R_O) y dos circuitos de polarización paralelos ($C_{Tr1}-R_{Tr1}$ y $C_{Tr2}-R_{Tr2}$). Los parámetros de estos modelos de batería se estiman y validan con el modelado de Simulink [18].

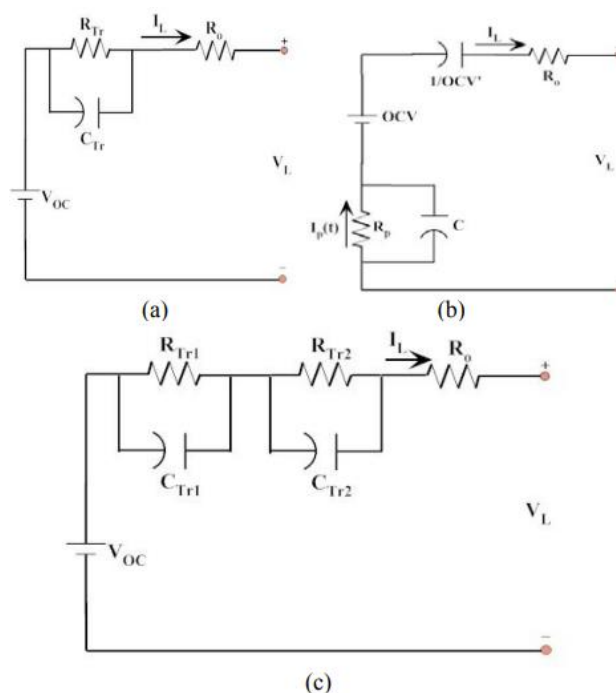


Figura 6. Modelos de batería (a) Modelo Thevenin (b) Modelo PNGV (c) Modelo batería de segundo orden.

Fuente: [18]

Se realizan pruebas estándar en la batería para extraer los parámetros de los diferentes modelos como capacidad de la batería, el rendimiento de descarga dinámica (DDP) y la caracterización de potencia de pulso híbrido (HPPC). Estas pruebas se realizaron a diferentes SOC, temperatura y C-rate.

Otra forma para estimar los parámetros de la batería es mediante la herramienta de estimación de parámetros de Simulink. Partiendo de los modelos descritos se puede representar modelos de batería en Simulink, bien utilizando bloques matemáticos simple (7-a) o utilizando los bloques de SimPowerSystems (7-b).

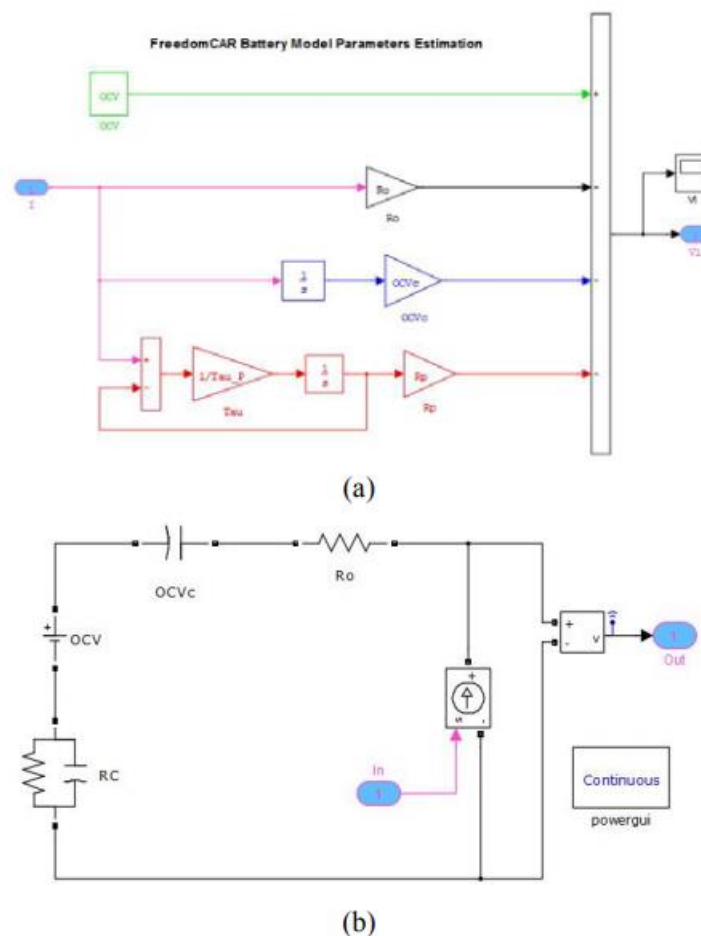


Figura 7. Modelo Simulink para la estimación de parámetros (a) Bloques matemáticos Simulink (b) Bloques SimPowerSystems. Fuente: [18]

9.3. Modelo batería de Litio

Se analiza un modelo implementado en Simulink para una batería de Litio de 60Ah en la se utiliza un sistema híbrido de energía. Existe un alto grado de precisión entre los valores obtenidos mediante el modelo y los experimentales [19].

El modelo de la batería consta de dos circuitos separados, pero vinculados por una fuente controlada por voltaje y una fuente controlada por corriente. Uno de los circuitos representa la capacidad total de la batería, mientras que el otro representa el modelado de la resistencia interna y el comportamiento transitorio de la batería utilizando una resistencia en serie y dos circuitos RC. La fuente controlada por voltaje que une los dos circuitos representa la relación no lineal entre el estado de carga (SOC) y el voltaje de circuito abierto (VOC) de la batería. Esta relación se normaliza de tal manera que cuando el voltaje a través de C_{CAP} es 1 V, la batería está al 100% de SOC.

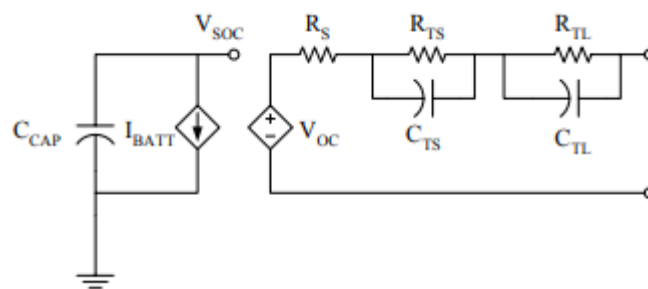


Figura 8. Modelo circuito de la batería de Litio. Fuente: [19]

El modelado de la batería de Litio se representa mediante un diagrama de bloques en Simulink. Dicho diagrama utiliza varios bloques de SimPowerSystems que no usan las conexiones estándar de las señales de Simulink. Para asegurar la compatibilidad entre el modelo de la batería y el resto del modelo, se utiliza una fuente de voltaje y un bloque de medición de corriente para interconectar el modelo de batería y los puertos de tipo eléctrico utilizados por el conjunto de bloques SimPowerSystems.

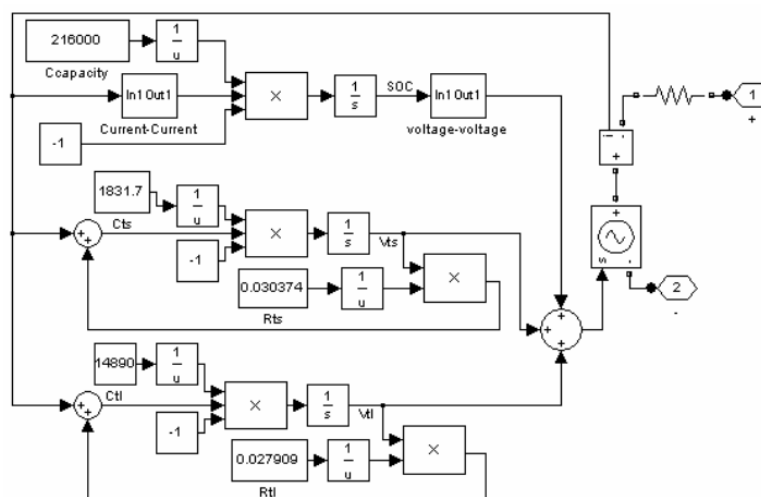


Figura 9. Modelo Simulink de la batería de Litio. Fuente: [19]

Existen otro tipo de estructuras para configurar una batería de Litio. Seguidamente se muestra una configuración de un modelo de una batería de fosfato de Hierro-Litio que es el tipo de batería seleccionada para el proyecto.

El circuito equivalente del modelo de batería es muy similar al mostrado en la *figura 8*, exceptuando la adición de una resistencia, en paralelo con el condensador (C_{CAP}), que será de descarga. La resistencia en serie (R_S) se encarga de responder instantáneamente a la caída de voltaje de una respuesta escalón. Las resistencia y condensadores ($R_{Transiente_S}$, $C_{Transiente_S}$, $R_{Transiente_L}$, $C_{Transiente_L}$) se encargan de responder para periodos de tiempo cortos y largos que sean constantes en el tiempo. El condensador ($C_{Capacity}$) representa la capacidad de la batería mientras que la resistencia ($R_{Self-Discharge}$) se encarga de descargar dicha condensador [20].

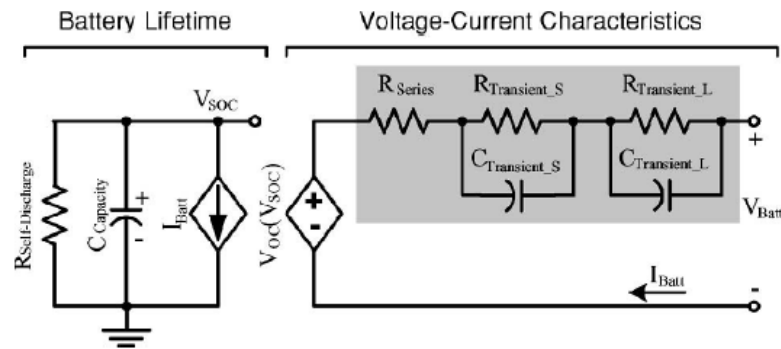


Figura 10. Propuesta del modelo eléctrico de una batería. Fuente: [20]

Se propone un modelo para calcular el SOC ya que depende la intensidad de salida del circuito e influye en el OCV. Para ello se fija un nivel de carga inicial para la batería que se irá modificando con la intensidad que proporcione la batería. La ecuación que rige el cálculo de SOC es la siguiente:

$$SOC = SOC_0 - \int \frac{I \times 100}{\alpha^U \times 3600} dt \quad (1)$$

Se define SOC_0 como el estado de carga inicial. Se define α^U como la capacidad utilizable, que varía con la magnitud de la corriente por lo que se utiliza una tabla de búsqueda para caracterizar la variación del efecto de la batería [21].

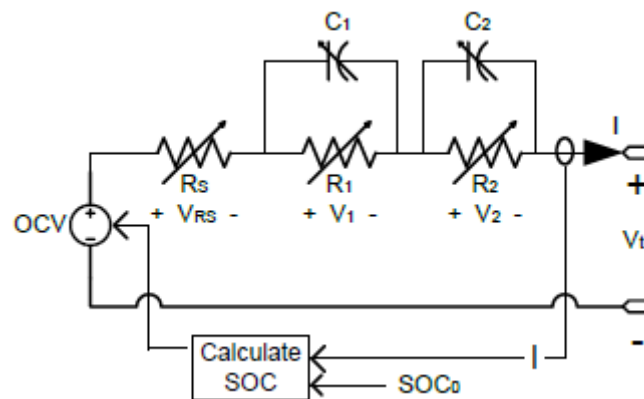


Figura 11. Modelo de circuito equivalente dinámico. Fuente: [21]

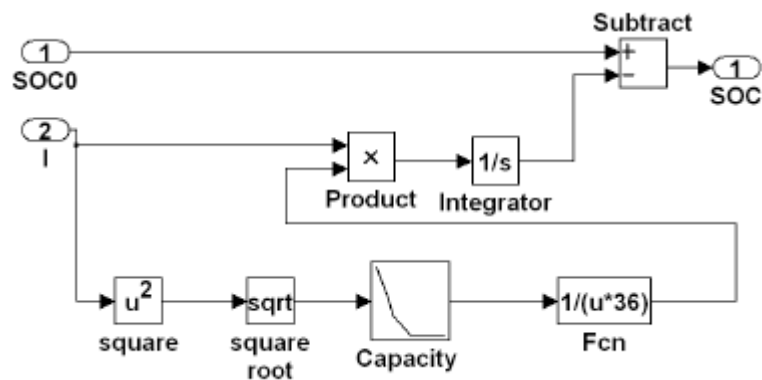


Figura 12. Bloque Simulink cálculo SOC. Fuente: [21]

Uno de los parámetros más importantes es el voltaje de circuito abierto (OCV) que depende de SOC. Esta fuerte relación se caracteriza mediante una ecuación polinomial. De manera que el SOC describe mediante esta ecuación polinomial el OCV.

El modelo de batería propuesto para Simulink proporciona como salida el voltaje de la batería (V_t) que es representado por una fuente controlada por voltaje que a su vez es controlada por 5 subsistemas para controlar el voltaje introducido en dicha fuente controlada. Estos subsistemas son el cálculo de SOC (*figura 12*), el cálculo de OCV (ecuación polinomial), el valor RC (*figura 13*), los voltajes de los circuitos RC (*figura 14*) y el valor V_{Rs} (*figura 15*).

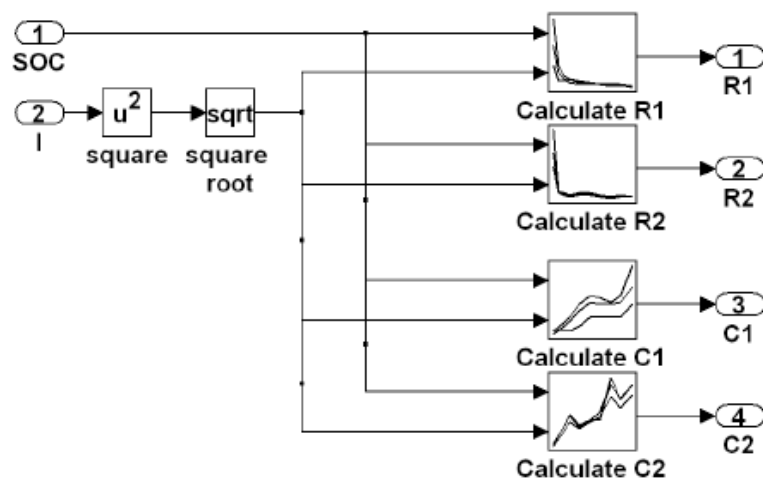


Figura 13. Bloque Simulink cálculo valores RC. Fuente: [21]

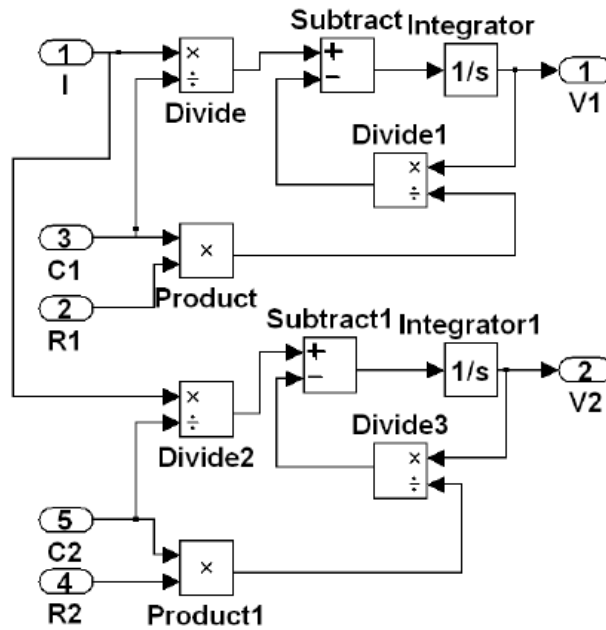


Figura 14. Bloque Simulink cálculo voltajes de los circuitos RC. Fuente: [21]

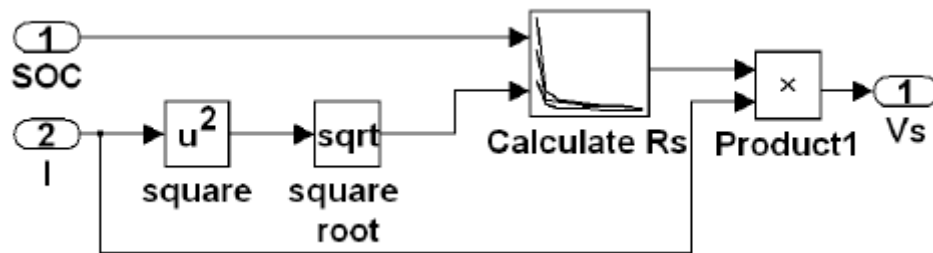


Figura 15. Bloque Simulink cálculo V_{RS} . Fuente: [21]

El sistema total que representa el modelo de batería de fosfato de Hierro-Litio formado por 5 subsistemas queda definido:

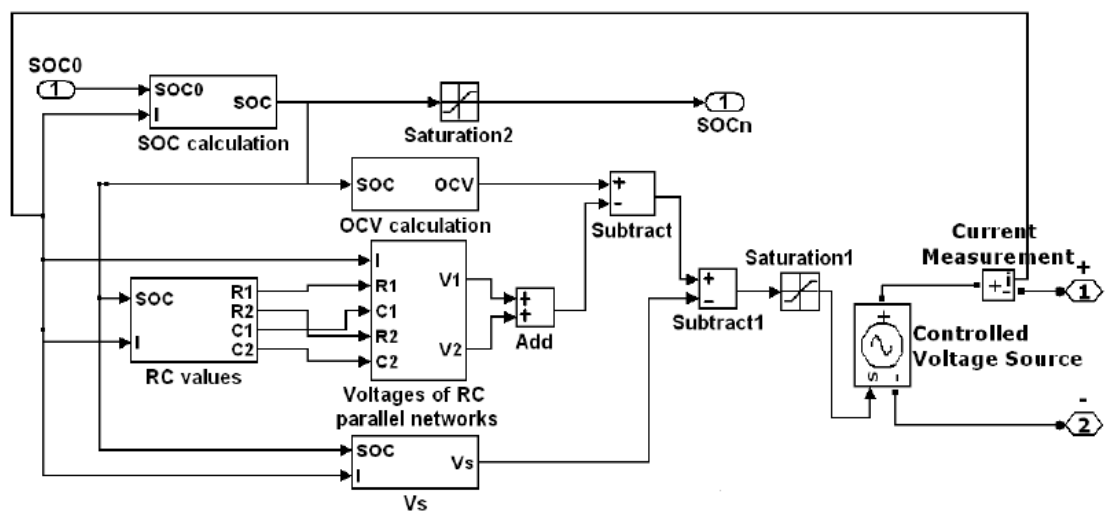


Figura 16. Bloque Simulink modelo completo. Fuente: [21]

Otra variante más al modelo de batería de aluminio descrito anteriormente es la incorporación de los efectos de la temperatura y de pérdida de capacidad mediante una resistencia de ciclo (R_{cycle}) que varía según estos factores [22].

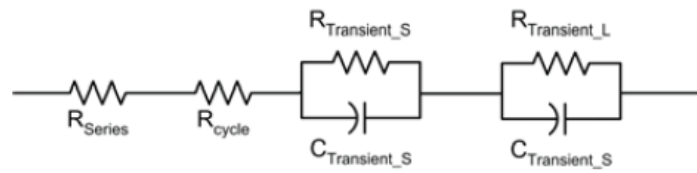


Figura 17. Modelo de la batería con la incorporación de los efectos de la temperatura y de pérdida de capacidad.

Fuente: [22]

10. Bibliografía

- [1] E. Serrano, “El almacenamiento de electricidad distribuido : origen , estado del arte e implicaciones,” *Cuad. Energía*, pp. 125–131.
- [2] A. Z. Amin, “Electricity storage and renewables: Costs and markets to 2030,” 2017.
- [3] EASE and EERA, “EUROPEAN ENERGY STORAGE TECHNOLOGY DEVELOPMENT ROADMAP,” 2017.
- [4] D. Akinyele, J. Belikov, Y. Levron, D. Akinyele, J. Belikov, and Y. Levron, “Battery Storage Technologies for Electrical Applications: Impact in Stand-Alone Photovoltaic Systems,” *Energies*, vol. 10, no. 11, p. 1760, Nov. 2017.
- [5] A. Barbón Núñez, “Análisis de ventajas e inconvenientes de las baterías de flujo redox frente a las baterías de iones de litio en aplicaciones de generación, distribución y comercialización de energía eléctrica,” Escuela politecnica de ingeniería dede Gijón, Universidad de Oviedo, 2018.
- [6] C. Honsberg and B. Stuart, “Battery Characteristics | PVEducation,” *Pveducation.org*, 2019. [Online]. Available: <https://www.pveducation.org/pvcdrom/batteries/battery-characteristics>. [Accessed: 18-Feb-2019].
- [7] B. Lawson, “Battery and Energy Technologies,” *mpoweruk.com*, 2005. [Online]. Available: <https://www.mpoweruk.com/life.htm>. [Accessed: 18-Feb-2019].
- [8] S. S. Choi and H. S. Lim, “Factors that affect cycle-life and possible degradation mechanisms of a Li-ion cell based on LiCoO₂,” *J. Power Sources*, vol. 111, no. 1, pp. 130–136, 2002.
- [9] Fuspowers Inc., “Global Battery Markets,” *Fuspowers.com*, 2016. [Online]. Available: <http://www.fuspowers.com/index.php?m=content&a=index&classid=7&id=1>. [Accessed: 18-Feb-2019].
- [10] H. Kim, K. Lee, S. Kim, and Y. Kim, “Fluorination of free lithium residues on the surface of lithium nickel cobalt aluminum oxide cathode materials for lithium ion batteries,” *Mater. Des.*, vol. 100, pp. 175–179, 2016.
- [11] K. Bocheur, “Advantages and Disadvantages of Lithium Ion Battery,” *Version Daily*, 2016. [Online]. Available: <http://www.large-battery.com/advantages-and-disadvantages-of-lithium-ion-battery.html?gclid=Cj0KEQjw9r7JBRCj37PIItTskaMBEiQAKTzTfC733QxuaMoMH9Hz4ZYH3uq9d9LNgClvoaKkVd7hK2pcaAv-a8P8HAQ>. [Accessed: 18-Feb-2019].
- [12] Battery University, “Types of Lithium-ion Batteries,” *Batteryuniversity.com*, 2018. [Online]. Available: https://batteryuniversity.com/learn/article/types_of_lithium_ion. [Accessed: 19-Feb-2019].

- [13] M. A. Hannan, M. M. Hoque, A. Hussain, Y. Yusof, and P. J. Ker, "State-of-the-Art and Energy Management System of Lithium-Ion Batteries in Electric Vehicle Applications: Issues and Recommendations," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 19362–19378, 2018.
- [14] P. Weicker, *A systems approach to lithium-ion battery management*. Boston, London: ARTECH HOUSE, 2014.
- [15] D. Stephens *et al.*, "Lithium-ion Battery Safety Issues for Electric and Plug-in Hybrid Vehicles," Washington, DC, 2017.
- [16] Saft, "VL 41M Fe Super-Phosphate," no. February. Communications Department Saft, 2014.
- [17] J. Molina Martínez, "Sistema de generación fotovoltaica de concentración con almacenamietno híbrido de energía conectado a la red," Universidad de Castilla - La Mancha, 2017.
- [18] M. Daowd, N. Omar, B. Verbrugge, P. Van Den Bossche, and J. Van Mierlo, "Battery Models Parameter Estimation based on Matlab/Simulink," Elsene, Belgium, 2010.
- [19] M. C. Knauff, C. J. Dafis, D. Niebur, H. G. Kwatny, C. O. Nwankpa, and J. Metzger, "Simulink Model of a Lithium-Ion Battery for the Hybrid Power System Testbed," *Electr. Sh. Technol. Symp.*, no. May 2007, pp. 421–427, 2007.
- [20] M. Chen and G. A. Rincon-Mora, "Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 504–511, 2006.
- [21] L. W. Yao, J. A. Aziz, P. Y. Kong, and N. R. N. Idris, "Modeling of lithium-ion battery using MATLAB/simulink," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 1729–1734.
- [22] O. Erdinc, B. Vural, and M. Uzunoglu, "A dynamic lithium-ion battery model considering the effects of temperature and capacity fading," in *2009 International Conference on Clean Electrical Power*, 2009, pp. 383–386.

ANEXO II

Informe Técnico Supercondensador

ÍNDICE

1.	Introducción	3
2.	Definición.....	3
3.	Estructura	4
4.	Principio de funcionamiento	5
5.	Tecnologías existentes.....	6
6.	Características generales de los supercondensadores.....	7
6.1.	Capacidad.....	7
6.2.	Tensión de funcionamiento	8
6.3.	Curvas de carga y descarga	9
6.4.	Resistencia interna y ESR	10
6.5.	Capacidad energética y potencia.....	12
6.6.	Esperanza de vida	12
6.7.	Autodescarga	12
6.8.	Polaridad	12
7.	Ventajas y desventajas	13
8.	DuraBlue 3000685_3. Módulo de 48 V	13
9.	Modelado SIMULINK	15
9.1.	Modelo simplificado supercondensador	15
9.2.	Modelo supercondensador.....	15
10.	Bibliografía.....	17

1. Introducción

A finales del siglo XIX, Henrich Helmholtz descubrió la tecnología de los supercondensadores, aunque no fue hasta 1950 cuando la compañía General Electric presentó la primera patente para un dispositivo de almacenamiento de energía basado en el almacenamiento de carga en la doble capa eléctrica.

En 1966 la compañía Standard Oil of Ohio (SOHIO) desarrolló las primeras aplicaciones comerciales. Sin embargo, no fue hasta 1978 cuando Nippon Electric Company (NEC) obtuvo una licencia de explotación de la patente de SOHIO y lanzó al mercado lo que actualmente se conoce como supercondensadores. Los supercondensadores fueron usados por primera vez para copias de seguridad de los datos de memoria de ordenadores [1]. Inicialmente el desarrollo tecnológico de los supercondensadores se basaba en el uso de carbón activado en los electrodos. En 1996 los supercondensadores fabricados por esta compañía recibieron el nombre comercial de NEC-Tokin [2].

En la actualidad, las principales compañías entre las que se encuentran Maxell Technologies, Siemens, NESS Capacitor y Batscap entre otros, fabrican dispositivos de miles de Faradios a bajos voltajes [3].

2. Definición

Un supercondensador es un dispositivo electroquímico capaz de aportar una densidad de energía suficientemente significativa sin una disminución de una densidad de potencia igualmente significativa, mucho mayor que la de los condensadores convencionales. Se podría decir que un supercondensador es un condensador con valores elevados de capacitancia a bajos voltajes. Almacena de 10 a 100 veces más energía por unidad de volumen o masa que los condensadores electrolíticos y tienen tasa de carga/descarga mucho más rápida que las baterías. Se utiliza para aplicaciones en las que se requieren muchos ciclos rápidos de carga/descarga en lugar de un almacenamiento de energía a largo plazo.

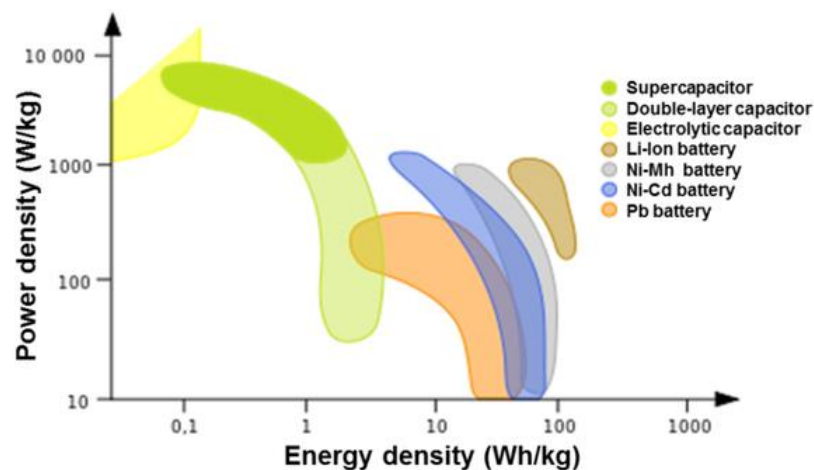


Figura 1. Comparación entre condensadores y baterías en un diagrama de Ragone. Fuente: [4]

3. Estructura

Para comprender mejor la estructura del supercondensador es conveniente conocer la estructura de un condensador convencional. Los condensadores convencionales son de tipo electrostático, en los que las cargas se reordenan alrededor de medios dieléctricos. El material dieléctrico se sitúa entre dos placas metálicas, en las que al aplicar una diferencia de potencial se produce una polarización del dieléctrico. Esta polarización genera una diferencia de densidades de carga entre las placas metálicas, es decir, en una placa hay un exceso de electrones y en la otra un déficit [5].

La constante de proporcionalidad es la capacidad (C), que se define teóricamente como el cociente entre la carga acumulada (Q) y la diferencia de potencial aplicada (V), ($C = Q/V$). En función del dieléctrico utilizado, el condensador puede soportar mayores o menores diferencias de tensión, lo que da lugar a una mayor o menor capacidad de almacenamiento. La capacidad de los condensadores convencionales oscila en el rango de los microfaradios y por ello no los hacen apropiados para aplicaciones de almacenamiento energético.

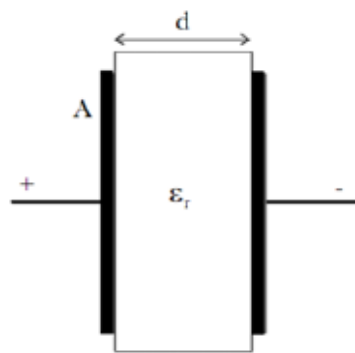


Figura 1. Esquema de un condensador convencional. Fuente: [5]

Los supercondensadores son dispositivos de alta potencia específica y con valores de capacitancia superiores a los de los condensadores convencionales. Existen diversos tipos de supercondensadores, pero al utilizar la palabra genérica “supercondensadores” se refiere a los condensadores de doble capa eléctrica o EDLCs. Este tipo supercondensador consigue, gracias a la doble capa electroquímica de la interfase electrodo/electrolito, almacenar una gran cantidad de energía. Su estructura es muy similar al de una batería, donde dos electrodos son sumergidos en un electrolito. Entre los electrodos se encuentra un material semipermeable que los aísla eléctricamente, pero permite el paso de iones. Al igual que para el caso de los condensadores convencionales, al establecer una diferencia de potencial se produce una diferencia de densidad de carga entre los electrodos, pero esta vez los iones de signo opuesto migran hacia la superficie adsorbiéndose en la región interfacial. Cada interfase electrodo-electrolito representa un condensador. De manera que se puede considerar la celda completa como dos condensadores en serie [6].

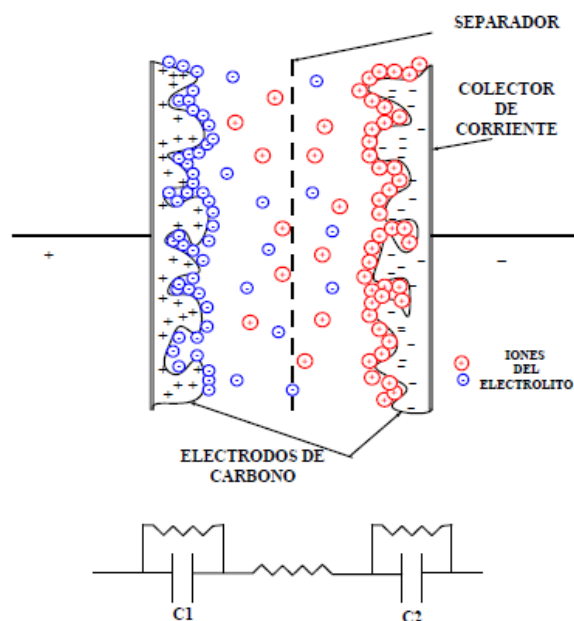


Figura 2. Condensador de doble capa eléctrica o EDLC. Fuente: [6]

Las diferencias principales entre los condensadores y los supercondensadores reside en el aumento de la superficie específica de los electrodos y aproximar las cargas de signo contrario hasta distancias próximas al tamaño molecular, para el caso de los supercondensadores. Utilizando materiales de alta área específica y disminuyendo la distancia entre los electrodos se consiguen capacitancias mucho mayores a los condensadores convencionales de tamaño y peso semejantes.

4. Principio de funcionamiento

El almacenamiento de energía está asociado a la acumulación de carga eléctrica entre las láminas del condensador gracias al medio aislante. En los

supercondensadores es necesario tener en cuenta la pseudocapacitancia, que es un fenómeno que depende directamente de la tensión. Por lo tanto, la capacitancia de los supercondensadores puede ser regulada. Además, se puede aumentar la capacidad del supercondensador introduciendo una capa de material aislante entre las caras del carbono.

Otro factor fundamental es la concentración de electrolitos, la naturaleza de los electrodos y la naturaleza del material de la capa aislante. Los electrolitos más recomendables para la construcción de supercondensadores son los de hidróxido de sodio y de potasio, ya que aumentan la capacidad del supercondensador. Sin embargo, la utilización de este tipo de electrolitos conlleva el aumento de la resistencia interna del dispositivo.

La energía eléctrica se almacena en los supercondensadores por medio de dos fenómenos [7]:

- **Doble carga intersticial**, en la que se almacena la energía electrostática producida por la separación de cargas en la doble capa de Helmholtz, es decir, sucede una atracción electrostática entre los iones y la superficie cargada de los electrodos.
- **Pseudocapacidad**, en la que el almacenamiento es de tipo electroquímico de la energía obtenida mediante reacciones redox farádicas entre el electrodo y electrolito.

5. Tecnologías existentes

La clasificación de los supercondensadores atendiendo al tipo de tipo de almacenamiento y al material de construcción, se puede hacer en tres grandes grupos [8]:

- **Condensadores electroquímicos de doble capa (EDLCs)**. La estructura de este tipo de supercondensador ya se ha explicado en el punto anterior. Los electrolitos son de hidróxido de sodio y potasio o ácido sulfúrico. Los iones positivos de sodio o potasio favorecen la acumulación de una mayor cantidad de carga eléctrica debido a la presencia de tensión por la mayor atracción entre cargas. El electrodo se construye generalmente con materiales de carbono. Se pueden encontrar una serie de subtipos dentro de este:
 - Carbón activado.
 - Aerogel.
 - Nanotubos de carbón (CNTs).
 - Grafeno.
 - Carbones derivados de carburos (CDCs).

- **Pseudocondensadores.** Están contruidos por ambos procesos (tanto farádicos como el no-farádico) con polímeros conductores u óxidos de metales, principalmente metales de transición. Su construcción se basa en la deposición de un óxido metálico mediante la electrólisis. Se pueden encontrar una serie de subtipos dentro de este:
 - Óxidos metálicos.
 - Polímeros conductores.
- **Condensadores híbridos.** En su construcción están involucrados tanto procesos físicos como procesos químicos, pero son fabricados como compuestos combinados constituidos por las tres clases de materiales anteriores. Se pueden encontrar una serie de subtipos dentro de este:
 - Supercondensadores compuestos.
 - Supercondensadores asimétricos (Pseudo/EDLC).
 - Supercondensadores tipo batería.

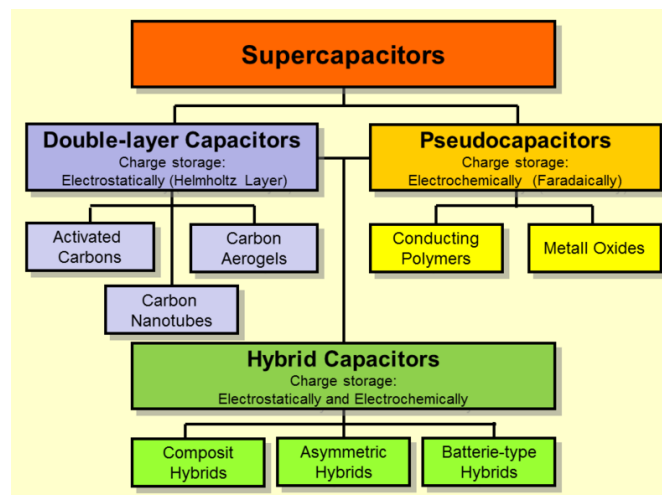


Figura 3. Clasificación supercondensadores. Fuente: [9]

6. Características generales de los supercondensadores

Existen numerosas características que definen un supercondensador. Por ello, se recogen y analizan las **características más importantes** a del mismo y sus principales **limitaciones tecnológicas**.

6.1. Capacidad

Representa la cantidad de carga que en un supercondensador puede acumular para un rango definido de tensión y se expresa en faradios (F). La capacidad puede referirse a la masa del electrodo lo que se denomina capacidad específica (F/g), a su volumen o volumétrica (F/cm³) y/o al área superficial.

Esta carga se almacena en los supercondensadores mediante los procesos de doble carga interfacial y pseudocapacidad, pero diferenciar la capacidad aportada por cada uno de los métodos es un proceso complejo. No obstante, se puede utilizar el método de carga/descarga a corriente constante, el método resistivo, el ensayo de ciclos de tensión...

Hay una serie de factores que afecta de manera significativa a la capacidad del supercondensador como son [10]:

- El **área superficial**, es uno de los factores que se debe maximizar ya que a más área superficial mayor será la cantidad de carga almacenada, y por tanto la capacidad específica. La solución más sencilla inicialmente consistiría en aumentar el número de poros de la superficie ya que aumenta el área superficial, sin embargo, en la práctica resulta complicado. En numerosas ocasiones se asume que el área superficial específica, $S_{BET}(m^2/g)$ es equivalente al área de la interfase electrodo-electrolito.
- La **velocidad de barrido (variación de la tensión)**, es la velocidad con la que cambia la tensión en el electrodo desde positiva a negativa dentro de un rango. A bajas velocidades de barrido los iones del electrolito tienen tiempo para difundir en los poros más pequeños, lo que produce un aumento de significativo en los valores de capacidad específica. Sin embargo, a altas velocidades de barrido los iones disponen de mucho menos tiempo para difundir en estos poros, con lo que la superficie accesible se reduce provocando una disminución en los valores de la capacidad.
- El **tamaño de los iones del electrolito**, es un factor muy significativo ya que si el tamaño de los iones es mayor que el de los poros habrá menos área superficial específica. El tamaño de los iones debe ser menor al tamaño de los poros para que albergue mayor cantidad de moléculas [11].
- La **conductividad eléctrica**, es una propiedad muy importante ya que cuanto mayor sea, menor será la resistencia equivalente del sistema.

6.2. Tensión de funcionamiento

Cuando se carga un supercondensador es necesario que la tensión permanezca dentro de los límites marcados. La tensión que es conveniente aplicar al supercondensador se denomina tensión nominal, mientras que la tensión máxima que se puede soportar se denomina tensión máxima del supercondensador. Si al supercondensador se le aplica una tensión mayor que la tensión máxima, se produce la ruptura del electrolito y la celda dejaría de funcionar. A largo plazo conviene mantener al supercondensador por debajo de su tensión nominal para mejorar el comportamiento de los parámetros eléctricos. El amplio rango de tensiones permite descargar los supercondensadores sin que sufran degradación.

La mayor dificultad que presentan los supercondensadores es que su tensión nominal es muy baja. Para alcanzar el nivel de tensión que requieren la mayoría de aplicaciones, los supercondensadores tienen que extra conectados en serie. Si se trabaja en continua, la tensión depende de la resistencia interna del supercondensador, es decir, cuanto mayor sea la resistencia mayor será la tensión. Si se trabaja en alterna, la tensión depende de la capacidad, es decir, cuanto mayor sea la capacidad del supercondensador, más tiempo tardará en cambiar su tensión.

6.3. Curvas de carga y descarga

Las cargas a tensión-intensidad constante son las más comunes. Sin embargo, la descarga a tensión constante no es posible ya que la tensión va disminuyendo de forma lineal y por consiguiente la potencia. Por ejemplo, si una fuente de potencia se descarga de 6V hasta 4,5V y después se desconecta, debido a la descarga lineal del supercondensador el límite inferior de tensión se alcanza en el primer cuarto del ciclo de descarga, quedándose la energía almacenada restante inutilizable los siguientes tres cuartos. Una solución para este problema es la utilización de un regulador de tensión que permita recuperar la energía que se quede estancada en la banda de baja tensión [12].

Durante la carga la tensión aumenta linealmente y la intensidad sufre una caída de escalón cuando el supercondensador está lleno.

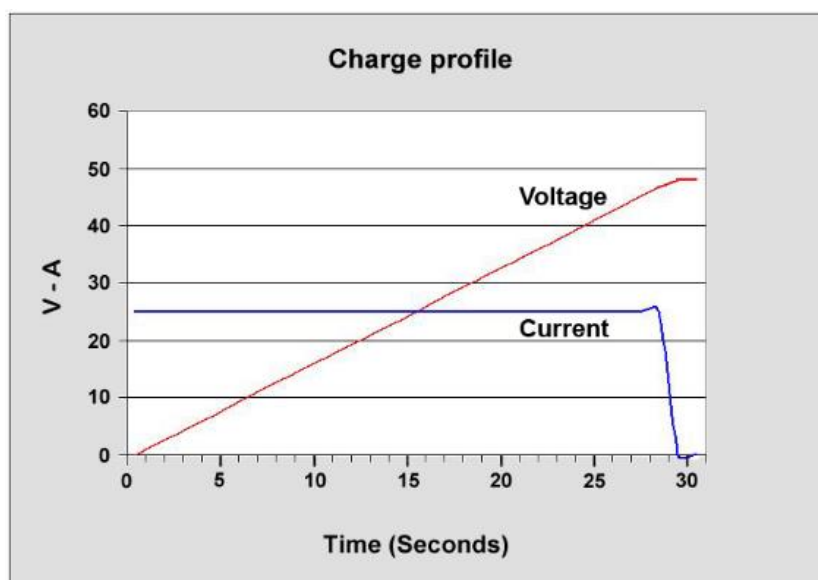


Figura 4. Perfil de carga de un supercondensador. Fuente: [13]

Durante la descarga la tensión desciende linealmente. Para mantener la potencia es necesario utilizar el regulador de tensión para aumentar la intensidad a

medida que la tensión cae. La descarga terminará cuando no pueda cumplir con los requerimientos necesario para la descarga.

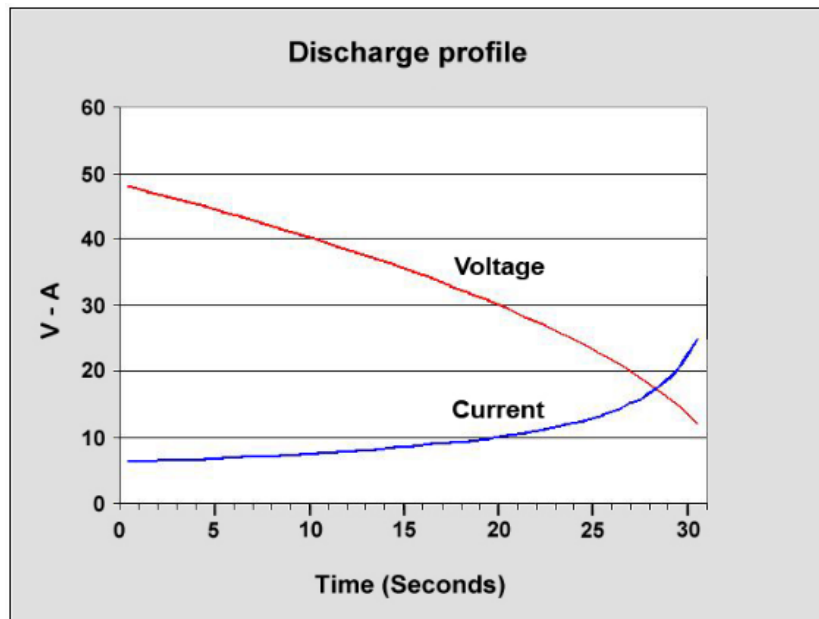


Figura 5. Perfil de descarga de un supercondensador. Fuente: [13]

La carga de un supercondensador dura aproximadamente entre 1 y 10 segundos. La carga inicial puede realizarse muy rápidamente, y debe de tenerse en cuenta que un supercondensador vacío tiende a succionar toda la corriente de entrada, por lo que deben de tomarse algunas protecciones. Los supercondensadores no están sujetos a sobrecarga y no es necesario instalar dispositivos de detección del estado de carga, ya que la intensidad dejará de entrar automáticamente.

6.4. Resistencia interna y ESR

La resistencia interna de un supercondensador se mide mediante el método carga/descarga a corriente constante. Este método consiste en medir las pérdidas que ocurren durante el movimiento de los iones del electrolito al atravesar la membrana del separador para dirigirse al interior de la estructura porosa de los electrodos. La norma IEC define el método a seguir en Norma IEC 62391:2006 [14].

La ESR es la resistencia interna del supercondensador en alterna. Esta resistencia es debida a la resistencia de difusión del electrolito, a la resistencia intrínseca del electrolito y a la resistencia de contacto. Tiene la ventaja que se puede medir la influencia de cada una de las resistencias por separado mientras que para la resistencia interna mide el conjunto de las resistencias. En ciertas ocasiones no se hace distinciones entre la ESR y la resistencia interna. Hay una serie de parámetros que afectan a la resistencia:

- El **número de ciclos**. A medida que el número de ciclos aumenta también lo hace el valor de la resistencia interna.
- La **temperatura**. La resistencia interna aumenta con la temperatura debido a la degradación del supercondensador. En aplicaciones de alta potencia, la resistencia interna es un factor muy significativo ya que, al aumentar la resistencia interior, aumenta el efecto Joule que hace que aumente la temperatura a su vez y puede producirse un embalamiento térmico.
- La **frecuencia**. A muy bajas frecuencias, en las que todos los procesos de polarización contribuyen a la impedancia, el valor total de esta corresponde a la suma de todos los procesos. A medida que la frecuencia de excitación aumenta, los procesos de polarización más lentos dejan de ser capaces de seguir al campo y, por tanto, dejan de contribuir al valor total de la impedancia. A altas frecuencias, los procesos con una dinámica muy rápida son los únicos que subsisten.

En el caso de un condensador, la línea vertical que corresponde al comportamiento capacitivo se mantiene constante durante todo el intervalo de frecuencia mientras que, en un supercondensador el comportamiento capacitivo sólo se produce a frecuencias muy bajas (entre 0,1 Hz y 0,6 Hz), apareciendo otros fenómenos a frecuencias mayores.

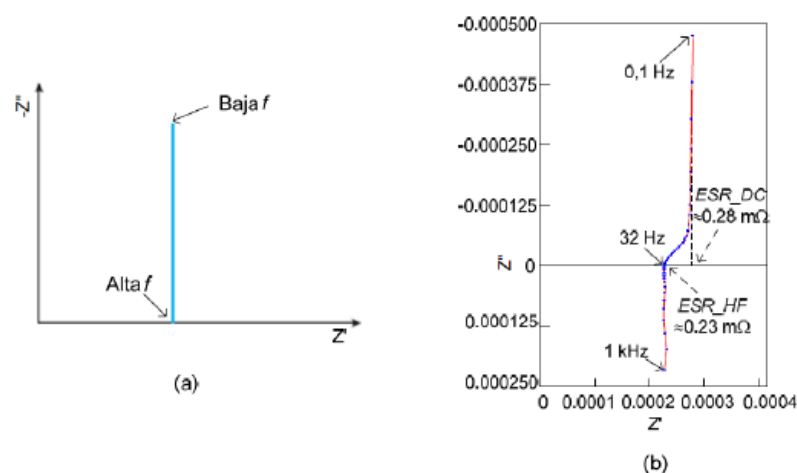


Figura 6. Comparación respuesta en frecuencia (a) Condensador (b) EDLC. Fuente: [15]

Esta dependencia con la frecuencia puede explicarse mediante las diferentes distancias que los iones deben desplazarse en los poros del electrodo. Cuando la zona de entrada hacia el interior del poro es fácilmente accesible para el electrolito la resistencia eléctrica es baja. Cuanto mayor sea la profundidad del poro, mayor será la resistencia [8].

6.5. Capacidad energética y potencia

La cantidad de energía que puede ser almacenar por un supercondensador es la llamada energía específica (Wh/Kg). En ocasiones se hace referencia a la energía específica como la densidad de energía (Wh/l). De toda la energía almacenada sólo parte de ella está disponible debido a la caída de tensión y la resistencia interna. 265 Wh/kg. Los supercondensadores pueden almacenar de 10 a 100 veces más energía que los condensadores electrolíticos, pero únicamente llegan a un décimo de la capacidad de las baterías. En cambio, la densidad e potencia de los supercondensadores es del orden de 10 a 100 veces mayor que para las baterías. Es decir, una batería puede almacenar mayor cantidad de energía que un supercondensador, pero no puede ofrecerla con rapidez [16].

6.6. Esperanza de vida

Los supercondensadores presentan una esperanza de vida mucho mayor que las baterías. La mayoría de los supercondensadores no dependen de cambios químicos por lo que su esperanza de vida depende de la velocidad de evaporación del electrolito. La descomposición del electrolito aumenta con la tensión y la intensidad. la esperanza de vida también se reduce si se trabaja a una temperatura superior a la temperatura máxima de operación. Otro factor que reduce la esperanza de vida es el número de ciclos. Cuanto mayor sea el número de ciclos menor será el ciclo de vida debido al envejecimiento.

Según la norma IEC/EN 62391-2, cuando se producen disminuciones de la capacidad del orden el 30%, o resistencias internas del orden de unas cuatro veces mayores a la especificadas en la hoja de datos, se considera que el componen ha alcanzado el fin de su vida útil, aunque pueda seguir operando.

6.7. Autodescarga

La separación entre los portadores de carga se encuentra dentro de los poros en los que las distancias son de tamaño molecular y pueden aparecer irregularidades produciendo intercambios de carga entre portadores. Este fenómeno se conoce como autodescarga, o también llamado corriente de fuga. Depende de la capacidad, la tensión, la temperatura y la estabilidad química de la combinación electrodo y electrolito [12].

6.8. Polaridad

El ánodo (polaridad positiva) y el cátodo (polaridad negativa) de un supercondensadores simétrico están formados por el mismo material y no debería existir polaridad. Sin embargo, invertir la carga de un supercondensador disminuye su capacidad, por lo que se recomienda mantener la polaridad resultante de la formación

de los electrodos durante su producción. Los supercondensadores asimétricos son inherentemente polares [8].

7. Ventajas y desventajas

Los supercondensadores como cualquier otro dispositivo presentan una serie de ventajas y de desventajas [12]. En primer lugar, se verán las **ventajas**:

- El número de ciclos es virtualmente ilimitado y puede llegar a ser del orden de millones de ciclos.
- Presentan una alta potencia específica gracias a una resistencia baja que permite usar grandes corrientes de carga.
- Cargas muy rápidas, del orden de segundos, y sin la necesidad de elementos de terminación de carga.
- No hay peligro debido a la sobrecarga.
- Presenta una gran seguridad.
- Disponen de un rendimiento excelente a carga/descarga a baja temperatura.

Entre las principales **desventajas** de los supercondensadores destacan:

- La energía específica es baja.
- La tensión de descarga es lineal evitando el uso de todo el espectro de energía.
- Dispone de una alta autodescarga, mayor que la de las baterías.
- Presenta un bajo voltaje de celda que requiere una conexión en serie para el balanceo del voltaje.
- Presenta un alto coste por vatio.

8. DuraBlue 3000685_3. Módulo de 48 V

El supercondensador que se ha seleccionado para el proyecto pertenece a la compañía Maxwell Technologies, una de las compañías más potentes en el sector del almacenamiento de energía. En la hoja de característica proporcionada por el fabricante su muestran los beneficios, características de la misma...

Las características y beneficios principales que presenta este módulo según el fabricante son [17]:

- Hasta 1,000,000 de ciclos de trabajo o 10 años de vida útil trabajando en continua (DC).
- Voltaje de trabajo de 48 V DC.
- Balanceo de las celdas activas.

- Salidas para conocer si se produce sobretensión.
- Salida para conocer el valor de la temperatura.
- Alta densidad de potencia.
- Compatible con ambientes de grandes vibraciones.

El fabricante también propone una serie de aplicaciones típicas donde se recomienda utilizar este módulo:

- Vehículos híbridos.
- Trenes.
- Equipos pesados de uso industrial.
- Sistemas UPS (Sistemas de alimentación ininterrumpida).

En las especificaciones del producto aparecen los parámetros técnicos más importantes del módulo:

PRODUCT SPECIFICATIONS

ELECTRICAL		BMOD0165 P048 C01
Rated Capacitance ¹		165 F
Minimum Capacitance, initial ¹		165 F
Maximum Capacitance, initial ¹		198 F
Maximum ESR _{DC} , initial ¹		6.0 mΩ
Test Current for Capacitance and ESR _{DC} ¹		100 A
Rated Voltage		48 V
Stored Energy ⁴		53 Wh
Absolute Maximum Voltage ²		51 V
Absolute Maximum Current		1,900 A
Maximum Series Voltage		750 V
Capacitance of Individual Cells ⁸		3,000 F
Stored Energy, Individual Cell ⁸		3.0 Wh
Number of Cells		18
TEMPERATURE		
Operating Temperature (Cell Case Temperature)		
Minimum		-40°C
Maximum		65°C
Storage Temperature (Stored Uncharged)		
Minimum		-40°C
Maximum		70°C
PHYSICAL		BMOD0165 P048 C01
Mass, typical		14.2 kg
Power Terminals		M8/M10
Recommended Torque - Terminal		20 Nm (M8)/30 Nm (M10)
Vibration Specification		ISO 16750-3, Table 12
Shock Specification		IEC 60068-2-27, -29
Environmental Protection		IP65
Cooling		Natural Convection
MONITORING / CELL VOLTAGE MANAGEMENT		
Internal Temperature Sensor ³		NTC Thermistor (10 kΩ)
Temperature Interface		Analog
Cell Voltage Monitoring ³		Overvoltage Alarm (open collector)
Connector (Mating)		Deutsch DTM04-4P, Amphenol ATM04-4P
Cell Management System		CMS 2.0
SAFETY		
Short Circuit Current, typical (Current possible with short circuit from rated voltage. Do not use as an operating current.)		8,100 A
Certifications		RoHS, UL810a (50 volts)
High-Pot Test ⁹		2,500 VDC

Tabla 1. Especificaciones técnicas del módulo DuraBlue 3000685_3. Fuente: [17]

Para más información acerca de las características térmicas y la esperanza de vida de la batería se debe consultar la hoja de características que se encuentra en la referencia [17]. En ella también se muestran una serie de gráficas donde se observa el comportamiento de la ESR y capacidad frente a la temperatura y una serie de fórmulas para calcular parámetros como la energía almacenada.

9. Modelado SIMULINK

Se partirá de modelos simplificados de supercondensadores hasta llegar a modelos que presentan mayor complejidad.

9.1. Modelo simplificado supercondensador

El modelo más simplificado de un supercondensador consiste en sustituirlo por una resistencia en serie con un condensador donde se producirá la carga y descarga de energía.

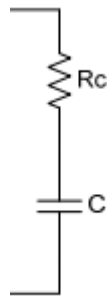


Figura 7. Modelo circuito equivalente simplificado supercondensador. Fuente: [18]

9.2. Modelo supercondensador

Otro modelo del circuito equivalente de un supercondensador consiste en un condensador y una resistencia (EPR) en paralelo con una resistencia en serie (ESR). La ESR simula las pérdidas de calor y el transitorio del voltaje de carga y descarga en el proceso de carga y descarga, mientras que el EPR simula la pérdida de fugas de autodescarga.

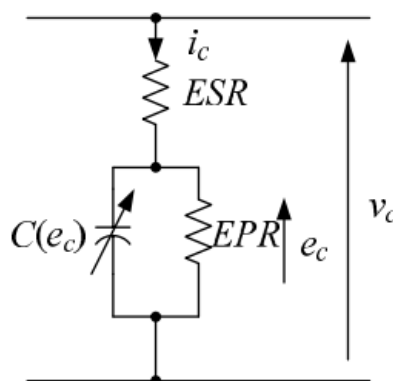


Figura 8. Modelo circuito equivalente supercondensador. Fuente: [19]

Un modelo más complejo de supercondensador implementado en Simulink es el que se muestra en la *figura 9*. Para realizarlo es necesario obtener los valores de R_1 , R_2 , C_0 , C_v y C_2 cuyo método para determinar los parámetros del circuito equivalente a un supercondensador viene descrito en [20].

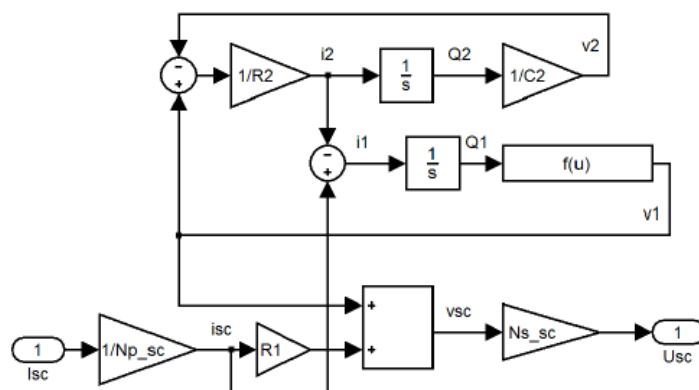


Figura 9. Modelo Simulink supercondensador. Fuente: [21]

Simulink dispone en su biblioteca de un modelo de supercondensador ya implementando en el que sólo es necesario añadir los parámetros correspondientes para definirlo.

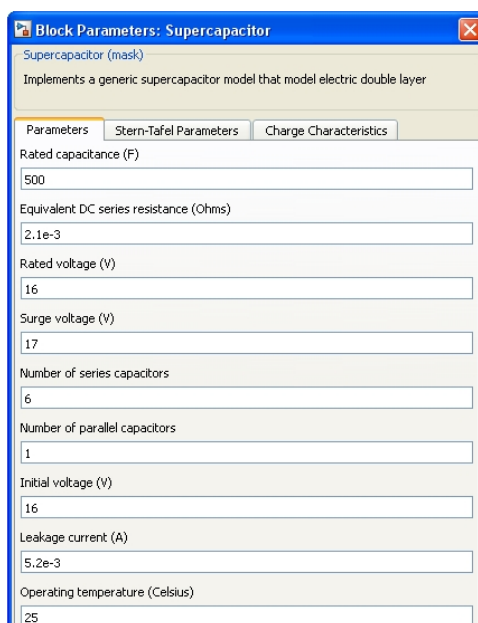


Figura 10. Bloque Simulink supercondensador.

10. Bibliografía

- [1] J. R. Miller and A. Burke, *Electrochemical Capacitors: Challenges and Opportunities for Real-World Applications*, vol. 17. 2008.
- [2] J. R. Miller, "A brief history of supercapacitors," *Batteies Energy Storage Technol.*, pp. 61–78, 2017.
- [3] R. Kötz and M. Carlen, "Principles and applications of electrochemical capacitors," *Electrochim. Acta*, vol. 45, no. 15, pp. 2483–2498, 2000.
- [4] K. Young, "Comparative between supercapacitor vs capacitor," *Quora*, 2018. [Online]. Available: <https://www.quora.com/How-is-a-supercapacitor-different-from-a-capacitor>. [Accessed: 22-Feb-2019].
- [5] S. V. Morata, "Diseño y Caracterización de Supercondensadores de Alta Energía Basados en Materiales Carbonosos," Universidad autónoma de Madrid, 2015.
- [6] A. G. Pandolfo and A. F. Hollenkamp, "Carbon properties and their role in supercapacitors," *J. Power Sources*, vol. 157, no. 1, pp. 11–27, 2006.
- [7] A. Hernández Fernández, "Aplicación de supercondensadores para la hibridación de almacenamiento de energía," Universidad Politecnica de Madrid, 2015.
- [8] E. C. Pérez Lobo, "Estudio de los supercondensadores y su viabilidad como sistema de almacenamiento energético en instalaciones fotovoltaicas," Escuela Politécnica Superior de Ingeniería, Universidad de Sevilla, 2016.
- [9] Wikimedia Commons, "Supercapacitors." [Online]. Available: <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Supercapacitors-Overview.png>. [Accessed: 22-Feb-2019].
- [10] A. Schneuwly and R. Gallay, *Properties and Applications of Supercapacitors From the State-of-the-art to Future Trends*. 2000.
- [11] E. G. Calvo, A. Arenillas, J. A. Menéndez, M. Gonzalez, and J. Viera, *Properties, advantages and disadvantages of materials used in supercapacitors*, vol. 66. 2009.
- [12] Battery University, "Supercapacitor Information," 2017. [Online]. Available: https://batteryuniversity.com/learn/article/whats_the_role_of_the_supercapacitor. [Accessed: 25-Feb-2019].
- [13] PPM Power, "Charge/Discharge profile of a supercapacitor." .
- [14] IEC, "IEC 62391-1:2006." 2006.
- [15] S. P. Castaño Solís, "Modelado y caracterización funcional en régimen dinámico de sistemas electroquímicos de almacenamiento de energía. Aplicación a supercondensadores y baterías de iones de litio.," Universidad Carlos III de Madrid, 2014.

- [16] M. S. Halper and J. C. Ellenbogen, "Supercapacitors: A Brief Overview," McLean, Virginia, 2006.
- [17] M. Technologies, "DuraBlue 3000685 3, New 48V Module." pp. 1–5, 2015.
- [18] Á. Pradas Luengo, "Sistemas de ensayo y caracterización de supercondensadores. Estudio de supercondensadores sometidos a radiación ionizante.," Escuela de Ingeniería y Arquitectura, Universidad de Zaragoza, 2013.
- [19] M. E. Glavin, P. K. W. Chan, S. Armstrong, and W. G. Hurley, "A stand-alone photovoltaic supercapacitor battery hybrid energy storage system," in *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2008, pp. 1688–1695.
- [20] L. Zubieta and R. Bonert, "Characterization of double-layer capacitors for power electronics applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 1, pp. 199–205, 2000.
- [21] A. Lahyani, P. Venet, A. Guermazi, and A. Troudi, *Battery/Supercapacitors Combination in Uninterruptible Power Supply (UPS)*, vol. 28. 2013.

ANEXO III

Datasheet

Se muestran los datasheet de los componentes utilizados para la implementación del prototipo.

1. Inductancia de 380 μ H. MCAP115018062A-381MU de Multicomp.

PART NO.

MCAP115018062A-381MU

REVISIONS

ECN #

REV

DESCRIPTION

DRAWN

DATE

CHECKD

DATE

APPRVD

DATE

-

A

RELEASED

VEE

20/4/11

SHA

20/4/11

04/5/11

Configurations and Dimensions

A	44 mm	(Max.)
B	15.5 mm	
C	12 ±1 mm	-
D	1 mm	(Min.)
E	13.5 ±1.5	-
F	Ø1 mm	(Ref.)

Schematic Diagram

Note:

- Wire UEFNU 1mm (155°C)
- Ø3TS (Reference) C.W

Electrical Characteristics

Test Condition		
10 KHz / 5 mA	L	380 µH ±20%
T _a = 25°C	DCR	70 mΩ (Max.)
10 KHz / 5 mA I _{rms} = 10.5 A (Max.)	ΔT	Temperature rise 40°C (Max.)

Operating temperature : -55°C to +130°C

Test Data for Mechanical

Test Item	A mm	B mm	C mm	D mm	E mm	F mm
Specification	44 (Max.)	15.5 (Max.)	12 ±1	1 (Min.)	13.5 ±1.5	Ø1 (Ref.)
1	41.76	14.01	12.25	2.73	13.52	1.01
2	41.96	14.17	12.15	2.92	13.3	1
3	41.84	13.88	12.3	2.96	13.58	1.01
4	41.83	15.15	12.18	3.01	13.48	1
5	41.96	14.42	12.08	3.12	13.52	1
Average	41.87	14.33	12.19	2.93	13.48	1

Important Notice: The data sheet and its contents (the "Information") belong to the intellectual property of the Thermal Electronic Group of companies (the "Group") or are licensed to it. No portion is granted for the use of it other than for information purposes in connection with the products to which it relates. No license of any intellectual property rights is granted. The information is subject to change without notice and Multicomp does not assume any responsibility for its accuracy or completeness. Any error in or omission from it or for any use made of it. Users of this data sheet should check for themselves the information and the suitability of the products for their purposes and not make any assumptions based on information included or omitted. Liability for loss or damage resulting from any reliance on the information or use of it including liability resulting from negligence or where the Group was aware of the possibility of such loss or damage arising is excluded. This will not operate to limit or restrict the Group's liability for death or personal injury resulting from its negligence. Multicomp is the registered trademark of the Group. © Pearson Education plc 2011.

TOLERANCES:

UNLESS OTHERWISE SPECIFIED, DIMENSIONS ARE FOR REFERENCE PURPOSES ONLY.

DRAWN BY:

VEE

DATE:

20/04/11

CHECKED BY:

SHA

DATE:

20/04/11

APPROVED BY:

DATE:

04/05/11

DRAWING TITLE:

Inductor

SIZE A DWG NO.

M10002597

SCALE: NTS

U.O.M.: mm

ELECTRONIC FILE

MCAP115018062A-381MU

REV A

SHEET: 1 OF 4

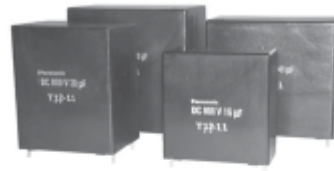
2. Condensador 50 μ F. Metallized Polypropylene Film Capacitor de Panasonic.

Panasonic

Plastic Film Capacitors

Metallized Polypropylene Film Capacitor

Type : EZPE Series



Features

- High safety, Self-healing and Self-protecting function built-in
- Long product life, High reliability
- Low loss, Low ESR
- Flame retardant (Case and sealing resin)
- RoHS directive compliant

Recommended applications

For DC filtering, DC link circuit

- Solar inverters
- Wind power generation
- Industrial power supplies
- Inverter circuit in appliances (Air Conditioners etc.)

Construction

- Dielectric : Polypropylene film
- Electrodes : Metallized dielectric with segmented pattern
- Plastic case : UL94 V-0
- Sealing : UL94 V-0
- Terminals : Tinned wires, 2-pin and 4-pin versions

3. Condensador 1220 μ F. Screw Terminal High CV Aluminum Electrolytic Capacitors, ALS70/71 de KEMET.

Screw Terminal High CV Aluminum Electrolytic Capacitors ALS70/71 Series, +85°C



Overview

KEMET's ALS70/71 high CV series of the screw terminal capacitors offer tremendous performance and reliability in a wide range of case sizes and voltage ratings, featuring high ripple currents and long life performance. Volumetric efficiency ensures the maximum capacitance capability in a smaller size. They are ideally suited for industrial and commercial applications, demanding high reliability and long life expectancy such as frequency converters, uninterruptible power supply (UPS) systems and switch mode power supplies (SMPS).

Applications

Typical applications for KEMET's ALS70/71 Series of capacitors include alternative energy, smoothing, energy storage or pulse operation in telecommunication demanding power supplies, process control, AC motor control, traction, welding, and measuring.

Benefits

- Maximum capacitance capability in a smaller size
- Long life, up to 20,000 hours at +85°C (V_r , I_r applied)
- High ripple current
- Excellent surge voltage capability
- PET sleeve (recognized to UL: QMTR2 (UL No. E358957))
- Optimized designs available upon request



Click image above for interactive 3D content
Open PDF in Adobe Reader for full functionality

4. Traductor de tensión. Voltaje Transducer LV 25-P de LEM.



Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic separation between the primary circuit and the secondary circuit.



RoHS

cULUS

$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal rms current	10	mA
I_{PM}	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 14$	mA
R_W	Measuring resistance	R_{Wmin} R_{Wmax}	Ω
	with $\pm 12 \text{ V}$ @ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	30 190	Ω
	@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	30 100	Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$ @ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	100 350	Ω
	@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	100 190	Ω
I_{SN}	Secondary nominal rms current	25	mA
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000	
U_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V
I_C	Current consumption	$10 (@ \pm 15 \text{ V}) + I_S$	mA

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$ @ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	± 0.9	%
	@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.8	%
ϵ_L	Linearity error	< 0.2	%
		Typ Max	
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.15	mA
I_{OT}	Temperature variation of I_O 0 $^\circ\text{C} \dots +25^\circ\text{C}$	$\pm 0.06 \pm 0.25$	mA
	+25 $^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	$\pm 0.10 \pm 0.35$	mA
t_r	Step response time ¹⁾ to 90 % of I_{PN}	40	μs

General data

T_A	Ambient operating temperature	$0 \dots +70$	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	$-25 \dots +85$	$^\circ\text{C}$
R_p	Resistance of primary winding @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_s	Resistance of secondary winding @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards	EN 50178: 1997 UL 508: 2010	

Note: ¹⁾ $R_i = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit).

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Insulating plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_i which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

Application domain

- Industrial.

5. Traductor de corriente. Hall Effect-Based Linear Current Sensor, ACS714 de Allegro.



ACS714

Automotive Grade, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the FILTER pin
- 5 μ s output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% typical, at $T_A = 25^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m Ω internal conductor resistance
- 2.1 kVRMS minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage
- Operating temperature range, -40°C to 150°C

Package: 8 pin SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1 

Description

The Allegro® ACS714 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in automotive systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope ($>V_{IOUT(Q)}$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is 1.2 m Ω typical, providing low power loss. The thickness of the copper conductor allows survival

Continued on the next page...

6. Relé. Sngle relay de SRD.

SONGLE RELAY

	RELAY ISO9002	SRD
---	---------------	------------



1. MAIN FEATURES

- Switching capacity available by 10A in spite of small size design for highdensity P.C. board mounting technique.
- UL, CUL, TUV recognized.
- Selection of plastic material for high temperature and better chemical solution performance.
- Sealed types available.
- Simple relay magnetic circuit to meet low cost of mass production.

2. APPLICATIONS

- Domestic appliance, office machine, audio, equipment, automobile, etc.
(Remote control TV receiver, monitor display, audio equipment high rushing current use application.)

3. ORDERING INFORMATION

SRD	XX VDC	S	L	C
Model of relay	Nominal coil voltage	Structure	Coil sensitivity	Contact form
SRD	03、05、06、09、12、24、48VDC	S:Sealed type	L:0.36W	A:1 form A
		F:Flux free type	D:0.45W	B:1 form B
				C:1 form C

7. Fusible. MSC10/Q216676 de SCATTERGOOD & JOHNSON LTD.



**SCATTERGOOD
& JOHNSON LTD**



ELECTRICAL ENGINEERING AND FLUID CONTROL DISTRIBUTORS

Ferraz

Modular Fuse Holders

- * Modular design
- * Din rail mounting
- * Basic fuse holders fit up to 2 microswitches
- * Unipolar fuse holders fit 1 microswitch and/or an indicator
- * Provision for Locking
- * IP 20
- * Standards IEC 269-2-1 / 947-3
- * Approvals Lloyds / Veritas



MSC/Q216674



MSC/W219784



MSC/Y201317



MSC/M215659

MSC10: FUSE 10 x 38 MM (In max: 32A / Vn max: 690V)

Part No.	Price Each	Description	Fuse Link Size Ref.	Fuse Type
MSC10/Q216674	£2.52	SINGLE POLE Basic Fuse Holder	10 x 38 mm	GL HRC 0.5-32A AM 0.5-25A
MSC10/W219784	£5.13	SINGLE POLE Basic Fuse Holder with Integral		
MSC10/Y201317	£7.45	SINGLE POLE + NEUTRAL Basic Fuse Holder		
MSC10/M215659	£13.51	TRIPLE POLE Basic Fuse Holder		
MSC10/G215125	£0.44	Fuse Holder Assembly Pins 2 Poles		
MSC10/Q216145	£0.62	Fuse Holder Assembly Pins 3 Poles		



CMS14/F222990



CMS14/P217708



CMS14/J212091



CMS14/N200779

8. Interruptor magnetotérmico. S802PV-32 de ABB.

S802PV-S32



General Information

Extended Product Type:	S802PV-S32
Product ID:	2CCP842001R1329
EAN:	7612271210984
Catalog Description:	S802PV-S32-R High Performance Circuit Breaker
Long Description:	The S802PV-S32 is a 2-pole High Performance Circuit breaker for photovoltaics (DC) with B-characteristic, with cage terminal and a rated current of 32 A. It is a current limiting device with a maximum breaking capacity of 5kA at 800V. It can be used for voltages up to 800V DC. It has two different tripping mechanisms, the thermal tripping mechanism for overload protection and the electromechanic tripping mechanism for short circuit protection. The S802PV-S32 complies with IEC/EN 60947-2 and allows the use for industrial applications. It has numerous of approvals, therefore it can be used worldwide. The extensive range of accessory makes the use of S802PV-S32 more comfortable. Due to the fast arc extinction of S802PV-S32 your application will be secured.

Categories

Products » Low Voltage Products and Systems » Modular DIN Rail Products » High Performance Circuit Breakers HPCBs

Ordering

EAN:	7612271210984
Minimum Order Quantity:	1 piece
Customs Tariff Number:	85362020

Dimensions

Product Net Width:	54 mm
Product Net Depth:	82.5 mm
Product Net Height:	95 mm
Product Net Weight:	0.49 kg

Container Information

Package Level 1 Units:	1 piece
Package Level 1 Width:	105 mm
Package Level 1 Length:	60 mm
Package Level 1 Height:	99 mm
Package Level 1 Gross Weight:	0.51 kg
Package Level 1 EAN:	7612271210984

Environmental

Ambient Air Temperature:	Operation -25 ... +60 °C Storage -40 ... +70 °C
Resistance to Shock acc. to IEC 60068-2-27:	5 g 30 ms
Resistance to Vibrations acc. to IEC 60068-2-6:	2 - 13.2 Hz / 1mm 13.2 - 100Hz / 0.7g with load 100% x Ie
Environmental Conditions:	Damp Heat Cyclic acc. to IEC 60068-2-30 12+ 12 cycle Damp Heat Cyclic acc. to IEC 60068-2-30 55 °C @ 90-96% Damp Heat Cyclic acc. to IEC 60068-2-30 25 °C @ 90-100% Dry Heat Test B acc. to IEC 60068-2-2 16 hour @ 55 °C Dry Heat Test B acc. to IEC 60068-2-2 2 hour @ 70 °C
RoHS Status:	Following EU Directive 2002/95/EC August 18, 2005 and amendment

Technical

Standards:	IEC/EN 60947-2
Number of Poles:	2
Tripping Characteristic:	B
Rated Current (I _n):	32
Rated Operational Voltage:	800 V DC
Power Loss:	per Pole 3.2 W
Rated Insulation Voltage (U _i):	1500 V DC
Rated Ultimate Short-Circuit Breaking Capacity (I _{cu}):	(800 V DC) 5 kA
Rated Service Short-Circuit Breaking Capacity (I _{cs}):	(800 V DC) 5 kA
Overvoltage Category:	III
Pollution Degree:	2
Rated Impulse Withstand Voltage	8 kV

9. Fuente de alimentación. Single Output Industrial DIN Rail Power Supply, MDR-10 de MEAN WELL.



10W Single Output Industrial DIN Rail Power Supply

MDR-10 series



■ Features :

- Universal AC input/Full range
- Protections: Short circuit / Overload / Over voltage
- Cooling by free air convection
- Can be installed on DIN rail TS-35/7.5 or 15
- Built in DC OK active signal
- LED indicator for power on
- No load power consumption<0.75W
- 100% full load burn-in test
- 3 years warranty



SPECIFICATION

DECLARATION					
MODEL		MDR-10-S	MDR-10-12	MDR-10-15	MDR-10-24
OUTPUT	DC VOLTAGE	5V	12V	15V	24V
	RATED CURRENT	2A	0.84 A	0.67 A	0.42A
	CURRENT RANGE	0 ~ 2A	0 ~ 0.84 A	0 ~ 0.67A	0 ~ 0.42A
	RATED POWER	10W	10W	10W	10W
	RIPPLE & NOISE (max.) Note.2	80mVp-p	120mVp-p	120mVp-p	150mVp-p
	VOLTAGE TOLERANCE Note.3	± 5.0%	± 3.0%	± 3.0%	± 2.0%
	LINE REGULATION	± 1.0%	± 1.0%	± 1.0%	± 1.0%
	LOAD REGULATION	± 5.0%	± 3.0%	± 3.0%	± 2.0%
	SETUP,RISE TIME Note.5	500ms, 30ms/230VAC	1000ms, 30ms/115VAC at full load		
HOLD UP TIME (Typ.)	120ms/230VAC	25ms/115VAC at full load			
INPUT	VOLTAGE RANGE	85 ~ 264 VAC	120 ~ 370VDC		
	FREQUENCY RANGE	47 ~ 63Hz			
	EFFICIENCY (Typ.)	77%	81%	81%	84%
	AC CURRENT (Typ.)	0.33A/115VAC	0.21A/230VAC		
	INRUSH CURRENT (Typ.)	COLD START 35A/115VAC 70A/230VAC			
	LEAKAGE CURRENT	<1mA/ 240 VAC			
PROTECTION	OVERLOAD	Above 105% rated output power Protection type: Hiccup mode, recovers automatically after fault condition is removed			
		5.75 ~ 6.75V	13.8 ~ 16.2V	17.25 ~ 20.25V	27.6 ~ 32.4V
	OVER VOLTAGE	Protection type: Shutdown o/p voltage, re-power on to recover			
FUNCTION	DC OK ACTIVE SIGNAL (max.)	3.75 ~ 6V / 50mA	9 ~ 13.5V / 40mA	11.5 ~ 16.5V / 40mA	18 ~ 27V / 20mA
ENVIRONMENT	WORKING TEMP.	-20 ~ +70°C (Refer to "Derating Curve")			
	WORKING HUMIDITY	20 ~ 90% RH non-condensing			
	STORAGE TEMP., HUMIDITY	-40 ~ +85°C, 10 ~ 95% RH			
	TEMP. COEFFICIENT	± 0.03%/°C (0 ~ 50°C)			
	VIBRATION	Component: 10 ~ 500Hz, 2G 10min./1cycle, 60min. each along X, Y, Z axes; Mounting: Compliance to IEC60068-2-6			
SAFETY & EMC (Note.4)	SAFETY STANDARDS	UL508, TUV EN60950-1 approved			
	WITHSTAND VOLTAGE	I/P-O/P:3KVAC I/P-FG:2KVAC O/P-FG:0.5KVAC			
	ISOLATION RESISTANCE	I/P-O/P, I/P-FG, O/P-FG:100M Ohms / 500VDC / 25°C / 70% RH			
	EMC EMISSION	Compliance to EN55011, EN55032 (CISPR32), EN61204-3 Class B, EN61000-3-2,-3			
OTHERS	EMC IMMUNITY	Compliance to EN61000-4-2, 3, 4, 5, 6, 8, 11, EN55024, EN61000-6-1, EN61204-3, light industry level, criteria A			
	MTBF	584Khrs min. MIL-HDBK-217F (25°C)			
	DIMENSION	22.5*90*100mm (W*H*D)			
	PACKING	0.15Kg, 72pcs/11.8Kg/0.91CUFT			
NOTE	1. All parameters NOT specially mentioned are measured at 230VAC input, rated load and 25°C of ambient temperature. 2. Ripple & noise are measured at 20MHz of bandwidth by using a 12" twisted pair-wire terminated with a 0.1uF & 47uF parallel capacitor. 3. Tolerance : includes set up tolerance, line regulation and load regulation. 4. The power supply is considered a component which will be installed into a final equipment. The final equipment must be re-confirmed that it still meets EMC directives. For guidance on how to perform these EMC tests, please refer to "EMI testing of component power supplies." (as available on http://www.meanwell.com) 5. Length of set up time is measured at cold first start. Turning ON/OFF the power supply may lead to increase of the set up time.				

10. Pinza amperimétrica. 80i-110s AC/DC Current Probe de FLUKE.

Page 1 of 2, Document #2228
80i-110s AC/DC Current Probe
©2002 Fluke Corporation
Rev. A-6/2002

FLUKE®

80i-110s AC/DC Current Probe

The ideal current probe for
Fluke ScopeMeter® Test Tools

Technical Data

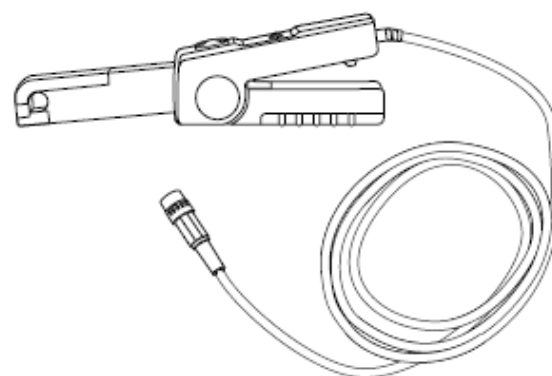
Accurate current measurements become more and more critical when troubleshooting electric, electronic, and automotive circuits. The Fluke 80i-110s AC/DC Current Probe is designed to provide you with safe, high accuracy measurements for a wide range of applications.

The specially designed built-in safety features such as the 600 V rms rating at the input jaws, output cable, and BNC connector enhance work safety in industrial and commercial power distribution systems.

The probe is shielded for high noise immunity, to prevent unwanted noise when troubleshooting around noise generating devices like adjustable speed motor drives and ignition systems.

The 80i-110s accurately reproduces current waveforms as they occur. Connect the clamp to a Fluke ScopeMeter Test Tool or other waveform recording device like a Fluke PowerHarmonics Analyzer, to clearly see distorted waveforms that result from non-linear loads such as computers, adjustable speed motor drives, and electronic ballasts for fluorescent lighting.

Current clamps, not specifically designed for oscilloscopes, may add distortion to the actual signal present in the system



under test. This makes it difficult to get an accurate waveform measurement.

The wide measurement range from 50 milliamps to 100 Amps with a high fidelity millivolt output gives you full advantage of the high resolution oscilloscope displays. This gives you the true picture of your current situation, and allows useful measurements as low as 10 milliamps.

The broad band frequency response of the Fluke 80i-110s AC/DC Current Probe from dc to 100 kHz supports a wide range of applications where the probe can be used. The probe can be used to track down leakage currents discharging car batteries or to measure dc currents in an Uninterruptible Power

Supply (UPS), that uses a battery backup system.

With its narrow jaw design, the Fluke 80i-110s makes it easy to take measurements in tight spots.

Specifications

Electrical specifications

Current ranges:

0 to 10 A dc or ac peak
0 to 100 A dc or ac peak

Output signals:

10 A range: 100 mV/A
100 A range: 10 mV/A

Working voltage

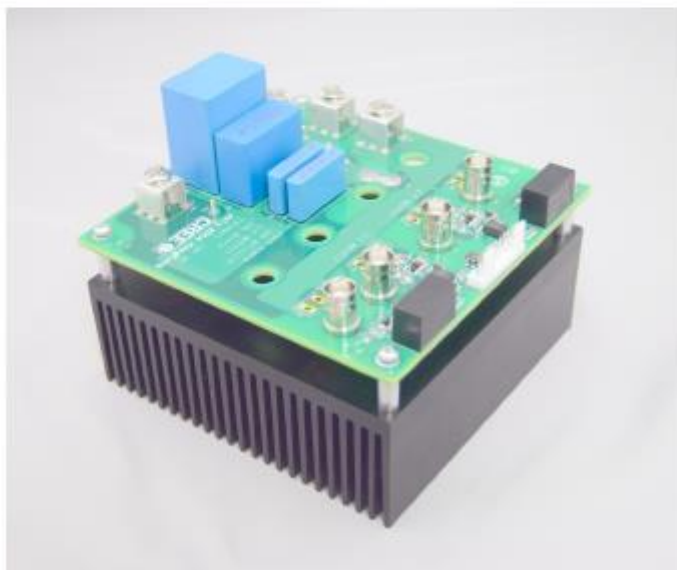
(clamp jaws to ground):
600 V ac rms on Installation
Category II per IEC 1010-1
circuits.
300 V ac rms on Installation
Category III per IEC 1010-1
circuits.

11. Placa de CREE. KIT8020CRD8FF1217P-1 CREE Silicon Carbide MOSFET Evaluation Kit de CREE.



KIT8020CRD8FF1217P-1 CREE Silicon Carbide MOSFET Evaluation Kit

User's Manual



12. MOSFET CREE. Silicon Carbide Power MOSFET C2M00800120D de CREE.



C2M0080120D

Silicon Carbide Power MOSFET
C2M™ MOSFET Technology
N-Channel Enhancement Mode

Features

- High Blocking Voltage with Low On-Resistance
- High Speed Switching with Low Capacitances
- Easy to Parallel and Simple to Drive
- Avalanche Ruggedness
- Halogen Free, RoHS Compliant

Benefits

- Higher System Efficiency
- Reduced Cooling Requirements
- Increased Power Density
- Increased System Switching Frequency

Applications

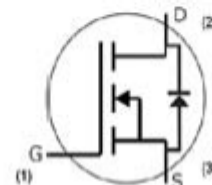
- Solar Inverters
- Switch Mode Power Supplies
- High Voltage DC/DC Converters
- Battery Chargers
- Motor Drives
- Pulsed Power applications

V_{DS}	1200 V
I_D @ 25°C	36 A
$R_{DS(on)}$	80 mΩ

Package



TO-247-3



Part Number	Package
C2M0080120D	TO-247-3

Maximum Ratings ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
V_{DSmax}	Drain - Source Voltage	1200	V	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 100\text{ }\mu\text{A}$	
V_{GSmax}	Gate - Source Voltage	-10/+25	V	Absolute maximum values	
V_{GSop}	Gate - Source Voltage	-5/+20	V	Recommended operational values	
I_D	Continuous Drain Current	36	A	$V_{GS} = 20\text{ V}, T_C = 25^\circ\text{C}$	Fig. 19
		24		$V_{GS} = 20\text{ V}, T_C = 100^\circ\text{C}$	
$I_{D(pulse)}$	Pulsed Drain Current	80	A	Pulse width t_p limited by T_{jmax}	Fig. 22
P_D	Power Dissipation	192	W	$T_c = 25^\circ\text{C}, T_J = 150^\circ\text{C}$	Fig. 20
T_J, T_{stg}	Operating Junction and Storage Temperature	-55 to +150	$^\circ\text{C}$		
T_L	Solder Temperature	260	$^\circ\text{C}$	1.6mm (0.063") from case for 10s	
M_f	Mounting Torque	1 8.8	Nm lbf-in	M3 or 6-32 screw	

13. Diodo CREE. Silicon Carbide Schottky Diode, C4D20120D de CREE.



C4D20120D

Silicon Carbide Schottky Diode

Z-REC[®] RECTIFIER

V_{RRM}	=	1200 V
$I_F (T_J=135^{\circ}\text{C})$	=	33 A*
Q_e	=	104 nC*

Features

- 1.2-KVolt Schottky Rectifier
- Zero Reverse Recovery Current
- High-Frequency Operation
- Temperature-Independent Switching Behavior
- Positive Temperature Coefficient on V_F

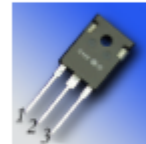
Benefits

- Replace Bipolar with Unipolar Rectifiers
- Essentially No Switching Losses
- Higher Efficiency
- Reduction of Heat Sink Requirements
- Parallel Devices Without Thermal Runaway

Applications

- Switch Mode Power Supplies (SMPS)
- Boost diodes in PFC or DC/DC stages
- Free Wheeling Diodes in Inverter stages
- AC/DC converters

Package



TO-247-3



Part Number	Package	Marking
C4D20120D	TO-247-3	C4D20120

Maximum Ratings ($T_J=25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
V_{RRM}	Repetitive Peak Reverse Voltage	1200	V		
V_{SRM}	Surge Peak Reverse Voltage	1300	V		
V_{DC}	DC Blocking Voltage	1200	V		
I_F	Continuous Forward Current (Per Leg/Device)	34/68 16.5/33 10/20	A	$T_J=25^{\circ}\text{C}$ $T_J=135^{\circ}\text{C}$ $T_J=157^{\circ}\text{C}$	Fig. 3
I_{FRM}	Repetitive Peak Forward Surge Current	47* 31.5*	A	$T_J=25^{\circ}\text{C}$, $t_F=10$ ms, Half Sine Pulse $T_J=110^{\circ}\text{C}$, $t_F=10$ ms, Half Sine Pulse	
I_{FSM}	Non-Repetitive Peak Forward Surge Current	71* 59.5*	A	$T_J=25^{\circ}\text{C}$, $t_F=10$ ms, Half Sine Pulse $T_J=110^{\circ}\text{C}$, $t_F=10$ ms, Half Sine Pulse	Fig. 8
I_{FMAX}	Non-Repetitive Peak Forward Current	750* 620*	A	$T_J=25^{\circ}\text{C}$, $t_F=10$ μs , Pulse $T_J=110^{\circ}\text{C}$, $t_F=10$ μs , Pulse	Fig. 8
P_{st}	Power Dissipation(Per Leg/Device)	176/352 76/152	W	$T_J=25^{\circ}\text{C}$ $T_J=110^{\circ}\text{C}$	Fig. 4
dV/dt	Diode dV/dt ruggedness	200	V/ns	$V_R=0-960\text{V}$	
fPdt	PI value	25* 17.5*	A/s	$T_J=25^{\circ}\text{C}$, $t_F=10$ ms $T_J=110^{\circ}\text{C}$, $t_F=10$ ms	
T_J	Operating Junction Range	-55 to +175	$^{\circ}\text{C}$		
T_{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +135	$^{\circ}\text{C}$		
	TO-247 Mounting Torque	1 8.8	Nm lbf-in	M3 Screw 6-32 Screw	

14. MicroLabBox de dSPACE.



MicroLabBox

- Compact all-in-one development system for the laboratory
- More than 100 high-performance I/O channels with easy access
- Comprehensive support for electric motor control
- **NEW:** Top panel variant with spring-cage terminal blocks

Embedded Success **dSPACE**

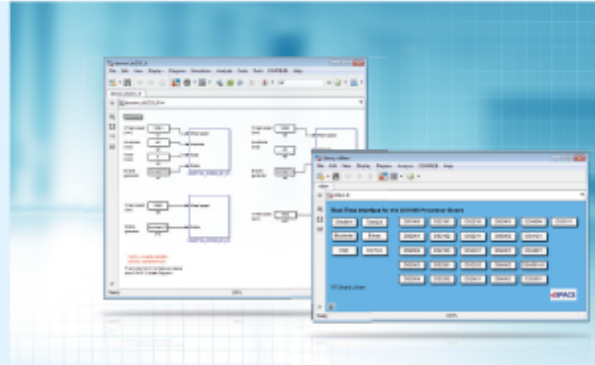
15. Real Time Interface de dSPACE.

Real-Time Interface

Implementation software for running models on dSPACE hardware

Highlights

- Automatic implementation of MATLAB®/Simulink®/Stateflow® models on dSPACE hardware
- Automatic code generation
- Graphical I/O configuration via comprehensive Simulink block libraries
- Easy and safe to use due to automatic consistency checks
- Support of model referencing hierarchies¹⁾



Application Areas

No matter whether you are performing rapid control prototyping or hardware-in-the-loop simulation: Real-Time Interface (RTI) is the link between dSPACE hardware and the development software MATLAB/Simulink/Stateflow from MathWorks®.

Key Benefits

RTI lets you concentrate fully on the actual design process and carry out fast design iterations. It extends the C code generator Simulink Coder™ (formerly Real-Time Workshop®)

for the seamless, automatic implementation of your Simulink and Stateflow models on the real-time hardware. The implementation time is greatly reduced. The hardware configuration for the real-time application is guided by automatic consistency checks to prevent parameterization errors. For maximum flexibility, each RTI version supports several different MATLAB releases (see www.dspace.com/go/Compatibility). Models from most previous MATLAB and RTI releases are migrated automatically when newer versions of RTI are used.

ANEXO IV

Presupuesto

CUADRO DE DESCOMPUESTOS



Universidad de Jaén
Campus Las Lagunillas, Edificio A3
23071 Jaén

CÓDIGO	CANTIDAD	UD	RESUMEN	PRECIO	SUBTOTAL	IMPORTE
CAPÍTULO C MANO DE OBRA						
A1		u	Condensadores			
A11	2,000	u	Condensador de 1200 microfaradios de KEMET	43,05	86,10	
A12	2,000	u	Condensador de 50 microfaradio de Panasonic	12,09	24,18	
TOTAL PARTIDA						110,28
Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de CIENTO DIEZ EUROS con VEINTIOCHO CÉNTIMOS						
A2		u	Inductancias			
A21	2,000	u	Inductancia de 380 microhenrios de multicom	4,05	8,10	
TOTAL PARTIDA						8,10
Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de OCHO EUROS con DIEZ CÉNTIMOS						
A3		u	Resistencia de carga			
A31	1,000	u	Resistencia de potencia de 75 ohmios y 1000 W de RS	42,30	42,30	
TOTAL PARTIDA						42,30
Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de CUARENTA Y DOS EUROS con TREINTA CÉNTIMOS						
A4		u	Placa de CREE			
A41	1,000	u	KIT8020CRD8FF1217P-1 CREE Silicon Carbide MOSFET Evaluation Kit	300,31	300,31	
TOTAL PARTIDA						300,31
Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de TRESCIENTOS EUROS con TREINTA Y UN CÉNTIMOS						
A5		u	Interruptores automático			
A51	2,000	u	Interruptor automático S802pv s32 de ABB	62,90	125,80	
TOTAL PARTIDA						125,80
Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de CIENTO VEINTICINCO EUROS con OCHENTA CÉNTIMOS						
A6		u	Fusible			
A61	1,000	u	Fusible CMS14 de SCATTERGOOD & JOHNSON LTD	7,45	7,45	
TOTAL PARTIDA						7,45
Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de SIETE EUROS con CUARENTA Y CINCO CÉNTIMOS						
A7		u	Relé			
A71	1,000	u	Single Relay Board de Parallax	10,55	10,55	
TOTAL PARTIDA						10,55
Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de DIEZ EUROS con CINCUENTA Y CINCO CÉNTIMOS						
A8		u	Fuente de alimentación			
A81	1,000	u	Single Output Industrial DIN Rail Power Supply, MDR-10 de M.W.	16,47	16,47	
TOTAL PARTIDA						16,47
Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de DIECISEIS EUROS con CUARENTA Y SIETE CÉNTIMOS						

CUADRO DE DESCOMPUESTOS



Universidad de Jaén
Campus Las Lagunillas, Edificio A3
23071 Jaén

CÓDIGO	CANTIDAD	UD	RESUMEN	PRECIO	SUBTOTAL	IMPORTE
A9		u	Traductores de tensión y traductores de corriente			
A91	2,000	u	Traductor de tensión de LV 25-P de LEM	60,43	120,86	
A92	2,000	u	Traductor de corriente ACS714 de Allegro	0,00	0,00	
TOTAL PARTIDA						120,86

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de CIENTO VEINTE EUROS con OCHENTA Y SEIS CÉNTIMOS

CUADRO DE DESCOMPUESTOS



Universidad de Jaén
Campus Las Lagunillas, Edificio A3
23071 Jaén

CÓDIGO	CANTIDAD	UD	RESUMEN	PRECIO	SUBTOTAL	IMPORTE
CAPÍTULO B MICROLABBOX						
B1	u		MicroLabBox			
				Sin descomposición		
			TOTAL PARTIDA			10.350,00
Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de DIEZ MIL TRESCIENTOS CINCUENTA EUROS						
B2	u		Licencia Real Time Interface			
				Sin descomposición		
			TOTAL PARTIDA			450,00
Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de CUATROCIENTOS CINCUENTA EUROS						

CUADRO DE DESCOMPUESTOS



Universidad de Jaén
Campus Las Lagunillas, Edificio A3
23071 Jaén

CÓDIGO	CANTIDAD	UD	RESUMEN	PRECIO	SUBTOTAL	IMPORTE
CAPÍTULO C MANO DE OBRA						
C1		u	Ingeniero industrial superior			
			Se reúnen todas las tareas que debe realizar el ingeniero industrial superior.			
C11	80,000	h	Tarea 1	13,46	1.076,80	
C12	80,000	h	Tarea 2	13,46	1.076,80	
C13	140,000	h	Tarea 3	13,46	1.884,40	
C14	50,000	h	Tarea 4	13,46	673,00	
C15	50,000	h	Tarea 5	13,46	673,00	
TOTAL PARTIDA						5.384,00
Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de CINCO MIL TRESCIENTOS OCHENTA Y CUATRO EUROS						
C2		u	Técnico de proyecto			
			Se reúnen todas las tareas que debe realizar el técnico de proyecto.			
C21	60,000	h	Tarea 1	10,42	625,20	
TOTAL PARTIDA						625,20
Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de SEISCIENTOS VEINTICINCO EUROS con VEINTE CÉNTIMOS						

CUADRO DE PRECIOS 1



Universidad de Jaén
Campus Las Lagunillas, Edificio A3
23071 Jaén

CÓDIGO	UD	RESUMEN	PRECIO
CAPÍTULO C MANO DE OBRA			
A1	u	Condensadores	110,28
		CIENTO DIEZ EUROS con VEINTIOCHO CÉNTIMOS	
A2	u	Inductancias	8,10
		OCHO EUROS con DIEZ CÉNTIMOS	
A3	u	Resistencia de carga	42,30
		CUARENTA Y DOS EUROS con TREINTA CÉNTIMOS	
A4	u	Placa de CREE	300,31
		TRESCIENTOS EUROS con TREINTA Y UN CÉNTIMOS	
A5	u	Interruptores automático	125,80
		CIENTO VEINTICINCO EUROS con OCHENTA CÉNTIMOS	
A6	u	Fusible	7,45
		SIETE EUROS con CUARENTA Y CINCO CÉNTIMOS	
A7	u	Relé	10,55
		DIEZ EUROS con CINCUENTA Y CINCO CÉNTIMOS	
A8	u	Fuente de alimentación	16,47
		DIECISEIS EUROS con CUARENTA Y SIETE CÉNTIMOS	
A9	u	Traductores de tensión y traductores de corriente	120,86
		CIENTO VEINTE EUROS con OCHENTA Y SEIS CÉNTIMOS	

CUADRO DE PRECIOS 1



Universidad de Jaén
Campus Las Lagunillas, Edificio A3
23071 Jaén

CÓDIGO	UD	RESUMEN	PRECIO
CAPÍTULO B MICROLABBOX			
B1	u	MicroLabBox	10.350,00
		DIEZ MIL TRESCIENTOS CINCUENTA EUROS	
B2	u	Licencia Real Time Interface	450,00
		CUATROCIENTOS CINCUENTA EUROS	

CUADRO DE PRECIOS 1



Universidad de Jaén
Campus Las Lagunillas, Edificio A3
23071 Jaén

CÓDIGO	UD	RESUMEN	PRECIO
CAPÍTULO C MANO DE OBRA			
C1	u	Ingeniero industrial superior Se reúnen todas las tareas que debe realizar el ingeniero industrial superior.	5.384,00
C2	u	Técnico de proyecto Se reúnen todas las tareas que debe realizar el técnico de proyecto.	625,20
			CINCO MIL TRESCIENTOS OCHENTA Y CUATRO EUROS
			SEISCIENTOS VEINTICINCO EUROS con VEINTE CÉNTIMOS

RESUMEN DE PRESUPUESTO



Universidad de Jaén
Campus Las Lagunillas, Edificio A3
23071 Jaén

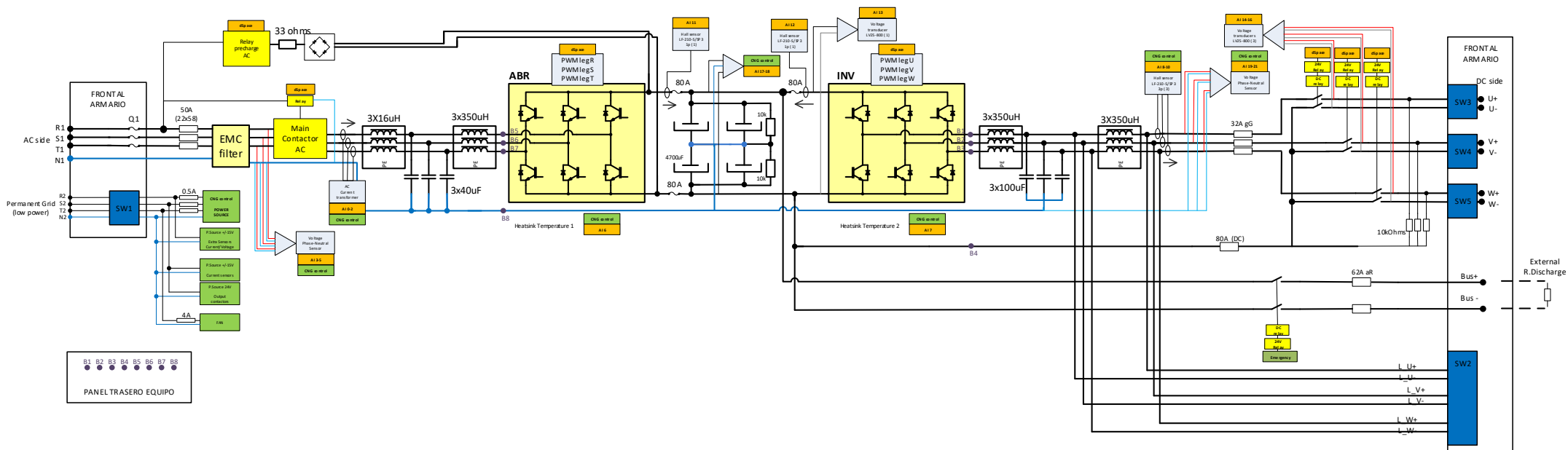
CAPITULO	RESUMEN	EUROS	%
C	MANO DE OBRA.....	6.009,20	34,24
B	MICROLABBOX	10.800,00	61,53
C	MANO DE OBRA.....	6.009,20	34,24
TOTAL EJECUCIÓN MATERIAL		22.818,40	
	13,00 % Gastos generales.....	2.966,39	
	6,00 % Beneficio industrial	1.369,10	
	SUMA DE G.G. y B.I.	4.335,49	
	21,00 % I.V.A.	5.702,32	
TOTAL PRESUPUESTO CONTRATA		32.856,21	
TOTAL PRESUPUESTO GENERAL		32.856,21	

Asciende el presupuesto general a la expresada cantidad de TREINTA Y DOS MIL OCHOCIENTOS CINCUENTA Y SEIS EUROS con VEINTIUN CÉNTIMOS

Jaén, a 1 de julio de 2019.

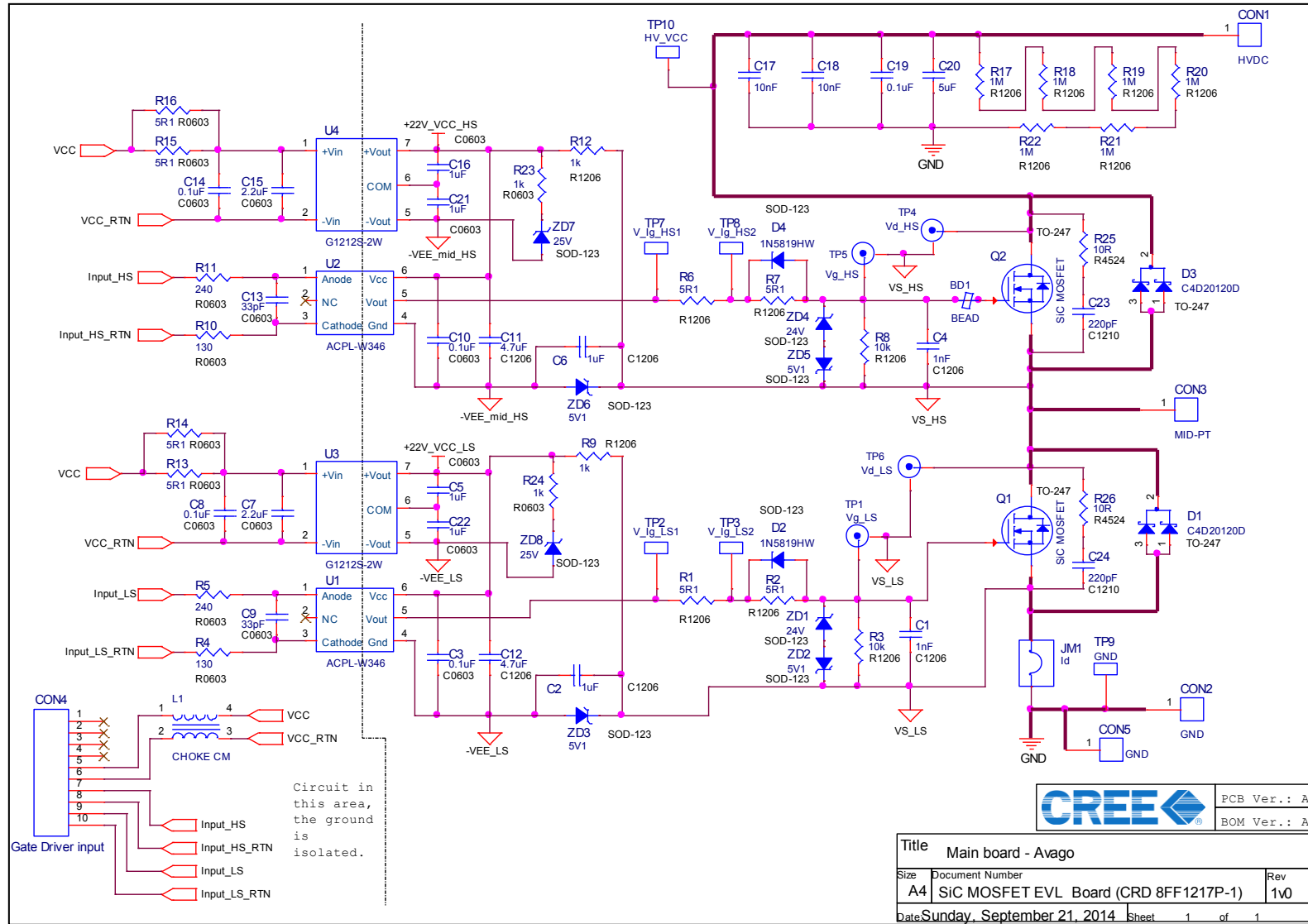
ANEXO V

Planos





Schematic of CRD 8FF1217P-1


 PCB Ver.: A
 BOM Ver.: A