



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES

UNIVERSIDAD DE VALLADOLID

ESCUELA DE INGENIERÍAS INDUSTRIALES

Grado en Ingeniería Eléctrica

“Simulación y diseño de un convertidor inversor para su utilización en vehículos”

Autor:

Sanz Pascual, Abel

Tutor:

Martín Miranda, Alfredo
Departamento de Tecnología
Electrónica

Valladolid, julio del 2018.

AGRADECIMIENTOS

Quiero aprovechar estas líneas para agradecer a toda la gente que me ha apoyado en la realización de este Trabajo Fin de Grado en particular y en el día a día en general, en especial a mi familia y amigos. Aunque también cabe una mención para aquella gente que, consciente o inconscientemente, pone alguna que otra piedra en el camino, obligando a maniobrar y a poner en valor la valía de uno mismo ante las adversidades que estén por venir.

No hay mayor satisfacción que culminar aquello que creían que no podías llevar a cabo.

Gracias.

“Podemos intuir muy poco del futuro, lo suficiente para darnos cuenta de que queda mucho por hacer”

- Alan Turing -

RESUMEN

Este trabajo final de grado se centra en el dimensionado y simulación de un convertidor electrónico CC/CA, que se tiene pensado usar en la toma de corriente del mechero de un vehículo.

Su principal función será la transformación de las características de la energía eléctrica que proporciona la batería del vehículo para adecuarla a las necesidades de los aparatos de consumo más comunes.

Los principales temas tratados en este documento serán:

- Características y comportamiento del inversor, mediante sus formas de onda de tensión y corriente en las diferentes partes del mismo, obtenidas por simulación por ordenador.
- Elección y dimensionado de los elementos de potencia que formen parte del dispositivo inversor.
- Análisis del control a emplear en el dispositivo.
- Dimensionado del filtro de acondicionamiento de señal.
- Dimensionado del equipo de refrigeración requerido.

Palabras clave:

- Convertidor Elevador (Booster)
- Inversor
- Corriente Continua (CC)
- Corriente Alterna (CA)
- Lazo de control

ABSTRACT

This Bachelor Thesis focuses on sizing and simulation of a DC/AC electronic converter, which is thought to be used in the cigarette lighter socket of a vehicle.

Its main function will be electrical energy conversion which is provided by vehicle's battery, to adapt it to the needs of most common consumer devices.

The main issues here explained will be:

- Features and behaviour of the inverter, through its voltage and current waveforms in different parts of it, obtained from computer simulation.
- Choice and sizing of power elements that are part of the inverter device.
- Control analysis that will be used in the device.
- Sizing of signal conditioning filter.
- Sizing of refrigeration equipment needed.

Keywords:

- Boost Converter (Booster)
- Inverter
- Direct Current (DC)
- Alternating Current (AC)
- Control loop

ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS	3
RESUMEN	5
ABSTRACT	7
ÍNDICE DE ILUSTRACIONES	11
ÍNDICE DE ECUACIONES	13
ÍNDICE DE TABLAS	14
1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	15
1.1. Bloque de elevación y controlado de la tensión:.....	17
1.2. Bloque de transformación de continua a alterna:	17
1.3. Bloque de filtrado y adecuación de la señal:.....	18
2. BREVE RESEÑA HISTÓRICA SOBRE EL DESARROLLO DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA	19
3. BREVE RESEÑA SOBRE LA BATERÍA DEL VEHÍCULO	21
4. SIMULACIÓN Y DIMENSIONADO DEL BLOQUE CONVERTIDOR CC/CC:	22
4.1. SELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DEL 1º CIRCUITO BOOST:	28
4.1.1. Elección del polo de potencia principal: “transistor MOSFET”	28
4.1.2. Elección del polo de potencia secundario: “diodo tipo Schottky”	31
4.1.3. Dimensionamiento de la bobina:	31
4.1.4. Dimensionamiento del condensador:.....	33
4.2. RESULTADOS DEL PRIMER BLOQUE:	35
4.3. TÉCNICA DE CONTROL DE LA TENSIÓN DE SALIDA:	40
4.3.1. Teoría de control:.....	40
4.3.2. Diseño del lazo de control:.....	45
4.4. SELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DEL 2º CIRCUITO ELEVADOR:	52
4.4.1. Dimensionamiento de la bobina:	52
4.4.2. Dimensionamiento del condensador:.....	53
4.5. RESULTADOS DEL SEGUNDO BLOQUE:	54
5. SIMULACIÓN Y DIMENSIONADO DEL BLOQUE CONVERTIDOR CC/CA	59
5.1. RESULTADOS DEL BLOQUE INVERSOR CON CARGA “R”:	63

6. SIMULACIÓN Y DIMENSIONADO DEL FILTRO DE ENERGÍA ELÉCTRICA.....	67
6.1. RESULTADOS DEL BLOQUE INVERSOR CON FILTRO "LC".....	69
7. DIMENSIONADO DEL EQUIPO DE REFRIGERACIÓN.....	75
7.1. POTENCIA DISIPADA POR LOS DIODOS SCHOTTKY:.....	76
7.1.1. Diodo Schottky del 1º circuito elevador:	76
7.1.2. Diodo Schottky del 2º circuito elevador:	77
7.2. POTENCIA DISIPADA POR LOS TRANSISTORES MOSFET:.....	78
7.2.1. MOSFET del 1º circuito elevador:	79
7.2.2. MOSFET del 2º circuito elevador:	80
7.2.3. Transistores del puente inversor:	80
7.3. CÁLCULO DE LOS DISIPADORES DE CALOR:	82
8. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS	87
9. ANEXOS.....	89
ANEXO 1: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL MOSFET DEL 1º BOOSTER.....	89
ANEXO 2: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL DIODO DEL 1º BOOSTER	91
ANEXO 3: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL MOSFET DEL 2º BOOSTER.....	94
ANEXO 4: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL DIODO DEL 2º BOOSTER	98
BIBLIOGRAFÍA.....	101

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

<i>Ilustración 1: Diagrama de bloques simplificado del dispositivo inversor</i>	15
<i>Ilustración 2: Tipos de convertidores de potencia</i>	20
<i>Ilustración 3: Partes de una batería típica de coche</i>	21
<i>Ilustración 4: Tabla de carga típica de una batería de coche. [3]</i>	21
<i>Ilustración 5: Esquema de un convertidor elevador CC/CC (boost o booster)</i>	23
<i>Ilustración 6: Circuito booster funcionando en modo $S=1$</i>	23
<i>Ilustración 7: Circuito booster funcionado en modo $S=0$</i>	24
<i>Ilustración 8: Relación entre la ganancia (V_o/V_{in}) y el ciclo de trabajo D. [2]</i>	25
<i>Ilustración 9: Señal de control de un polo de potencia (ciclo de trabajo D)</i>	25
<i>Ilustración 10: Curvas de funcionamiento de los elementos del booster. [2]</i>	27
<i>Ilustración 11: Elección del transistor por potencia y frecuencia (www.infineon.com)</i>	29
<i>Ilustración 12: Composición interna de un MOSFET [8]</i>	29
<i>Ilustración 13: Tipos de MOSFET. [8]</i>	30
<i>Ilustración 14: Relación tensión-intensidad en conducción continua y discontinua. [2]</i> ..	32
<i>Ilustración 15: Rizado genérico de corriente por la bobina</i>	32
<i>Ilustración 16: Rizado y comportamiento del condensador de salida. [2]</i>	34
<i>Ilustración 17: Esquema de simulación del 1er circuito elevador (booster)</i>	35
<i>Ilustración 18: Tensiones de entrada y salida del 1er booster con demasiado rizado</i>	35
<i>Ilustración 19: Tensiones de entrada y salida del 1er booster con menor rizado</i>	36
<i>Ilustración 20: Valores medios de salida del primer booster</i>	37
<i>Ilustración 21: Formas de onda resultantes del primer booster</i>	37
<i>Ilustración 22: Tensión y corriente de la bobina del primer booster</i>	38
<i>Ilustración 23: Tensión y corriente drenador-surtidor del MOSFET en el primer boost</i>	38
<i>Ilustración 24: Tensión en inversa y corriente en directa del diodo en el primer boost</i>	39
<i>Ilustración 25: Tensión y corriente en el condensador del primer boost</i>	39
<i>Ilustración 26: Función ideal de transferencia en cadena cerrada del modelo de regulación óptimo cuantitativo [4]</i>	40
<i>Ilustración 27: Diagrama de bloques de control en lazo cerrado de un sistema de 2º orden [4]</i>	42
<i>Ilustración 28: Diagramas de Bode equivalentes para el sistema de 2º orden [4]</i>	42
<i>Ilustración 29: Control en cascada con lazos de corriente y tensión [4]</i>	43
<i>Ilustración 30: Diagrama de bloques de control en lazo cerrado de un sistema de 3º orden [4]</i>	44
<i>Ilustración 31: Función de transferencia en cadena cerrada del sistema de 3º orden</i>	44
<i>Ilustración 32: Diagrama de Bode del óptimo simétrico [4]</i>	44
<i>Ilustración 33: Gráfica de salida del 2º booster, sin controlar</i>	45
<i>Ilustración 34: Resultados del sistema en lazo abierto ante un salto en el ciclo de servicio.</i>	46
<i>Ilustración 35: Identificación del sistema después de un salto en el ciclo de servicio</i>	46
<i>Ilustración 36: Diagrama de Bode de la planta antes de regular.</i>	47
<i>Ilustración 37: Diagrama de Bode del regulador con parte integral.</i>	47
<i>Ilustración 38: Márgenes de fase y ganancia que hacen estable el sistema.</i>	48

<i>Ilustración 39: Diagrama de Bode del sistema en lazo abierto.....</i>	<i>48</i>
<i>Ilustración 40: Diagrama de Bode del sistema controlado en lazo cerrado.</i>	<i>49</i>
<i>Ilustración 41: Respuesta temporal del sistema en lazo cerrado.</i>	<i>50</i>
<i>Ilustración 42: Respuesta del sistema con regulador PI.....</i>	<i>51</i>
<i>Ilustración 43: Respuesta del sistema con una variación de la tensión de entrada.</i>	<i>51</i>
<i>Ilustración 44: Respuesta del sistema con una variación en la resistencia de carga.....</i>	<i>52</i>
<i>Ilustración 45: Esquema del segundo circuito elevador.....</i>	<i>54</i>
<i>Ilustración 46: Tensiones a la entrada y salida del segundo elevador.....</i>	<i>55</i>
<i>Ilustración 47: Valores significativos a la salida del segundo elevador</i>	<i>55</i>
<i>Ilustración 48: Formas de ondas principales del 2º Booster</i>	<i>56</i>
<i>Ilustración 49: Características de la bobina del 2º booster</i>	<i>56</i>
<i>Ilustración 50: Tensión y corriente drenador-surtidor del MOSFET del 2º elevador.....</i>	<i>57</i>
<i>Ilustración 51: Características de tensión y corriente del diodo del 2º booster.....</i>	<i>57</i>
<i>Ilustración 52: Característica de elección del condensador del 2º circuito elevador.....</i>	<i>58</i>
<i>Ilustración 53: Características del bloque inversor elegido.....</i>	<i>59</i>
<i>Ilustración 54: Pico de corriente que pasa por los diodos antiparalelos.....</i>	<i>60</i>
<i>Ilustración 55: Generación de la señal de control PWM bipolar. [5].....</i>	<i>61</i>
<i>Ilustración 56: Armónicos normalizados de la tensión de salida. [5].....</i>	<i>62</i>
<i>Ilustración 57: Esquema del bloque inversor con carga R.....</i>	<i>63</i>
<i>Ilustración 58: Señales de la técnica PWM, portadora y moduladora.....</i>	<i>64</i>
<i>Ilustración 59: Resultado de la técnica PWM.</i>	<i>64</i>
<i>Ilustración 60: Onda de potencia, tensión y corriente del inversor con carga R.....</i>	<i>65</i>
<i>Ilustración 61: Análisis armónico de la tensión de salida en inversor con carga R.....</i>	<i>65</i>
<i>Ilustración 62: Diagrama de Bode según amortiguamiento para un sistema de 2º grado. [6].....</i>	<i>68</i>
<i>Ilustración 63: Esquema y Bode tipo del Filtro pasa bajas.....</i>	<i>68</i>
<i>Ilustración 64: Esquema del circuito inversor con filtro LC</i>	<i>69</i>
<i>Ilustración 65: Análisis de Fourier (FFT) de la tensión de salida filtrada.....</i>	<i>70</i>
<i>Ilustración 66: Tensión, corriente y potencia de salida filtrada del inversor</i>	<i>70</i>
<i>Ilustración 67: Intensidades por los transistores del inversor.....</i>	<i>71</i>
<i>Ilustración 68: Tensiones por los transistores del inversor.</i>	<i>71</i>
<i>Ilustración 69: Corriente por los diodos en antiparalelo.....</i>	<i>72</i>
<i>Ilustración 70: Ondas de tensión y corriente de la bobina del inversor.</i>	<i>72</i>
<i>Ilustración 71: Tensión y corriente en el condensador del inversor.....</i>	<i>73</i>
<i>Ilustración 72: Cambios de medio entre el semiconductor, disipador y ambiente [9].....</i>	<i>75</i>
<i>Ilustración 73: Símil de resistencias térmicas semiconductor-disipador [9].....</i>	<i>75</i>
<i>Ilustración 74: Valores a la entrada del dispositivo, desde la batería.</i>	<i>81</i>
<i>Ilustración 75: Valores a la salida del dispositivo, para su consumo.</i>	<i>81</i>
<i>Ilustración 76: Disposición de los elementos del inversor con una carcasa disipadora y ventilador.</i>	<i>84</i>

ÍNDICE DE ECUACIONES

<i>Ecuación 1: Rizado de la bobina con $S=1$</i>	26
<i>Ecuación 2: Rizado de la bobina con $S=0$</i>	26
<i>Ecuación 3: Relación entre ganancia y ciclo de trabajo</i>	26
<i>Ecuación 4: Tiempo de encendido del transistor.</i>	31
<i>Ecuación 5: Tiempo de apagado del transistor.</i>	31
<i>Ecuación 6: Condición frontera de conducción continua de la bobina</i>	32
<i>Ecuación 7: Valor de inductancia mínima que asegure la conducción continua</i>	33
<i>Ecuación 8: Rizado de tensión de un condensador</i>	34
<i>Ecuación 9: Función ideal de transferencia en lazo cerrado unitaria.</i>	40
<i>Ecuación 10: Función de transferencia de lazo cerrado para un 2º orden</i>	41
<i>Ecuación 11: Condición de los coeficientes de $F(s)$ para sistema de 2º orden</i>	41
<i>Ecuación 12: Criterio para que se cumpla la magnitud unitaria de $F(s)$</i>	41
<i>Ecuación 13: Ecuación genérica de $F(s)$ cumpliendo los criterios impuestos</i>	41
<i>Ecuación 14: Ecuación para sistema de 2º orden $F(s)$ cumpliendo los criterios impuestos</i>	41
<i>Ecuación 15: Condiciones de los coeficientes de $F(s)$ para sistema de 2º orden</i>	41
<i>Ecuación 16: Función de transferencia en cadena cerrada del sistema de 2º orden</i>	42
<i>Ecuación 17: Forma canónica de segundo orden</i>	42
<i>Ecuación 18: Parámetros característicos del sistema de 2º orden</i>	42
<i>Ecuación 19: Función de transferencia de lazo cerrado para un 3º orden</i>	43
<i>Ecuación 20: Condición de los coeficientes de $F(s)$ para sistema de 3º orden</i>	43
<i>Ecuación 21: Condiciones de los coeficientes de $F(s)$ para sistema de 3º orden</i>	44
<i>Ecuación 22: Índice de modulación de amplitud</i>	61
<i>Ecuación 23: Amplitud del armónico fundamental de la onda senoidal generada</i>	62
<i>Ecuación 24: Índice de modulación de frecuencia</i>	62
<i>Ecuación 25: Ecuaciones de definición del filtro</i>	67
<i>Ecuación 26: Temperatura de unión del semiconductor</i>	76
<i>Ecuación 27: Resistencias térmicas entre la unión y el ambiente</i>	76
<i>Ecuación 28: Potencia disipada en conducción por un diodo Schottky.</i>	77
<i>Ecuación 29: Potencia disipada en bloqueo por un diodo Schottky.</i>	77
<i>Ecuación 30: Potencia disipada en conducción por un MOSFET</i>	79
<i>Ecuación 31: Potencia disipada en conmutación por un MOSFET.</i>	79
<i>Ecuación 32: Balance global de potencias.</i>	81

ÍNDICE DE TABLAS

<i>Tabla 1: Valores eléctricos estimados.....</i>	<i>16</i>
<i>Tabla 2: Características comerciales del primer diodo Schottky.....</i>	<i>77</i>
<i>Tabla 3: Características particulares del primer diodo Schottky.....</i>	<i>77</i>
<i>Tabla 4: Características comerciales del segundo diodo Schottky.....</i>	<i>78</i>
<i>Tabla 5: Características particulares del segundo diodo Schottky.....</i>	<i>78</i>
<i>Tabla 6: Características comerciales del primer MOSFET.....</i>	<i>79</i>
<i>Tabla 7: Características particulares del primer MOSFET.....</i>	<i>79</i>
<i>Tabla 8: Características comerciales del segundo MOSFET.....</i>	<i>80</i>
<i>Tabla 9: Características particulares del segundo MOSFET.....</i>	<i>80</i>
<i>Tabla 12: Resumen de parámetros térmicos de los semiconductores de potencia.....</i>	<i>83</i>

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

El principal objetivo de este trabajo fin de grado es el estudio, mediante la simulación por software informático, de un convertidor electrónico de potencia, usado como complemento de los accesorios que se conectan en la toma eléctrica del mechero del vehículo.

Su principal función será la de modificar las características eléctricas de la energía que proporciona la batería del vehículo para adecuarla a la que requieren los dispositivos eléctricos y electrónicos que se conectan al mismo.

La mayoría de los dispositivos que se diseñan expofeso para funcionar en la toma de mechero del coche ya incluyen este dispositivo inversor de fábrica y pueden conectarse directamente a la toma de 12 V, pero los dispositivos que no están pensados para esa función, como puede ser, por ejemplo, un ordenador portátil, han de conectarse a través de un dispositivo inversor individual que transforma la toma de 12 Vcc del coche en una toma eléctrica doméstica de características $230 \pm 10\%$ Vrms y 50 Hz.

Se tiene pensado que el dispositivo cuente con una potencia máxima a su salida de 150 W pico.

Este dispositivo inversor de corriente y tensión consta de varios bloques que le permiten poder adecuar la energía eléctrica desde la proporcionada por las baterías hasta la requerida por los dispositivos de consumo.

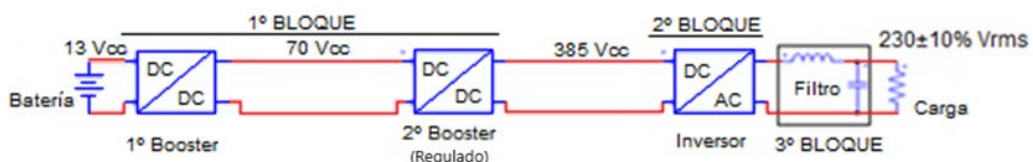


Ilustración 1: Diagrama de bloques simplificado del dispositivo inversor

Como muestra la imagen superior, consta principalmente de dos circuitos booster, de elevado de tensión continua (uno de ellos regulado), un tercer circuito inversor, desde corriente continua a corriente alterna y una última etapa de filtrado de señal.

A continuación, se presentan unos valores de tensión, corriente, potencia y resistencia estimados, para tener en cuenta en el dimensionado inicial del dispositivo inversor.

	1er BOOSTER		2º BOOSTER		INVERSOR	
	Ganancia 5,5		Ganancia 5,5			
	"ENTRADA " Batería (Entrada 1er Booster)		Entrada 2o Booster		Entrada Inversor (C.C.)	
	Salida 1er Booster		Salida 2o Booster		Salida Inversor (C.A.) "SALIDA "	
Tensión (V)	13 Vcc	71,5	70	385 (Valor Regulado)	385*($m_a=0,8$) = 308 V _{pico} 217,79 V _{rms} (230±10%)	
Potencia (W)	174,95	166,20		157,89	150 W _{pico} 75 W _{average}	
Intensidad (A)	13,46	2,32		0,41	0,49 A _{pico} 0,34 A _{rms}	
Resistencia (Ω)	-	30,76		938,76	630	

Tabla 1: Valores eléctricos estimados.

Estos son unos cálculos aproximados, teniendo en cuenta los valores prefijados desde un inicio (los que están en verde), que son: la ganancia de los convertidores elevadores, la tensión de las baterías del vehículo, y la potencia máxima de consumo (potencia final), así como tener el rango de tensión de salida dentro del habitual a la de consumo en España, que es, $230 \pm 10\%$ V_{rms}.

A partir de estos datos se da una idea de los valores eléctricos que se presentarán en cada parte del dispositivo inversor.

Para estos cálculos aproximados se ha tenido en cuenta que los convertidores poseen un rendimiento individual del 95%, lo que hace que el rendimiento global del dispositivo sea del 85%.

También se ha tenido en cuenta un índice de modulación de amplitud de 0.8, de la técnica de modulación PWM, en el bloque inversor y una pérdida de tensión en el primer booster de 1,5 V, por eso la entrada de tensión en el segundo booster son 70 V, en vez de 71,5 V.

El segundo de los circuitos elevadores (booster), se plantea que sea regulado, para obtener una tensión fija de salida de 385 V, por lo que su ganancia será variable para diferentes valores de tensión de entrada o de carga.

1.1. Bloque de elevación y controlado de la tensión:

La tensión que proporcionan las baterías, cuando estas están completamente cargadas, según la Ilustración 4, es una tensión continua de unos 13 V, aunque varía dependiendo del tipo de batería (en este estudio se considerará batería de plomo-ácido ya que es la más usada en los vehículos) y de la carga que esté soportando la batería en ese momento.

Por todo ello se hace necesario un control en lazo cerrado para poder mantener fija la tensión de salida ante variaciones de tensión de entrada o de la carga.

Este bloque consta pues de 2 circuitos convertidores CC/CC que elevarán el nivel de tensión de 13 V hasta 385 V que llegarán a la entrada del siguiente bloque (siendo este el bloque inversor de continua a alterna).

La ganancia teórica del primer convertidor se ha fijado en 5.5, así entrarán 13 V y saldrán unos 70 V (siendo este convertidor no controlado), en el segundo convertidor se tiene también una ganancia de 5.5, es decir, entrarán 70 V y saldrán 385 V, siendo este controlado con realimentación en lazo cerrado. Por ese motivo en el último de los bloques de CC/CC la ganancia será algo variable, ya que, mediante el lazo de control, se busca fijar la tensión de salida.

1.2. Bloque de transformación de continua a alterna:

La entrada de este bloque son los 385 Vcc fijos que salían del bloque anterior. Ahora esa tensión de continua se transformará en 230 Vrms que es la tensión de consumo habitual en España.

A la entrada del bloque inversor dispongo de 385 Vcc y a su salida una onda alterna senoidal, cuyo valor pico estará limitada por el índice de modulación de amplitud (m_a), de la técnica de modulación PWM, que se escoge que sea de 0.8, por tanto, el valor pico de esta señal senoidal será de $385 \cdot 0,8 = 308 V_{pico}$, que pasado a valores eficaces son:

$$\frac{308 V_{pico}}{\sqrt{2}} \cong 218 V_{rms}$$

Valor eficaz que entra dentro del rango de consumo de España ($230 V_{rms} \pm 10\%$)

Para conseguir esta onda alterna senoidal se necesitará implementar un filtro que transforme la onda cuadrada de tensión alterna, que se obtendrá en el inversor con carga R pura, en una senoidal alterna. Esto se desarrollará en el siguiente y último bloque.

1.3. Bloque de filtrado y adecuación de la señal:

Se dimensionará un filtro de orden adecuado, compuesto por elementos pasivos de almacenamiento de energía eléctrica, para la adecuación de la señal, para que así sea lo más senoidal posible antes de su consumo.

Todos los convertidores (los dos convertidores elevadores DC/DC y convertidor inversor DC/AC), así como el filtro, se dimensionarán experimentalmente mediante el uso del software "LTspice XVII".

Mediante este software se obtendrán gráficas de tensión y corriente en diferentes componentes del conjunto inversor, que servirán de base para el dimensionado y elección de sus componentes.

También se usará el paquete informático "PECADS 97", para diseñar el lazo de control de la tensión de salida.

Para la obtención de los diagramas de Bode necesarios para la definición del lazo regulador, se hará uso de otro programa, llamado "Respuesta en frecuencia y regulación de sistemas muestreados" basado en el lenguaje de programación MS-DOS.

Este último programa fue realizado es su día por el tutor Alfredo Martín Miranda, mientras que para el software PECADS 97, fue uno de los colaboradores para su desarrollo, junto con otros compañeros del departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad de Valladolid.

2. BREVE RESEÑA HISTÓRICA SOBRE EL DESARROLLO DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA

Se denomina electrónica de potencia a la rama de la ingeniería eléctrica que consigue adaptar y transformar la electricidad, con la finalidad de alimentar otros equipos, transportar energía, controlar el funcionamiento de máquinas eléctricas, etc.

Se refiere a la aplicación de dispositivos electrónicos, principalmente semiconductores, al control y transformación de potencia eléctrica. Esto incluye tanto aplicaciones en sistemas de control como de suministro eléctrico a consumos industriales o incluso la interconexión sistemas eléctricos de potencia.

El principal objetivo de esta disciplina es el procesamiento de energía con la máxima eficiencia posible, por lo que se evitan utilizar elementos resistivos, potenciales generadores de pérdidas por efecto Joule. Los principales dispositivos utilizados, por tanto, son bobinas y condensadores, así como, semiconductores trabajando en modo on-off.

La electrónica de potencia tiene sus inicios con la entrada de los años 1900, por la introducción del rectificador de arco de mercurio. Luego aparecieron, gradualmente, el rectificador de tanque metálico, el rectificador de tubo al alto vacío de rejilla controlada, el ignitrón, el fanotrón y el tiratrón. Estos se aplicaron al control de la energía hasta la década de 1950.

En 1948 se inicia la primera revolución electrónica con la invención del transistor de silicio en los *Bell Telephone Laboratories* por los señores Bardeen, Brattain y Shockley. Otros de los grandes inventos fue la del transistor de disparo pnpn, que se definió como tiristor o rectificador controlado de silicio (SCR por sus siglas en inglés). La segunda revolución electrónica fue en 1958 con el desarrollo del tiristor comercial por General Electric Company. Ese fue el principio de la nueva era de la electrónica de potencia, hasta la fecha se han introducido diversos dispositivos semiconductores de potencia y técnicas de conversión. [1]

La revolución de la electrónica de potencia nos está dando la capacidad de dar forma y controlar grandes cantidades de energía con una eficiencia cada vez mayor.

Las aplicaciones principales de los convertidores electrónicos de potencia son las siguientes:

-Control de motores eléctricos, mediante dispositivos como variadores de frecuencia.

-Fuentes de alimentación conmutadas, que son dispositivos electrónicos que transforman energía eléctrica mediante transistores, haciéndoles conmutar activamente a altas frecuencias, entre corte (abiertos) y saturación (cerrados).

Estas últimas son el tema a tratar en este trabajo.

Los dispositivos tecnológicos se alimentan mediante energía eléctrica, pero esta, cambia varias veces de forma, desde sus lugares de generación hasta los puntos de consumo. Esto se debe a que las condiciones óptimas de generación no son las mismas a las óptimas de consumo. Básicamente, la energía eléctrica se genera en corriente alterna, para el transporte de la misma se eleva a grandes rangos de tensión, para disminuir la intensidad y así disminuir las inevitables pérdidas en el transporte.

Las tomas de corriente domésticas también son en corriente alterna, pero con un rango de tensión mucho menor y lo que a pequeños dispositivos electrónicos se refiere, se consume en continua y a muy poca tensión.

Aquí es donde entra la electrónica de potencia (junto a los transformadores de potencia), para adecuar la energía eléctrica al uso que se requiera en cada momento.

Los dispositivos que modifican las características de la energía eléctrica para cada uso concreto se denominan convertidores de potencia. Se pueden clasificar de muchas maneras, pero la más usual es clasificarlas según el tipo de energía a su entrada y a su salida.

Así, tenemos convertidores de potencia: CC/CC, CC/CA, CA/CC y CA/CA.

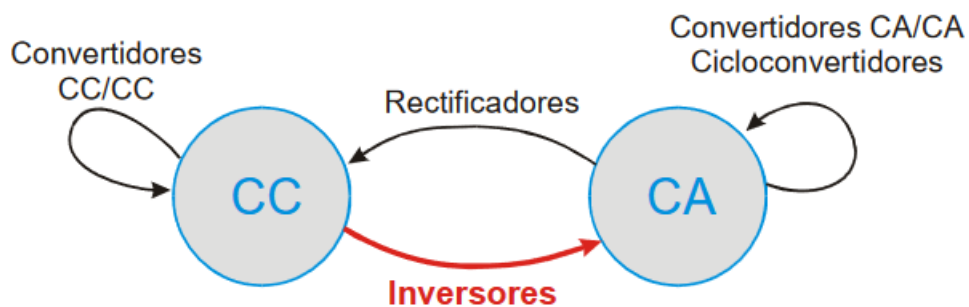


Ilustración 2: Tipos de convertidores de potencia

En este trabajo nos vamos a centrar en el dispositivo inversor y vamos a dimensionar y simular este tipo convertidor para transformar electricidad en corriente continua, en electricidad en corriente alterna, modificando para ello sus características eléctricas de partida para alcanzar otras finales deseadas.

3. BREVE RESEÑA SOBRE LA BATERÍA DEL VEHÍCULO

La batería convencional más usada en los vehículos es la de plomo-ácido. Esta batería típica está constituida por acumuladores de plomo de 2.12 V cada uno, cuyo ánodo es plomo puro esponjoso (polo negativo) y el cátodo es dióxido de plomo (polo positivo). Ambos están bañados en una solución de agua destilada con ácido sulfúrico que permite el paso de la corriente debido a la diferencia de potencial entre ánodo y cátodo, generando así electricidad. Al colocar 6 acumuladores de plomo de 2.12 V en serie, conseguimos una batería de unos 13 V.

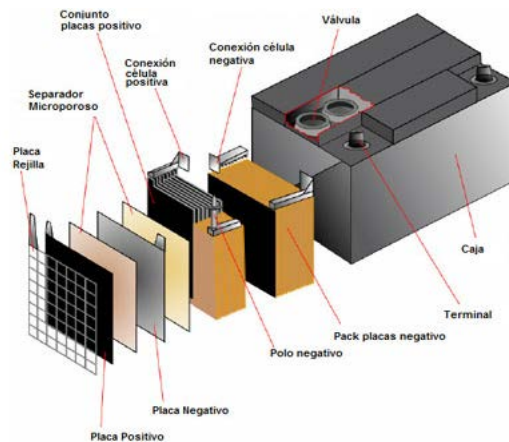


Ilustración 3: Partes de una batería típica de coche

Los principales parámetros que definen y caracterizan a una batería son:

-*Capacidad nominal*: es la cantidad de corriente que puede suministrar la batería, cuando está completamente cargada, en un periodo de tiempo determinado. Se mide en amperios-hora (Ah).

-*Potencia de arranque*: es la característica de la batería para ofrecer el pico de energía necesario en el arranque del motor del coche. Aunque se denomine energía, esta magnitud se mide en amperios, ya que es el valor de corriente pico en el arranque lo que más interesa de este parámetro.

-*Voltaje nominal de batería*: suele ser de 12 V aunque también se encuentran múltiplos de este, como 24, 36 V... por simple asociación de las celdas. [7]

VOLTAJE (V)	% DE CARGA	SITUACIÓN
13	100%	Carga completa
12.5	80%	Carga alta
12.3	60%	Carga media
12.1	40%	Carga limitada
11.9	20%	Carga baja
11.6	0%	Carga agotada

Ilustración 4: Tabla de carga típica de una batería de coche. [3]

4. SIMULACIÓN Y DIMENSIONADO DEL BLOQUE CONVERTIDOR CC/CC:

Un convertidor continua-continua es a la corriente continua lo que un transformador para la corriente alterna.

Los convertidores CC/CC son circuitos capaces de transformar unos niveles de voltaje iniciales en otros niveles finales buscados, usando para ello, elementos que almacenan temporalmente energía eléctrica, como son los condensadores y las inductancias. Esta variación de tensión implica una variación proporcional en corriente, ya que idealmente la potencia a la entrada y salida del convertidor es la misma, aunque en realidad la potencia de salida será menor ya que existen pérdidas en los componentes que constituyen el mismo.

En el caso que aquí se desarrolla se hablaba de un rendimiento global de 85%, ya que a la entrada disponíamos de 175 W y a la salida de 150 W, según se justificó en la Tabla 1.

La forma en cómo se varían los niveles de voltaje se consigue forzando a que se almacene energía eléctrica en un momento oportuno, para que en otro momento determinado la descarguen. El instante en el cual se debe almacenar energía y el instante en el que se descarga, lo regulan los polos de potencia, cuyo funcionamiento básico es de simples interruptores, activando o desactivando una parte del circuito para que lleve a cabo su misión en el momento óptimo. Estos polos de potencia actúan (conmutan) una y otra vez, repitiendo en ciclo de funcionamiento.

La principal clasificación entre los distintos tipos de convertidores CC/CC es si poseen o no un transformador de alta frecuencia que proporciona un aislamiento galvánico al circuito.

Los que poseen ese aislamiento galvánico se denominan:

- Flyback
- Forward
- Push Pull
- Half Bridge
- Full Bridge

Mientras que los que no poseen este aislamiento galvánico son:

- Buck o step-down (reductor)
- Boost o step-up (elevador)**

- Buck Boost (reductor-elevador)
- Cúk

Para nuestro propósito en particular, que era el de elevar la tensión continua que proporciona las baterías del vehículo, haremos un estudio al convertidor boost o step-up (elevador).

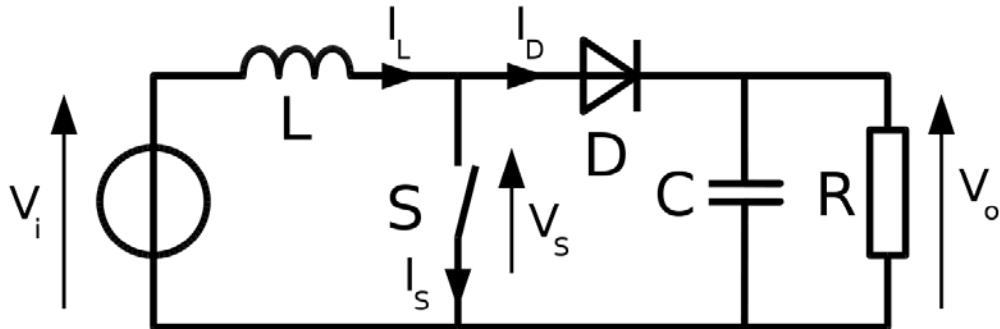


Ilustración 5: Esquema de un convertidor elevador CC/CC (boost o booster)

Un convertidor boost es un regulador de tensión conmutado y consta de:

- Al menos un elemento que almacene energía, para que la tensión de salida pueda ser mayor a la de entrada. En este caso poseemos una bobina y un condensador.
- Al menos un elemento que conmute entre los dos circuitos de funcionamiento, en nuestro caso un transistor (que funciona como interruptor de conmutación principal) y un diodo (que será el interruptor secundario).

El funcionamiento básico del circuito elevador (boost) es el siguiente:

Cuando el interruptor principal este activado ($S=1$), la corriente de la fuente fluye a través de la bobina, cargándola, mientras que la carga solo es alimentada por el condensador (que había sido cargado previamente) y el diodo está polarizado en inversa por lo que no fluye corriente hacia la carga desde la fuente.

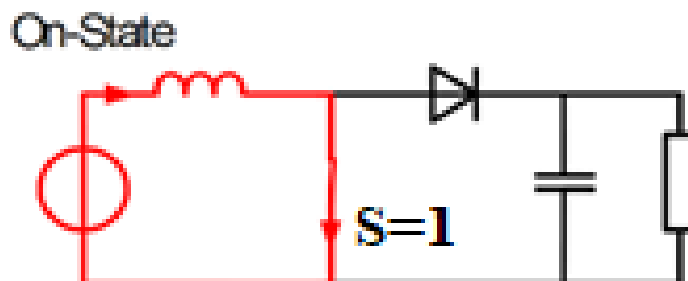


Ilustración 6: Circuito booster funcionando en modo $S=1$

Cuando el interruptor S conmuta y pasa a estado abierto ($S=0$), el diodo queda polarizado en directa y la energía de la fuente, más la que estaba almacenada en la bobina, fluyen hacia la carga (y hacia el condensador hasta que alcanza el nivel de tensión previo), con lo que la salida siempre será mayor o igual que la tensión de entrada.

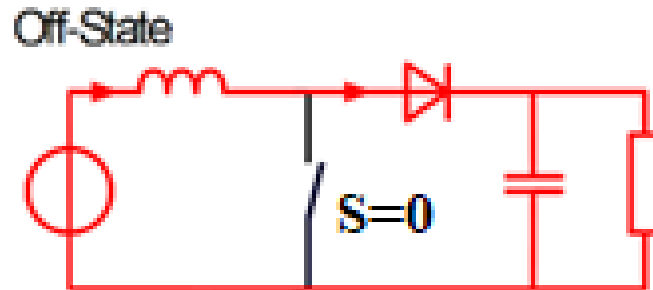


Ilustración 7: Circuito booster funcionado en modo $S=0$

Existen dos parámetros que definen el comportamiento del convertidor. Estos son la ganancia y el ciclo de trabajo. Por ganancia se refiere a la relación entre la tensión que se consigue a la salida del convertidor y la tensión con la cual se alimenta al mismo, y por ciclo de trabajo se refiere al porcentaje, usualmente expresado en tanto por uno, en el cual el interruptor principal S, está activado con respecto al periodo de funcionamiento que se repetirá (esto se muestra en la Ilustración 9).

Ambos están íntimamente relacionados como se mostrará en la Ecuación 3.

Debido a las no linealidades de los componentes, (a destacar entre ellas la resistencia de la bobina):

- La curva de ganancia ($\frac{V_o}{V_{in}}$) comienza a decrecer con ciclos de trabajo (D) próximos a la unidad.

- El rendimiento decrece significativamente con ciclos de trabajo próximos a la unidad.

Lo cual implica que, la ganancia se limita típicamente a valores inferiores a 10 veces la tensión de entrada, con $D < 0.9$.

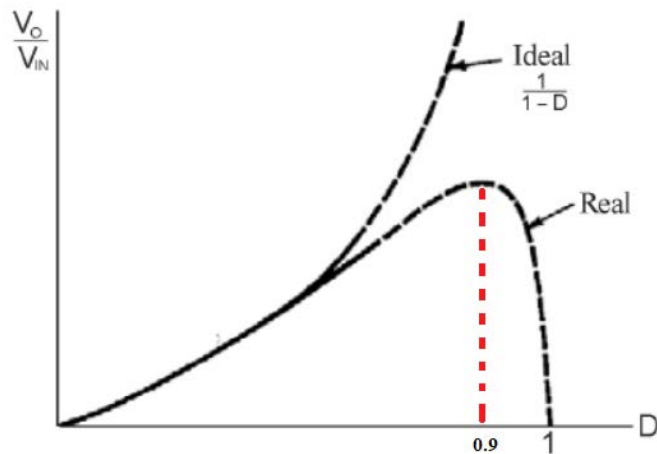


Ilustración 8: Relación entre la ganancia (V_o/V_{in}) y el ciclo de trabajo D. [2]

Por esta razón se ha limitado la ganancia de boosters de estudio a 5.5 veces la tensión de entrada, lo cual hace necesario dos convertidores para elevar la tensión de baterías hasta el nivel final requerido, es decir con un único convertidor booster no se podría elevar el nivel de tensión desde 13 V hasta 385 V, aunque teóricamente si es posible, realmente las pérdidas lo limitan.

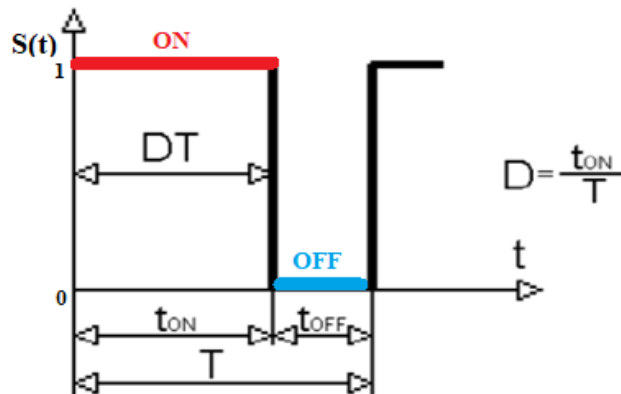


Ilustración 9: Señal de control de un polo de potencia (ciclo de trabajo D)

En todos los análisis llevados a cabo se considerará que el convertidor está en conducción continua, esto es, que la corriente por la bobina nunca llegue a anularse en ningún momento del funcionamiento del convertidor (esto será un factor determinante para el dimensionamiento del mismo que se abordará más adelante).

A continuación, se desarrollarán las fórmulas matemáticas que sigue el funcionamiento del convertidor elevador, siempre considerando conducción continua.

*Comportamiento con $S=1$ (interruptor principal de conmutación cerrado):

La tensión de la bobina es constante e igual a la que proporciona la batería:

$$V_L(t) = V_{in}$$

Desarrollando lo anterior, la ecuación de funcionamiento de la bobina queda:

$$V_L(t) = V_{in} = L \cdot \frac{di_L}{dt} \rightarrow \int_{I_{Lmin}}^{I_{Lmax}} di_L = \int_0^{DT} \frac{V_{in}}{L} dt \rightarrow \Delta i_L = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{L}$$

Ecuación 1: Rizado de la bobina con S=1

Mientras que la carga solo es alimentada por el condensador: $I_o = \frac{V_o}{R}$

*Comportamiento con S=0 (interruptor principal de conmutación abierto):

El diodo es polarizado en directa y la corriente de la bobina se dirige hacia la carga (y el condensador).

$$V_L(t) = V_{in} - V_o \rightarrow L \cdot \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_o \rightarrow$$

$$\rightarrow \int_{I_{Lmin}}^{I_{Lmax}} di_L = \int_0^{DT} \frac{V_{in} - V_o}{L} dt \rightarrow -\Delta i_L = \frac{(V_{in} - V_o) \cdot (1 - D) \cdot T}{L}$$

Ecuación 2: Rizado de la bobina con S=0

Con las dos ecuaciones anteriores, que se obtienen de ambos modos de funcionamiento, y teniendo en cuenta que la corriente de la bobina debe empezar el ciclo en el mismo punto en el cual le acabó, se obtiene finalmente que:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} = A \rightarrow D = 1 - \frac{1}{A}$$

Ecuación 3: Relación entre ganancia y ciclo de trabajo

Por lo que aquí hemos obtenido la relación entre la ganancia ($A = \frac{V_o}{V_{in}}$) y el ciclo de trabajo (D).

Por tanto, en los convertidores boosters habíamos fijado la ganancia en: $A = 5.5$, por lo que el ciclo de trabajo será de $D = 0.818$, menor a 0.9, con lo que según la Ilustración 8, el convertidor se encuentra en la zona óptima de trabajo.

Seguidamente, se observan las principales características de tensión e intensidad en los elementos que forman parte del circuito booster:

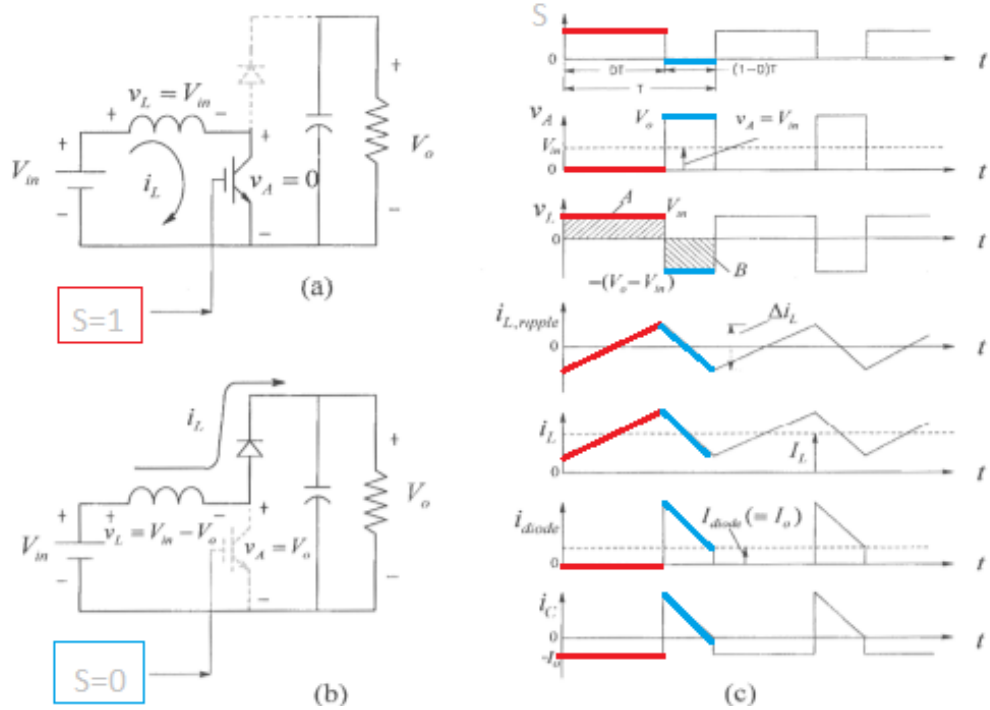


Ilustración 10: Curvas de funcionamiento de los elementos del booster. [2]

Esta explicación teórica del circuito del convertidor elevador (booster) servirá de base para el dimensionado de los elementos que lo formen, con especial atención a la bobina, que juega un papel crucial por la necesidad de usar el funcionamiento en modo de conducción continua.

4.1. SELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DEL 1º CIRCUITO BOOST:

4.1.1. *Elección del polo de potencia principal: "transistor MOSFET"*

[2] Las características a tener en cuenta para la elección de polos de potencia son las siguientes:

-Cuando están desactivados deben soportar la máxima tensión esperada, que será la tensión de salida del convertidor.

-Cuando están en conducción deben soportar la máxima corriente esperada, que será la corriente de entrada del convertidor.

-Deben de tener tiempos de conmutación pequeños para la frecuencia de trabajo elegida.

El tipo de interruptor de potencia principal se ha elegido que sea un MOSFET, debido a que la potencia a convertir es baja, unos 175 W a la entrada del primer booster, para que, teniendo en cuenta las pérdidas al final del inversor se disponga de, como máximo, unos 150 W pico para su consumo en corriente alterna.

Según la Ilustración 11, el rango idóneo de frecuencias de los transistores MOSFET va desde 1 kHz hasta unos 10 MHz, para potencias bajas, como es nuestro caso.

Experimentalmente se comprueba que, a mayor frecuencia, más lenta es la respuesta del sistema, por esta y otras razones como puede ser la pérdida de potencia en la conmutación (que, a menor frecuencia, estas son menores), se ha elegido una potencia de funcionamiento media, de unos 20 kHz, lo suficientemente baja para no tener grandes pérdidas en la conmutación de los polos de potencia y lo suficientemente alta para no ser audible, ya que se considera que el rango de frecuencias audibles por el ser humano varía desde los 20 Hz hasta los 20.000 Hz.

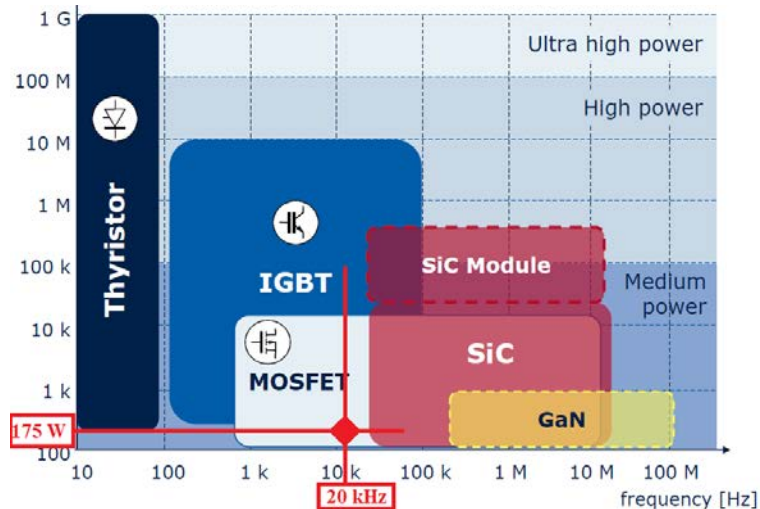


Ilustración 11: Elección del transistor por potencia y frecuencia (www.infineon.com)

El MOSFET es un transistor de efecto campo y controlable en encendido y en apagado mediante tensión.

Sus siglas significan Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistor, es decir, "transistor de efecto campo metal-óxido-semiconductor".

La principal diferencia con otros transistores de efecto campo (FET, Field Electric Transistors), especialmente con el JFET (Junction-FET), es que el MOSFET dispone de una puerta (G) eléctricamente aislada de la corriente del canal principal.

El MOSFET dispone de 3 terminales para su funcionamiento, estos son:

- Terminal fuente (Source- S)
- Terminal puerta (Gate- G)
- Terminal drenador (Drain- D)

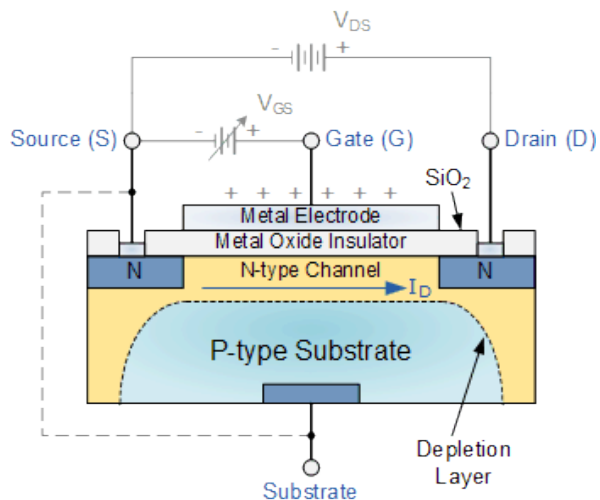


Ilustración 12: Composición interna de un MOSFET [8]

-Adicionalmente se dispone de un terminal de sustrato (Bulk-B) que conecta internamente con el terminal fuente (S). El tipo de sustrato (que puede ser P o N) se interpondrá entre el terminal S y el D, donde deberá abrirse un canal de tipo contrario al del sustrato para que el transistor se active.

Los MOSFET pueden ser de canal P o de canal N, pero en aplicaciones de electrónica de potencia son más comunes los de canal N, los cuales disponen de un sustrato tipo P.

Un esquema de este tipo de MOSFET tan usado en electrónica de potencia se muestra en la Ilustración 12.

También se pueden clasificar por dos tipos, los de *enriquecimiento* (*Enhancement*), los cuales requieren un voltaje puerta-fuente (V_{GS}) para apagar el dispositivo (son los equivalentes a los interruptores normalmente cerrados) y los de *empobrecimiento* (*Depletion*), los cuales requieren un voltaje puerta-fuente (V_{GS}) para encender el dispositivo (son los equivalentes a los interruptores normalmente abiertos). [8]

Los diferentes tipos de MOSFET se presentan en la ilustración que sigue:

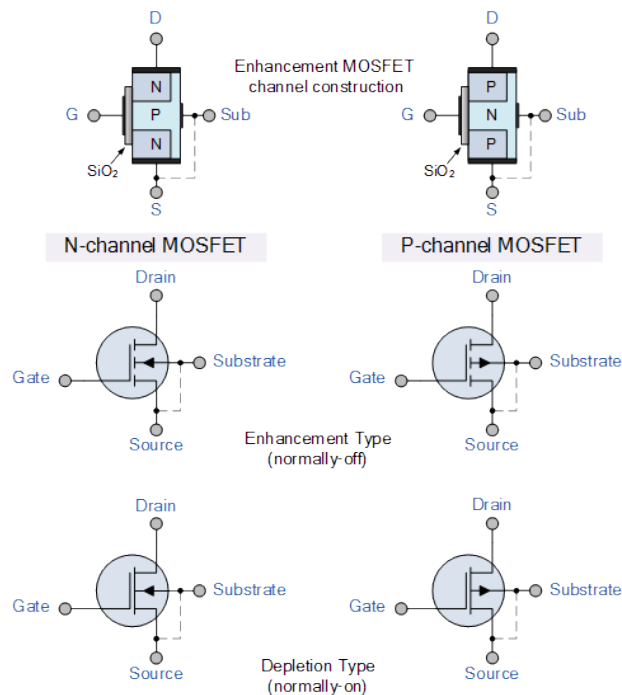


Ilustración 13: Tipos de MOSFET. [8]

Los tiempos de encendido y apagado de los transistores MOSFET, se calcula teóricamente teniendo en cuenta la definición de ciclo de trabajo. El ciclo de trabajo es el tiempo que permanece encendido el polo de potencia en relación al tiempo total, es decir al periodo, que es la inversa de la frecuencia de conmutación. Esto lo vimos más claro en la Ilustración 9.

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{1}{f} \rightarrow t_{on} = 0.818 * \frac{1}{20000 \text{ Hz}} \rightarrow t_{on} = 40.9 \mu s$$

Ecuación 4: Tiempo de encendido del transistor.

Por otro lado, el tiempo que permanece cerrado el polo de potencia será:

$$T = t_{on} + t_{off} \rightarrow t_{off} = \frac{1}{20000 \text{ Hz}} - 40.9 \mu s \rightarrow t_{off} = 9.1 \mu s$$

Ecuación 5: Tiempo de apagado del transistor.

Durante el tiempo de encendido del transistor, la corriente que circula por la bobina carga a la inductancia de energía eléctrica, para que, durante el tiempo que permanece el transistor apagado, se descargue.

4.1.2. Elección del polo de potencia secundario: "diodo tipo Schottky"

El interruptor secundario de potencia será un diodo. Este se elige que sea de tipo Schottky, debido a que su tensión umbral es muy baja, del orden de 0.3 V frente a los 0.7 V de un diodo normal. A frecuencias no muy elevadas como la seleccionada, el tiempo de conmutación es muy pequeño. La única limitación que puede tener este tipo de diodos es que, con altos voltajes inversos, el diodo no mantiene una resistencia elevada al paso de corriente. Como esta aplicación no requiere altos voltajes resulta que el diodo Schottky es ideal para su uso.

4.1.3. Dimensionamiento de la bobina:

Este dimensionamiento se realiza teniendo en cuenta que la bobina siempre deberá trabajar en conducción continua, es decir, que la corriente por la bobina nunca se anule, ya que si esto sucede la relación tensión-corriente no es constante, y los formulas usadas para el dimensionamiento perderían su utilidad y haría necesario el uso de otras fórmulas con relaciones mucho más complejas.

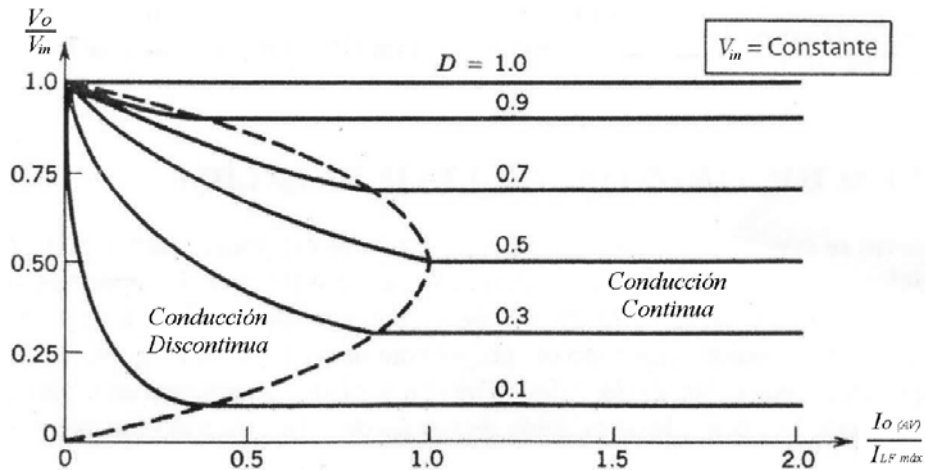


Ilustración 14: Relación tensión-intensidad en conducción continua y discontinua. [2]

Por tal razón, se calculará un valor de inductancia mínimo que, usando una bobina de un valor inductivo igual o superior no se entre, en ningún momento, en conducción discontinua. Una vez se calcule este valor analíticamente, usando los parámetros característicos del circuito, se elegirá una inductancia, siempre superior al calculado, que haga que el rizado de la corriente esté acotado dentro de un rango aceptable, ya que, a mayor valor de inductancia, menor valor de rizado, pero mayor coste y mayores pérdidas, por el uso de más cobre. Por tanto, habrá que buscar un valor que tenga todo esto en cuenta.

La condición de frontera para que se garantice la conducción continua debe cumplir lo siguiente:

$$i_L \geq 0 \rightarrow i_L = I_{L(AV)} - \frac{\Delta i_L}{2}$$

Ecuación 6: Condición frontera de conducción continua de la bobina

La Ecuación 6 se comprueba gráficamente mediante la Ilustración 15.

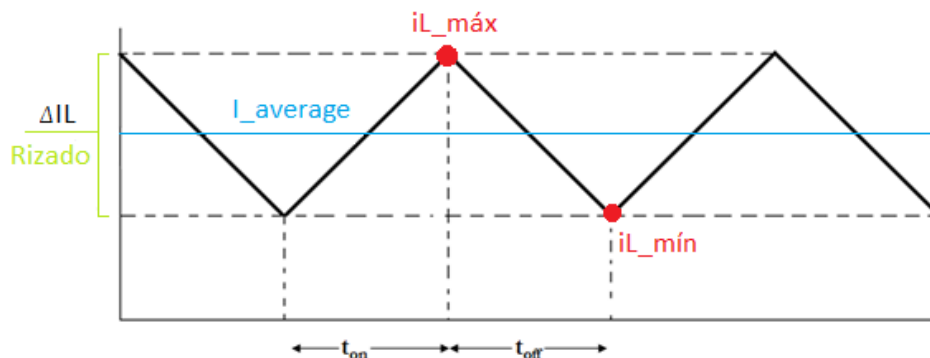


Ilustración 15: Rizado genérico de corriente por la bobina

Los componentes de la Ecuación 6 se obtienen de la siguiente forma:

- $P_{in} \approx P_{out} \rightarrow V_{in} \cdot I_{L(AV)} = V_{out} \cdot I_{out(AV)} = \frac{V_{out}}{R_{Load}} \rightarrow I_{L(AV)} = \frac{V_{out}^2}{R_{Load} \cdot V_{in}} = \frac{V_{in}}{R_{Load} \cdot (1-D)^2}$
- De la Ecuación 1: $\Delta i_L = \frac{V_{in} \cdot D}{L \cdot f}$

Con lo que sustituyendo y despejando en la Ecuación 6 tenemos que:

$$L_{crítica} = \frac{D \cdot (1-D)^2 \cdot R_{Load}}{2 \cdot f}$$

Ecuación 7: Valor de inductancia mínima que asegure la conducción continua

$$L_{crítica} = \frac{0,818 * (1 - 0,818)^2 * (31)}{2 * 20000} = 21 \mu H$$

$$\text{Con } \frac{V_{out}=71,5 V}{I_{out}=2,32 A} = R_{Load} \approx 31 \Omega$$

Por lo que la bobina que se utilice en el circuito debe de ser mayor a este valor, adquiriendo un compromiso entre rizado de corriente de salida no muy grande y precio y tamaño del inductor aceptable.

Mediante la Ecuación 1, elijo el inductor de mi primer convertidor booster.

Para ello, voy a limitar el rizado de corriente de la bobina a un máximo del 10% del mismo. Esta corriente de entrada, según la Tabla 1, se espera que sea de unos 13,46 A, por lo que el rizado máximo estará limitado a 1,346 A.

$$L = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta i_L \cdot f} = \frac{13 * 0,818}{1,346 * 20000} \rightarrow L \approx 395 \mu H$$

Como esta inductancia es mayor a la inductancia calculada como crítica, se puede asegurar que, usando este valor, el dispositivo nunca llega a funcionar en conducción discontinua.

4.1.4. Dimensionamiento del condensador:

Durante la activación del MOSFET (S=1), el diodo está polarizado en inversa, por lo que la carga solo recibe la intensidad que es capaz de proporcionar el condensador, considerando que durante este tiempo la tensión en bornes del mismo es prácticamente constante:

$$I_o = \frac{V_o}{R_{Load}} = \frac{71,5}{30,76} = 2,32 A$$

Pero en realidad esta tensión de condensador presenta un rizado entre la carga y descarga del mismo que conlleva el apagado y encendido del transistor MOSFET.

Para el dimensionamiento del condensador se limita este rizado al 20% de la tensión de salida que era de unos 71,5 V, por lo que el rizado de tensión del condensador es de $\Delta V_o = 14,3 \text{ V}$

Por definición el rizado de tensión en el condensador es la variación de la carga que se produce en el mismo condensador entre la capacidad del mismo.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C}$$

Ecuación 8: Rizado de tensión de un condensador

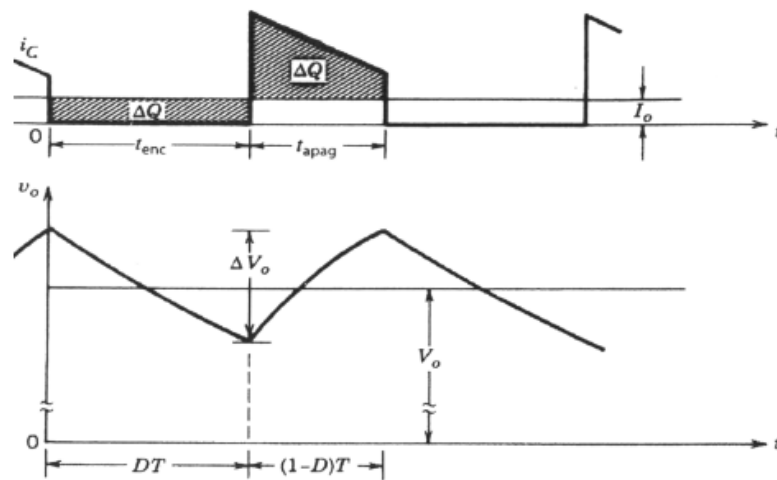


Ilustración 16: Rizado y comportamiento del condensador de salida. [2]

Como se puede observar en la Ilustración 16, la variación de la carga (ΔQ) es la multiplicación de la corriente de salida por la carga ($I_o = 2,32 \text{ A}$) por el tiempo en el cual está encendido el interruptor principal ($t_{on} = D \cdot T = 40,9 \mu\text{s}$).

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o * t_{on}}{C} \rightarrow C = \frac{2,32 * 40,9 * 10^{-6}}{14,3} \rightarrow C \approx 7 \mu\text{F}$$

4.2. RESULTADOS DEL PRIMER BLOQUE:

Mediante el software de simulación "LTspice XVII", se va a proceder a la simulación del primer convertidor elevador que forma parte de nuestro dispositivo inversor.

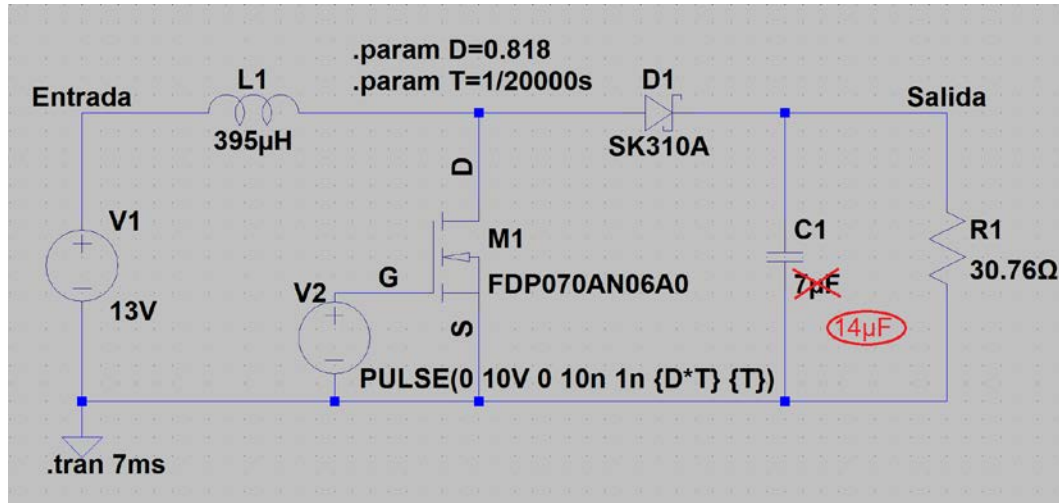


Ilustración 17: Esquema de simulación del 1er circuito elevador (booster).

Se simularán usando los datos obtenidos analíticamente y se analizarán los resultados de las gráficas.

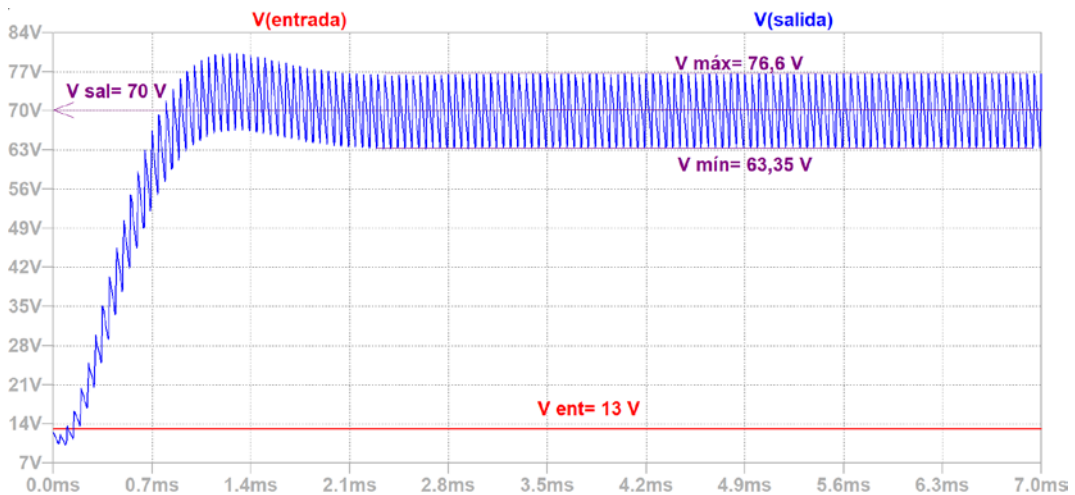


Ilustración 18: Tensiones de entrada y salida del 1er booster con demasiado rizado.

En la gráfica superior se puede observar como partiendo de una tensión inicial de baterías de 13 V, se ha alcanzado una tensión de salida, que llega el estado estacionario muy rápido (entorno a los 2ms), de un valor medio entorno a los 70 V, con un rizado de 13,25 V, es decir, del 18,9%, lo que supone un rizado demasiado elevado. La solución será un aumento del valor del condensador de salida. Este finalmente lo fijamos en el doble del valor calculado teóricamente, es decir, en 14µF, lo que hará que el rizado sea la mitad.

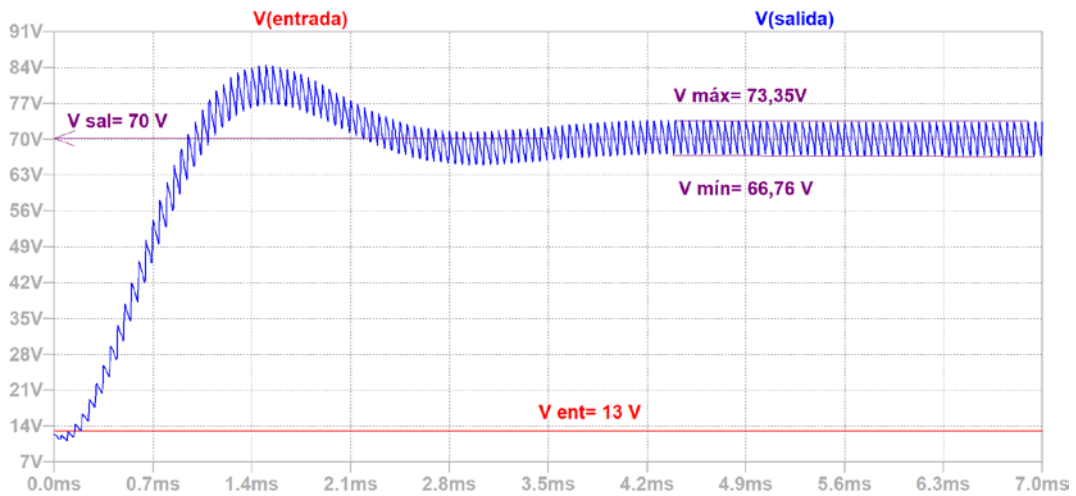


Ilustración 19: Tensiones de entrada y salida del 1er booster con menor rizado

En la Ilustración 19 se puede comprobar gráficamente como el aumentar al doble la capacidad del condensador reduce el rizado a la mitad, en este caso es de 6,59 V, es decir, del 9,4%.

Pero esta reducción del rizado de la tensión de salida tiene un coste, y este es que la respuesta se vuelve más lenta que antes ya que ahora alcanza el régimen estacionario en torno a los 4 ms.

Nuestra previsión había sido que a la salida conseguiríamos 71,5 V, es decir, una ganancia de 5,5 veces la entrada de 13 V (que corresponde a un ciclo de servicio de 0,818), pero no se había tenido en cuenta las pérdidas de tensión que se produciría en los distintos elementos del circuito y que, sí hemos tenido en cuenta en la simulación, por esto esos 1.5 V de diferencia en las medidas de la tensión de salida.

De todas formas, es un rendimiento del convertidor bastante aceptable, que nos proporcionan unos valores muy aproximados a los analíticos, acercándonos más a la realidad y que nos permiten continuar el diseño de nuestro dispositivo inversor, en línea con los valores previstos inicialmente mostrados en la Tabla 1.

En la siguiente ilustración se puede observar con más detalle los valores que se consiguen a la salida, con unos niveles en torno a 70 V, 2.3 A y 159.6 W.

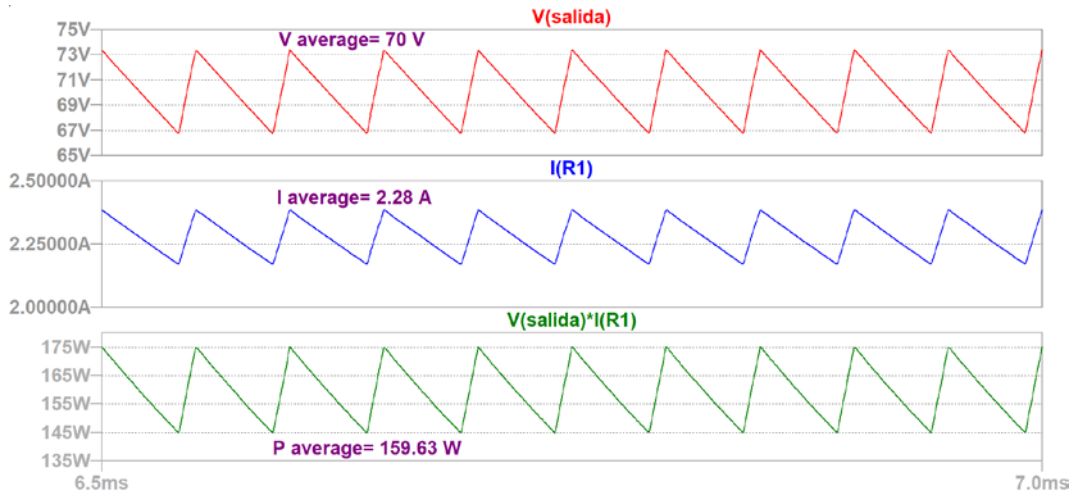


Ilustración 20: Valores medios de salida del primer booster

Una visión global del comportamiento del booster se muestra en la Ilustración 21, la cual se puede comparar con la Ilustración 10 para ver cómo se ajusta la simulación a las formas de onda teóricas.

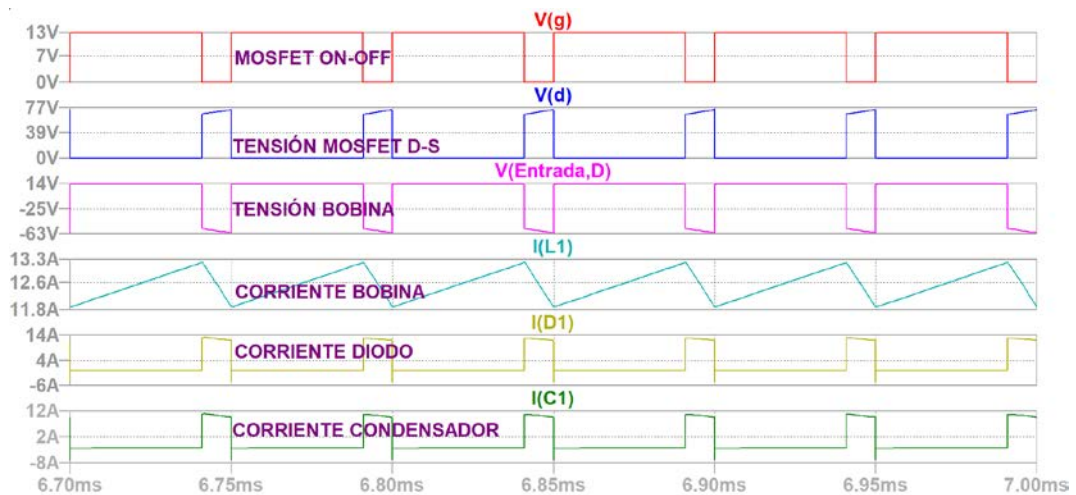


Ilustración 21: Formas de onda resultantes del primer booster

En la gráfica se muestra, de arriba abajo: el on-off del MOSFET (es decir, la tensión entre la puerta-G y el surtidor-S); la tensión entre el drenador-D y el surtidor-S del MOSFET; la tensión de la bobina; el rizado de corriente de la bobina, la intensidad del diodo; y la intensidad del condensador.

Los elementos que forman parte del circuito se han de elegido teniendo en cuenta los valores en funcionamiento continuo que van a soportar, estos son:

-1ª Bobina: se ha de escoger una bobina que aguante entorno a los 12,5 A de valor medio de corriente en funcionamiento estacionario, a una tensión máxima de 70 V con un valor de inductancia de 395 μ H.

El área naranja es la energía que se almacena en la bobina cuando el MOSFET está cerrado y el área amarilla es la energía que se libera desde la bobina a la carga, cuando el interruptor está abierto. Ambas áreas son idénticas.

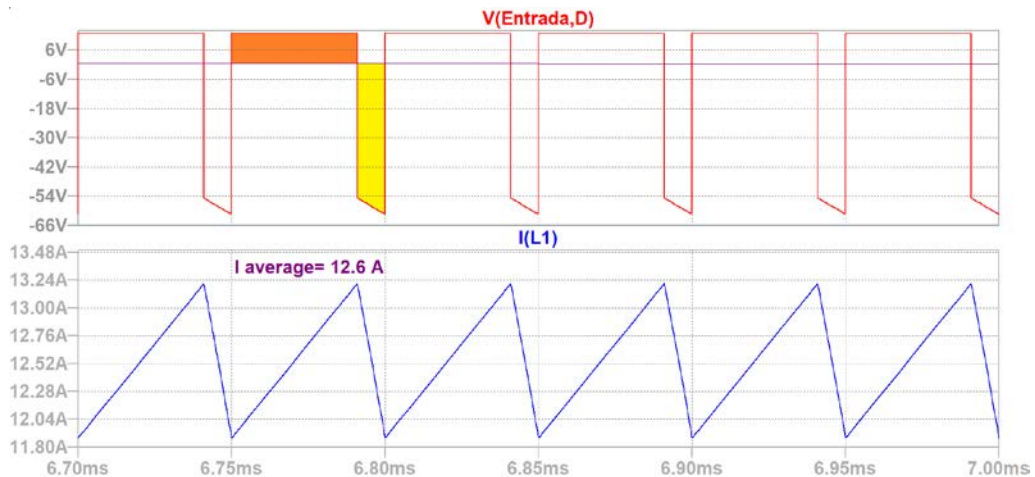


Ilustración 22: Tensión y corriente de la bobina del primer booster

-1º Transistor MOSFET: se ha elegido el transistor para que aguante una tensión media entre drenador y surtidor de 13 V, con una tensión pico de 70 V y una corriente media de unos 10 A, con un pico de 13 A.

Además, la tensión de on-off, mediante la puerta G, será de 10V y tendrá que soportar una potencia de disipación adecuada.

Su nombre comercial es FDP070AN06A0 y se adjunta su hoja de características como ANEXO 1: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL MOSFET DEL 1º BOOSTER.

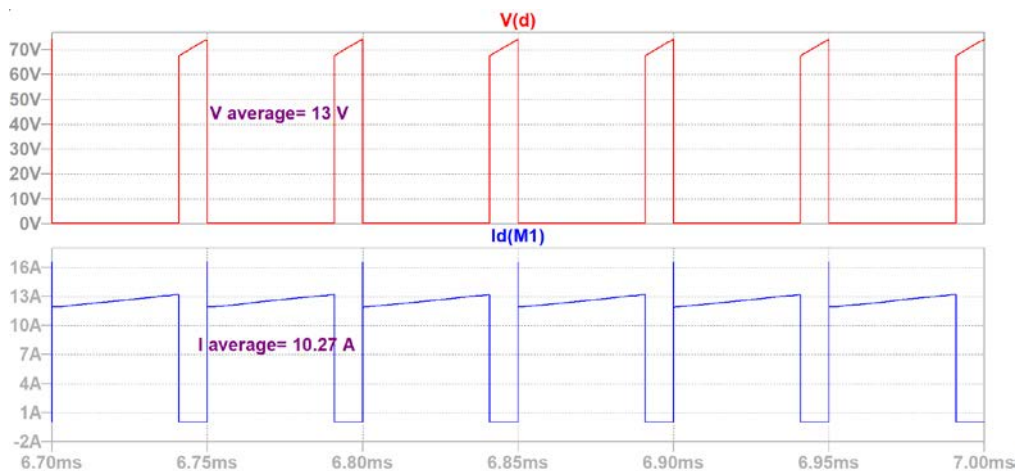


Ilustración 23: Tensión y corriente drenador-surtidor del MOSFET en el primer boost

-1º Diodo Schottky: este diodo es capaz de soportar 57 V medios en conducción inversa, con unos 73 V de pico y una intensidad de 2.3 A medios con 13.2 A de pico en conducción directa, con apenas caída de tensión. La hoja de características del SK310A se adjunta como ANEXO 2: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL DIODO DEL 1º BOOSTER.

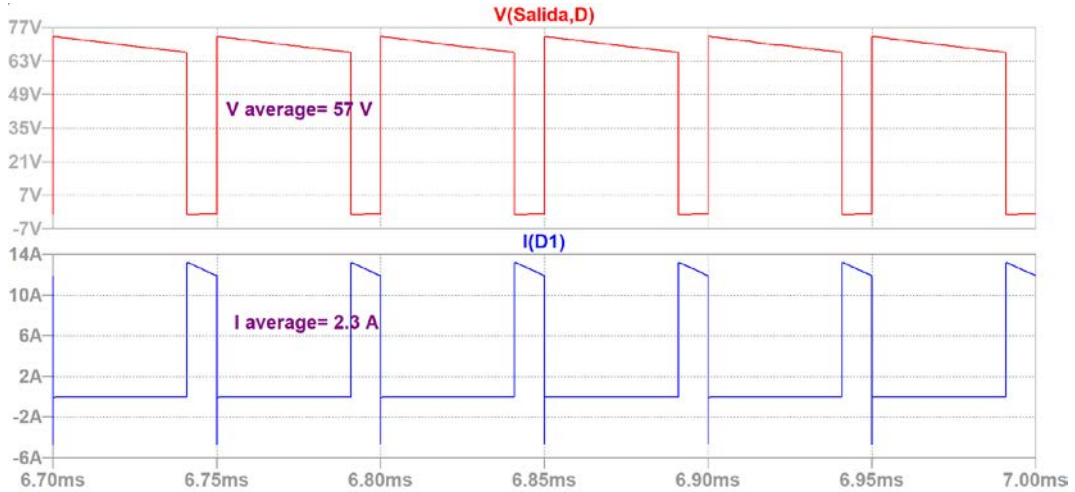


Ilustración 24: Tensión en inversa y corriente en directa del diodo en el primer boost

-1º Condensador: este elemento es de $14\mu\text{F}$ de capacidad y soporta una la tensión de salida de 70 V a una corriente pico de 11 A. El área azul corresponde a la energía entregada por el condensador a la carga cuando el transistor permanece cerrado, mientras que el área verde es la energía que almacena el condensador cuando el transistor está abierto. Ambas áreas son idénticas.

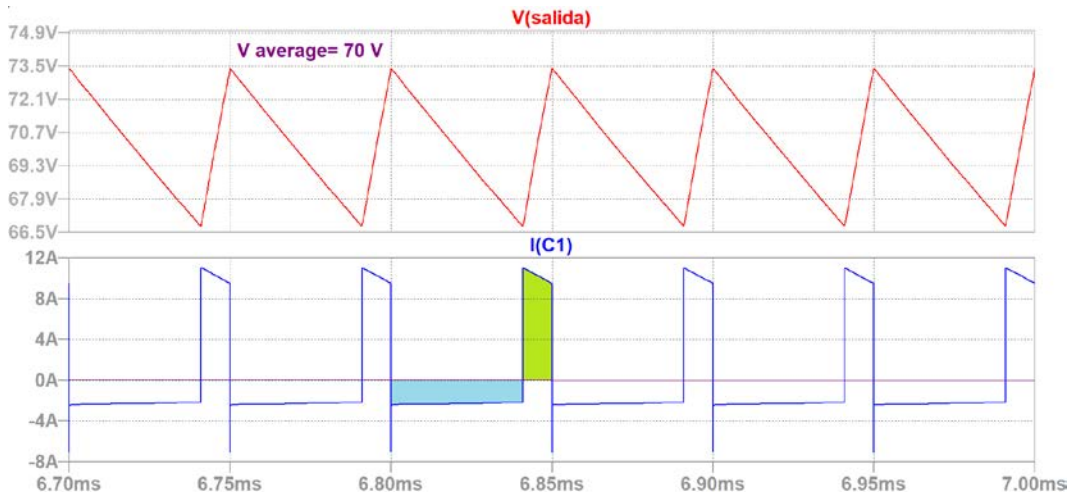


Ilustración 25: Tensión y corriente en el condensador del primer boost

4.3. TÉCNICA DE CONTROL DE LA TENSIÓN DE SALIDA:

La simulación de este circuito convertidor seguirá el mismo esquema que el circuito predecesor, cuyo nivel de tensión de entrada será el resultante del que se obtuvo en el primer circuito boost, que era de 70 V.

La diferencia en este circuito radica en que es controlado, con el objetivo de fijar la salida de tensión a un valor estable de 385 V, de cara a alimentar el bloque inversor.

La forma de conseguir la salida de tensión fija, es el controlado de la apertura y cierre de los interruptores de potencia. Esto quiere decir que, para que la salida sea fija se ha de modificar otra variable, que en este caso será el parámetro D (ciclo de trabajo) y consecuentemente la ganancia (A), según se mostró su relación en la Ecuación 3.

4.3.1. Teoría de control:

[4] pág.269 El modelo de regulación seleccionado es un tipo de regulación en cascada, denominado "Óptimo Cuantitativo".

Esta regulación impone que la función ideal de transferencia de cadena cerrada del controlador, $F(s)$, tenga una amplitud constante y unitaria.

$$F(s) = F(j\omega) = 1$$

Ecuación 9: Función ideal de transferencia en lazo cerrado unitaria.

Esta amplitud debe mantenerse constante, tanto como sea posible, y caer rápidamente en las proximidades de la frecuencia de corte, ω_c , sin ningún sobrepaso.

Su diagrama de Bode de fase se muestra en la Ilustración 26.



Ilustración 26: Función ideal de transferencia en cadena cerrada del modelo de regulación óptimo cuantitativo [4]

Para una ecuación de segundo orden, la ecuación que responde a la función de transferencia de lazo cerrado $F(s)$, es:

$$F(s) = \frac{1}{a_0 s^2 + a_1 s + 1}$$

Ecuación 10: Función de transferencia de lazo cerrado para un 2º orden

Teniendo en cuenta que en la Ecuación 10 se cumple que:

$$a_0 = \frac{a_1^2}{2}$$

Ecuación 11: Condición de los coeficientes de $F(s)$ para sistema de 2º orden

Para que la Ecuación 9 se cumpla, ha de verificarse que:

$$|F(j\omega)|_{\omega \rightarrow 0} = 1 \quad \frac{d^n |F(j\omega)|}{d\omega^n} \Big|_{\omega \rightarrow 0} = 0 \quad \text{con } n \gg 1$$

Ecuación 12: Criterio para que se cumpla la magnitud unitaria de $F(s)$

Finalmente, para que se cumpla una función de transferencia en lazo cerrado con una ganancia no sobrepasada y una caída rápida a frecuencias elevadas, esta queda con una expresión genérica como la siguiente:

$$|F(j\omega)|^2 = \frac{1}{\sqrt{1 + a_0^2 \omega^4}}$$

Ecuación 13: Ecuación genérica de $F(s)$ cumpliendo los criterios impuestos

Lo que lleva a que, en un sistema de segundo orden, $F(s)$ quede como sigue:

$$F(s) = \frac{1}{1 + T_1 s + T_1 T_R s^2}$$

Ecuación 14: Ecuación para sistema de 2º orden $F(s)$ cumpliendo los criterios impuestos

Donde, según la Ecuación 11, se ha de cumplir que:

$$T_1 T_R = \frac{T_1^2}{2} \rightarrow T_1 = 2T_R$$

Ecuación 15: Condiciones de los coeficientes de $F(s)$ para sistema de 2º orden

El diagrama de bloques del sistema de 2º orden, compuesto por la función de transferencia de la planta y del regulador (el cual es un simple integrador), con realimentación unitaria, se muestra en la siguiente ilustración:

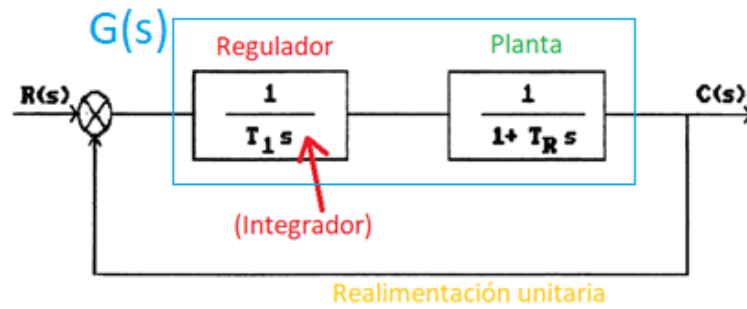


Ilustración 27: Diagrama de bloques de control en lazo cerrado de un sistema de 2º orden [4]

La función de transferencia en cadena cerrada del conjunto, se expresará:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{1}{1 + s T_1 + s^2 T_1 T_R}$$

Ecuación 16: Función de transferencia en cadena cerrada del sistema de 2º orden

Identificando la función de transferencia en cadena cerrada con la fórmula canónica de 2º grado, determinamos los coeficientes ω_n y δ .

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{1 + \frac{2\delta}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2}$$

Ecuación 17: Forma canónica de segundo orden

Por lo que, de la unión de la Ecuación 16 y de la Ecuación 17 obtenemos que:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_R}} \quad \delta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_1}{T_R}}$$

Ecuación 18: Parámetros característicos del sistema de 2º orden

En la Ilustración 28 se muestra la respuesta en frecuencia de los distintos tipos de bucles, mediante el diagrama de Bode de fase.

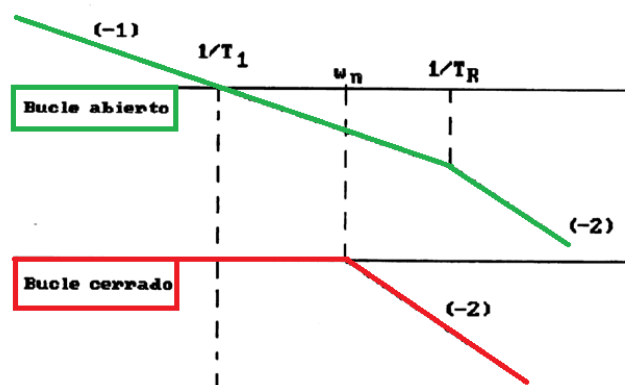


Ilustración 28: Diagramas de Bode equivalentes para el sistema de 2º orden [4]

Se puede evaluar las prestaciones de la respuesta transitoria y estabilidad del modelo de óptimo seleccionado, mediante los siguientes parámetros:

- Margen de fase (MF): como indicador de su estabilidad relativa.
- Sobreimpulso (M_p): como estimación de su respuesta transitoria.
- Tiempo de respuesta (t_r): como medida de la rapidez del sistema.

Pero la regulación concreta necesaria para nuestro convertidor de potencia hace necesario el uso de dos reguladores para el control de dos variables del sistema, que son la corriente de la bobina (I_L) y la tensión de salida del 2º booster (V_o). Como muestra la Ilustración 29.

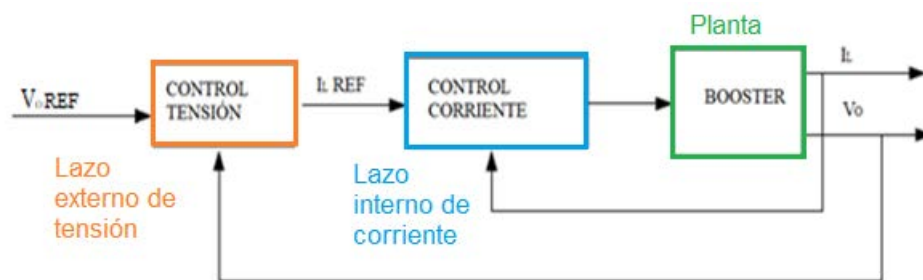


Ilustración 29: Control en cascada con lazos de corriente y tensión [4]

Esto convierte nuestro sistema en uno de 3º grado, con lo que la teoría y fórmulas vistas anteriormente (que eran para sistemas de 2º grado) se tomarán de base para implementar las necesarias para los sistemas de 3º grado.

Así la función de transferencia en cadena cerrada para 3º grado es:

$$F(s) = \frac{1}{a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + 1}$$

Ecuación 19: Función de transferencia de lazo cerrado para un 3º orden

Donde los coeficientes cumplen la siguiente igualdad:

$$a_2 = \sqrt{2 a_1} \quad a_1 = \sqrt{2 a_0 a_2}$$

Ecuación 20: Condición de los coeficientes de $F(s)$ para sistema de 3º orden

El diagrama de bloque de este sistema de tercer grado es el que muestra la Ilustración 30, donde el lazo interno de corriente es mucho más rápido y fino que el externo de tensión.

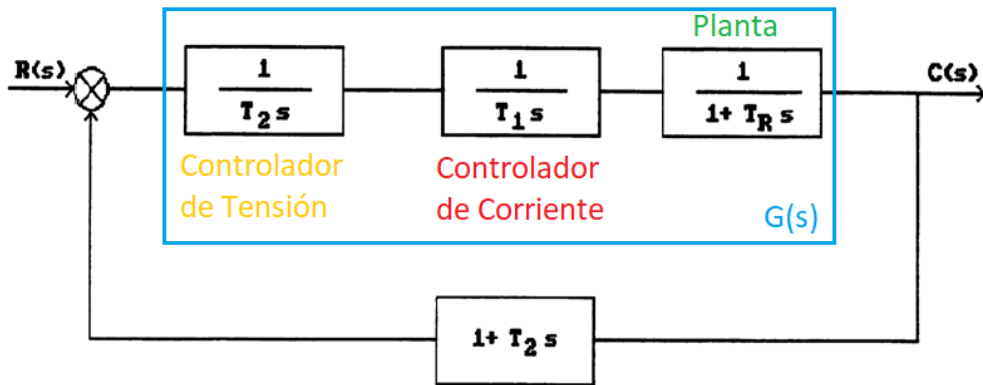


Ilustración 30: Diagrama de bloques de control en lazo cerrado de un sistema de 3º orden [4]

Cuya función de lazo cerrado del sistema a controlar es:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{T_1 T_2 T_R s^3 + T_1 T_2 s^2 + T_2 s + 1}$$

Ilustración 31: Función de transferencia en cadena cerrada del sistema de 3º orden

Y cuyos coeficientes responden a:

$$T_1 = \frac{T_2}{2} \quad T_R = \frac{T_1}{2}$$

Ecuación 21: Condiciones de los coeficientes de F(s) para sistema de 3º orden

Finalmente se obtiene una respuesta en frecuencia similar a la mostrada en el siguiente diagrama de Bode asintótico:

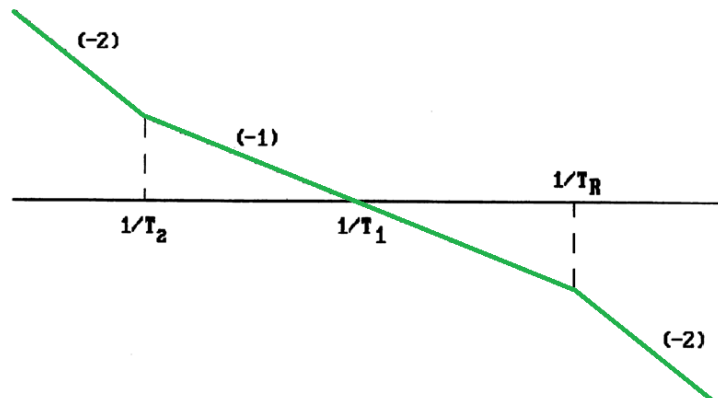


Ilustración 32: Diagrama de Bode del óptimo simétrico [4]

Debido a la simetría obtenida, la técnica de óptimo cuantitativo pasa a denominarse óptimo simétrico.

Como conclusión final se extrae que, para ir añadiendo bucles de control, estos serán más lentos cuanto más externos sean y sus coeficientes seguirán lo siguiente: $\frac{1}{T_n} = 2 \cdot \frac{1}{T_{n+1}}$, siendo $1/T_n$ un bucle interno a $1/T_{n+1}$.

4.3.2. Diseño del lazo de control:

Para la simulación del regulador del convertidor se va a usar el software "PECADS 97".

En el sistema sin regulador se obtienen las siguientes gráficas, donde se muestran, de izquierda a derecha y de arriba abajo: La tensión de salida (385 V), la corriente de salida (0.41 A), corriente por la bobina (2.26 A), y el ciclo de servicio (0.818).

Estos resultados se verificarán en el apartado siguiente: ("4.5. RESULTADOS DEL SEGUNDO BLOQUE:").

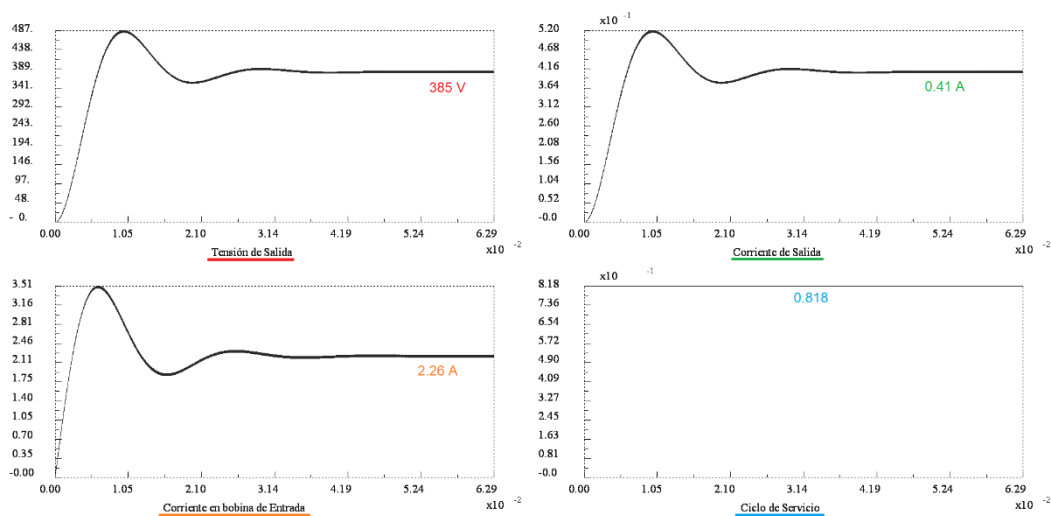


Ilustración 33: Gráfica de salida del 2º booster, sin controlar

Antes de diseñar el lazo de control, se requiere identificar la planta. Este proceso de identificación de la función de transferencia del sistema, se basa en una estimación de la misma observando su respuesta temporal, cuando se le excita con una entrada escalón. El método matemático de identificación usado será el de mínimos cuadrados, que consiste en minimizar el cuadrado de la diferencia existente entre la salida real y la estimada.

Para ello, se da un salto en el ciclo de servicio y se estudia la respuesta del sistema sin controlar. El salto dado es de -0.1 para el ciclo de servicio actual que era de 0.818 , o sea que el salto llevará al ciclo de servicio hasta un valor de 0.718 . Este salto se debe de dar es el estacionario de la respuesta del sistema para analizar correctamente los resultados.

En la siguiente imagen se muestra cómo se comporta en sistema en lazo abierto ante una variación escalón del ciclo de trabajo.

Después del salto, el ciclo de trajo llega a ser 0.718 , lo que implica (según la Ecuación 3) una ganancia de 3.55 veces la entrada. Esto lleva a que la tensión

de salida, cuando el sistema está estabilizado alcanza los 247 V, como muestra la primera de las gráficas de la Ilustración 34.

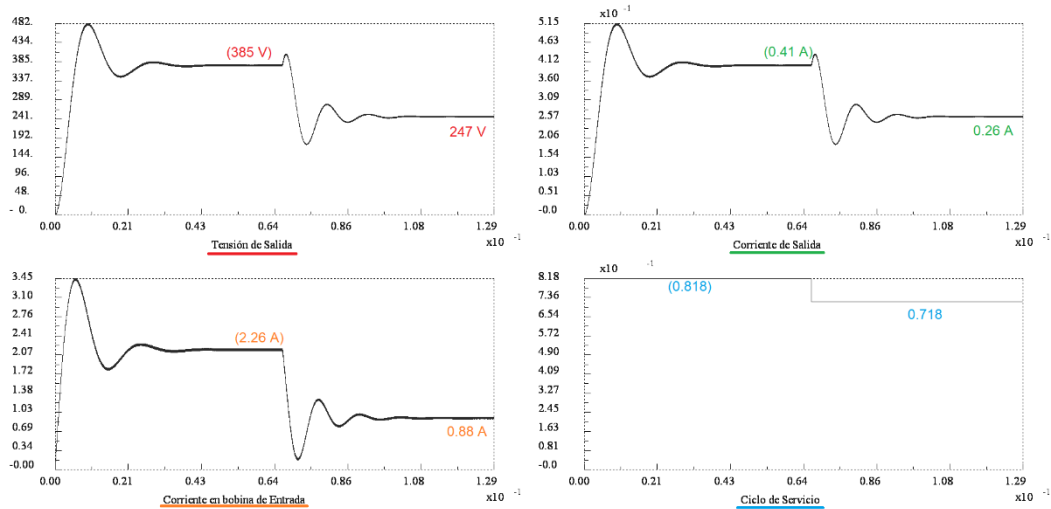


Ilustración 34: Resultados del sistema en lazo abierto ante un salto en el ciclo de servicio.

Mediante la herramienta de "Identificación del sistema", del software PECADS, se ajusta el paso hasta que la respuesta identificada por el sistema coincida con la respuesta del sistema ante el salto en el ciclo de servicio.

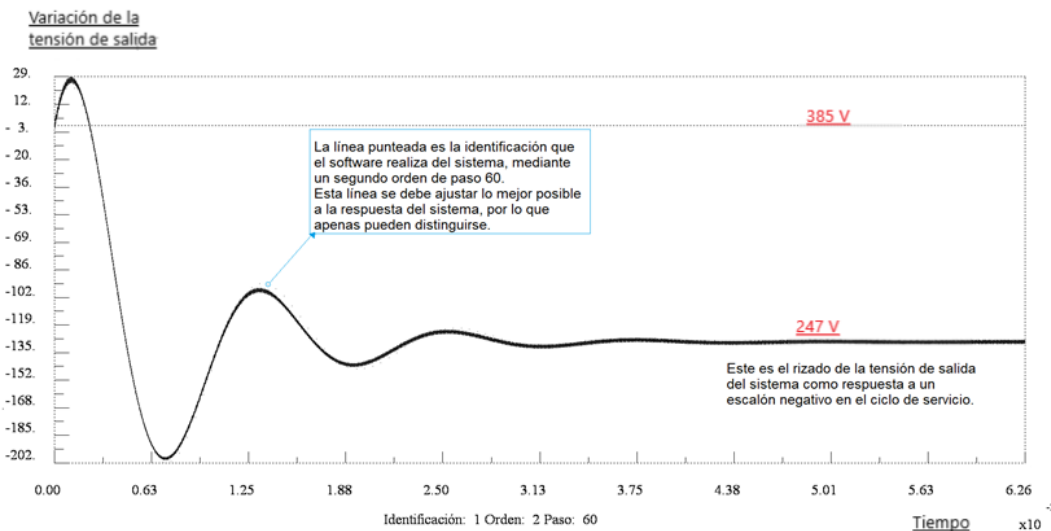


Ilustración 35: Identificación del sistema después de un salto en el ciclo de servicio.

La gráfica muestra el valor de caída de la tensión de salida a causa de la disminución del ciclo de servicio que ocasionó el salto en el mismo.

Esta señal, en valor estacionario llega a un valor de -135 V, lo cual quiere decir que ha descendido ese valor de voltios partiendo de la salida estacionaria que era de 385 V, a causa del salto en el ciclo de servicio. Esto implica que la salida final son los 247 V en la tensión de salida.

Finalmente, usaremos esa identificación para llevarla a un programa en MS-DOS donde calcularemos los coeficientes del controlador PI de nuestro circuito booster.

Los resultados obtenidos para la función de transferencia de la planta son:

$$G(z) = \frac{153.51 - 124.79 z}{0.933 - 1.91 z + z^2}$$

Con un periodo de muestreo de $T = 0.0002818$ segundos.

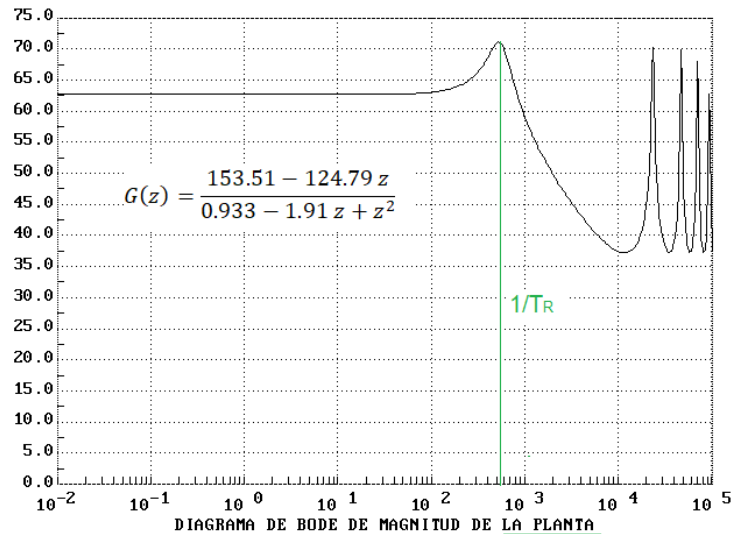


Ilustración 36: Diagrama de Bode de la planta antes de regular.

Para el diseño del regulador se ha elegido un controlador PID, en el que solo se implementa la parte integral del mismo. Su constante integral se fija en 12.5, es decir, que su diagrama de Bode corta el eje de abscisas en 0.08 rad/s, como se muestra en la siguiente figura:

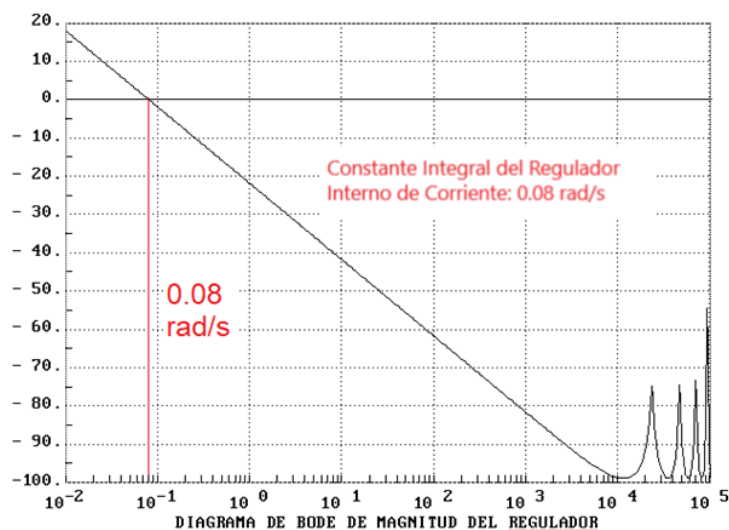


Ilustración 37: Diagrama de Bode del regulador con parte integral.

El comportamiento del conjunto del sistema será la unión de la planta con el regulador. Esta se presenta en el diagrama de Bode de lazo abierto, en la que se puede apreciar, en la Ilustración 38, como el sobre-impulso del mismo se produce por debajo del eje de abscisas, lo cual es un indicador clave para la estabilidad del sistema, ya que como se verá en la gráfica, el margen de ganancia y el margen de fase son positivos.

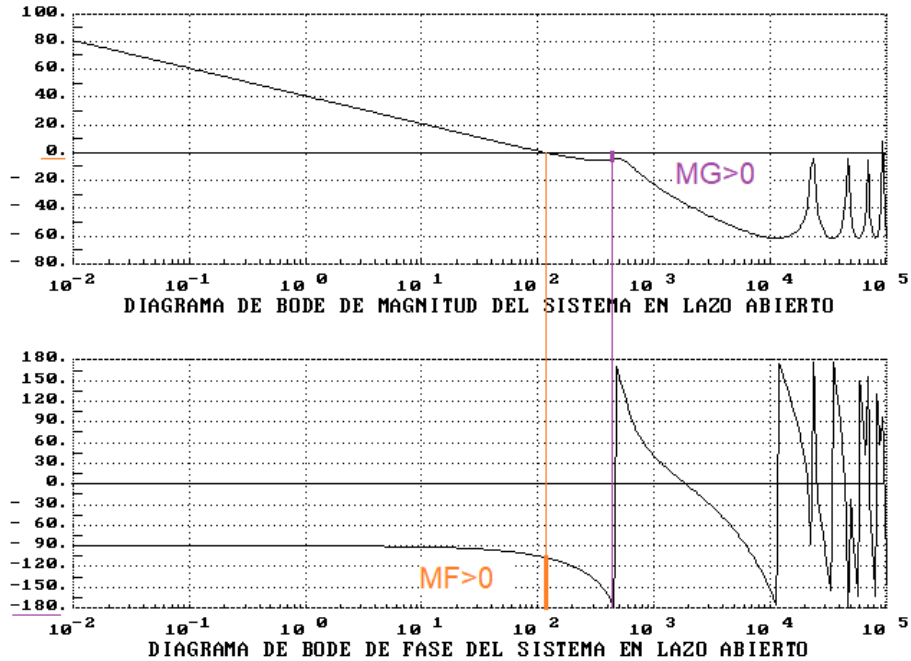


Ilustración 38: Márgenes de fase y ganancia que hacen estable el sistema.

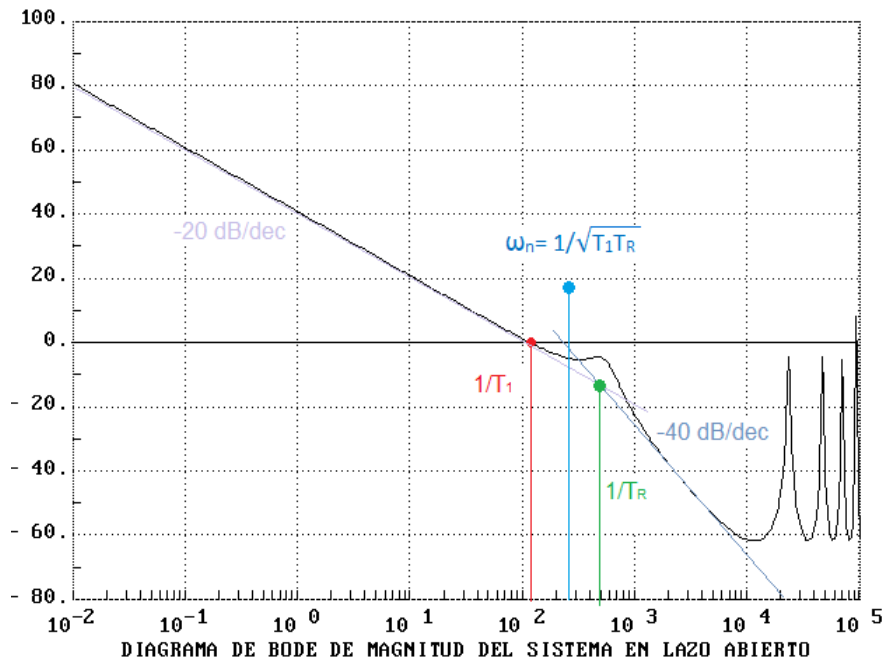


Ilustración 39: Diagrama de Bode del sistema en lazo abierto.

Finalmente se adjunta las gráficas del sistema en lazo cerrado, tanto la respuesta en frecuencia (Bode), como la respuesta temporal.

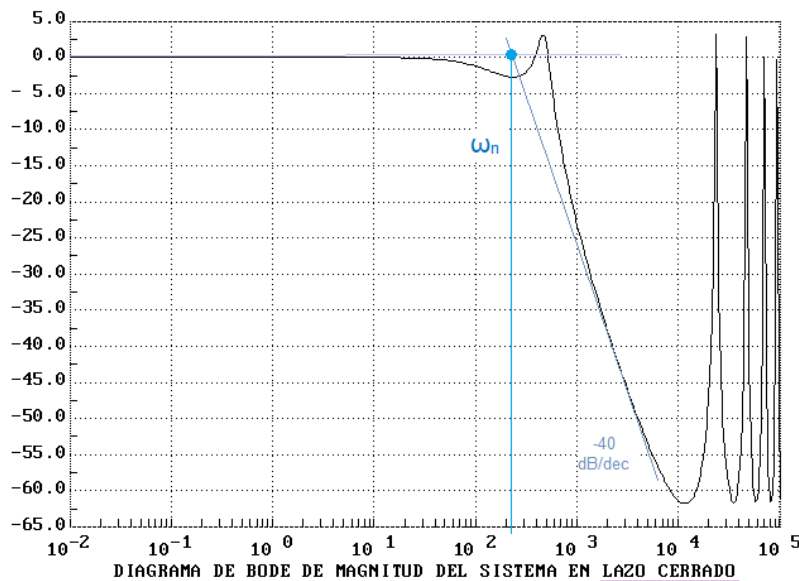


Ilustración 40: Diagrama de Bode del sistema controlado en lazo cerrado.

En la imagen superior se verifica que a partir del valor de la pulsación de esquina (ω_n), el diagrama cae con una pendiente de -40 dB/dec. Esto se puede comprobar que se verifica solo si el diagrama lo analizásemos en su variante asintótica, cumpliéndose así lo expuesto en la Ilustración 28.

El valor de la pulsación de esquina (ω_n), se calcula numéricamente según la Ecuación 18:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_R}} = \frac{1}{\sqrt{100^{-1} * 500^{-1}}} = 220 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Este valor calculado analíticamente se puede comprobar con la Ilustración 40 (diagrama de Bode de magnitud del sistema de lazo cerrado).

Por último, se adjunta la respuesta temporal, del sistema en lazo cerrado:

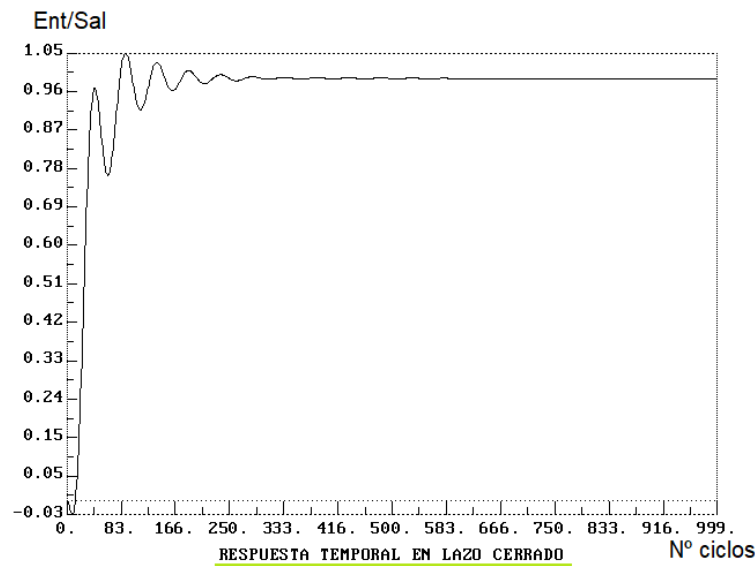


Ilustración 41: Respuesta temporal del sistema en lazo cerrado.

Donde el eje de abscisas representa el número de ciclos que se repite el sistema, mientras que el eje de ordenadas es la relación entre la señal de salida y la señal de entrada, el cual debe llegar a ser uno, lo que significaría que el sistema es totalmente controlado, ya que la entrada y la salida del controlador serían idénticas, no existe ningún error.

Dado que en el sistema controlado un ciclo equivale a la apertura y cierre del polo de potencia y este era de $50\mu\text{s}$ (según se vio en la Ecuación 4 y la Ecuación 5, un ciclo equivale a un periodo de funcionamiento, que es la suma del tiempo de encendido más el tiempo de apagado del transistor).

En la gráfica de la respuesta temporal de lazo cerrado se aprecia que a partir de unos 300 ciclos se ha llegado al estado transitorio de respuesta, con lo dicho anteriormente, esto equivale a: $300 \text{ ciclos} \cdot 50\mu\text{s}/\text{ciclo} = 0.015 \text{ segundos}$ que el sistema de control de lazo cerrado tarda en estabilizarse, el cuál es un valor bastante aceptable.

Una vez se ha calculado los datos del controlador mediante el programa de MS-DOS, llevamos los resultados obtenidos hasta el software PECADS.

En este paquete informático introducimos la constante integral de regulador de corriente, que era de 0,08.

La constante integral del regulador externo de tensión, como ya se justificó en el último párrafo del apartado 4.3.1 del presente documento, este será el doble que la constante del lazo interno, es decir, 0,16.

Por último se añadirá parte proporcional al controlador, para así reducir el tiempo de subida y el tiempo de estabilización, a costa de aumentar algo el sobre impulso. Con todo ello reducimos el error en la zona estable de la

respuesta aunque aumentamos algo el error de la zona transitoria. Usaremos 1 como constante proporcional.

Los resultados obtenidos de la planta controlada con el regulador PI, a una tensión de salida de 385 V se muestran en la siguiente imagen:

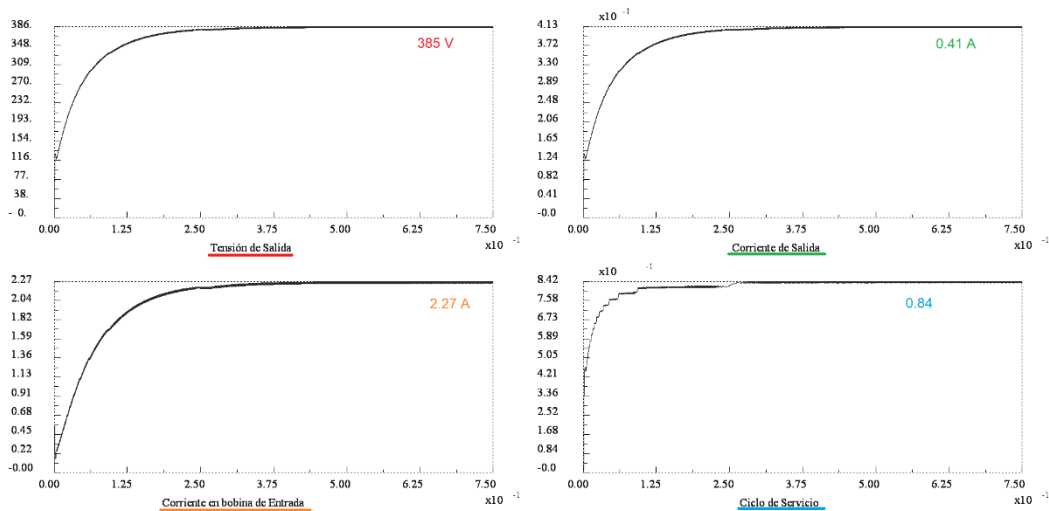


Ilustración 42: Respuesta del sistema con regulador PI.

Para comprobar el buen funcionamiento del regulador, variaremos parámetros como la tensión de entrada o la carga de salida, para ver cómo responde el sistema controlado.

1) Variamos la tensión de entrada hasta los 60 V, algo que se puede dar con relativa facilidad si la batería del coche no se encuentra completamente llena (que serían los 13 V) y esta solo nos puede proporcionar unos 11 V, con lo que la salida del primer bloque inversor sería de unos 60 V, ya que tiene una ganancia fija de 5,5.

Estos 60 V serán la entrada del bloque controlado, que tendrá que regularse para fijar la salida a 385 V.

Los resultados obtenidos de la regulación se muestran en la siguiente ilustración.

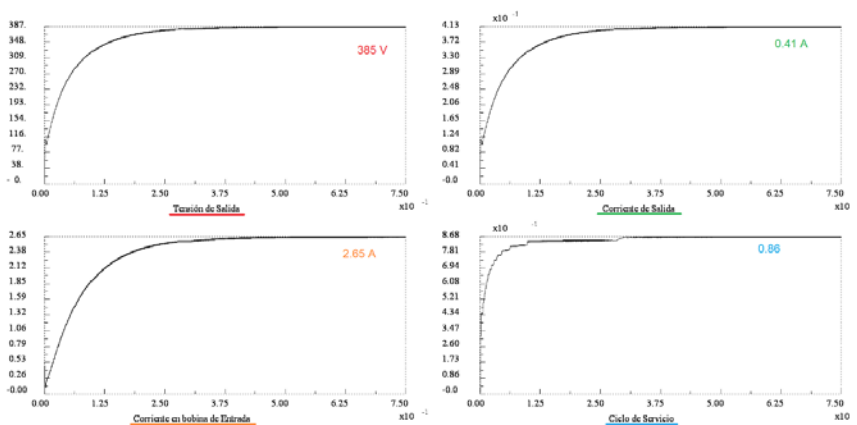


Ilustración 43: Respuesta del sistema con una variación de la tensión de entrada.

Donde se puede observar cómo se alcanzan los 385 V en apenas 0.3 segundos, la misma rapidez que se mostraba en la Ilustración 42. Comparando ambas situaciones también se puede apreciar como la corriente de salida permanece inmóvil y sólo varían la corriente por la bobina, que aumenta de 2.27 A hasta los 2.65 A, y el ciclo de servicio que aumenta desde 0.84 hasta 0.86.

2) Variamos la resistencia de carga en la salida del dispositivo inversor, que pasa de 939 Ω hasta los 2500 Ω . Así pasamos de una situación en la que se estaba disponible para dar la potencia máxima, que había sido fijada en 150 W, a otro en la que la potencia a entregar será menor.

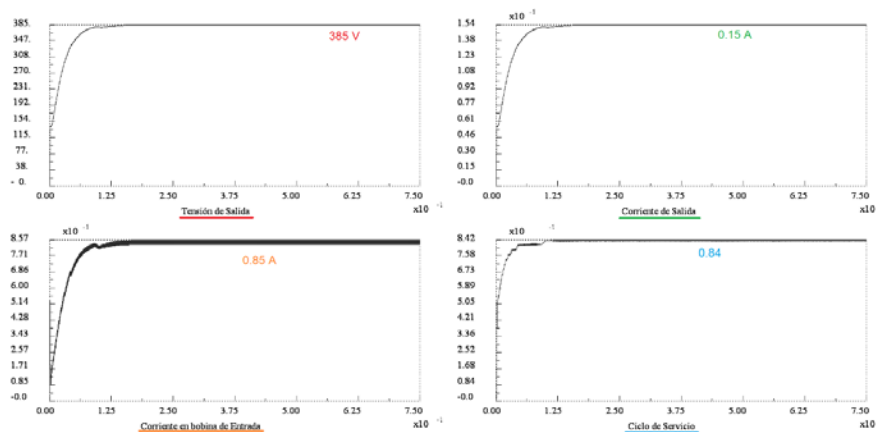


Ilustración 44: Respuesta del sistema con una variación en la resistencia de carga

Ahora vemos que comparándola con la situación de referencia mostrada en la Ilustración 42, que alcanza el estacionario de tensión de salida en apenas 0.15 segundos, mucho más rápido que antes. También se comprueba cómo la corriente de salida ha descendido desde los 0.41 A, hasta los 0.15 A, así como la corriente en la bobina de entrada, que pasa de 2.27 A hasta los 0.85 A (con bastante más rizado), mientras que el ciclo de servicio se ha mantenido estable en los 0.84.

Con lo que se ha conseguido regular el circuito para que ofrezca siempre una salida de tensión fija, ante variaciones de otras variables.

4.4. SELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DEL 2º CIRCUITO ELEVADOR:

4.4.1. Dimensionamiento de la bobina:

La limitación para el dimensionamiento de la bobina es igual que en el anterior circuito; que el dispositivo siempre trabaje en modo de conducción continua.

Esta se va a calcular para una situación particular, que es que la tensión de entrada sean esos 70 V que se obtenían en el primer circuito elevador.

Si por cualquier causa esta tensión de entrada es diferente, el control del convertidor actuará y modificará el ciclo de trabajo (D), para que la salida de tensión de este circuito elevador sea fija a 385 V.

Para la situación particular que se estudia, el ciclo de trabajo vale, según la

$$\text{Ecuación 3: } \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{385}{70} = 5.5 = A \rightarrow D = 0.818 \cong 0.82$$

Mediante la Ecuación 1 elijo el inductor del segundo convertidor booster.

Para ello, voy a limitar el rizado de corriente de salida a un máximo del 10% del mismo. Esta corriente se espera que sea de unos 0.41 A, por lo que el rizado máximo será de 0.041 A.

$$L = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta i_L \cdot f} = \frac{70 * 0.82}{0.041 * 20000} \rightarrow L \approx 70mH$$

Con este valor de inductancia, debemos comprobar que sea mayor que el valor de inductancia crítica para estas condiciones de trabajo.

Usando la Ecuación 7:

$$L_{crítica} = \frac{D \cdot (1 - D)^2 \cdot R_{Load}}{2 \cdot f} = \frac{0.82 * (1 - 0.82)^2 * 938.76}{2 * 20000} = 0.63 mH$$

A la vista de los resultados, podemos asegurar que, usando la inductancia de 70 mH siempre trabajaremos en modo de conducción continua, por lo que las hipótesis y fórmulas usadas son válidas.

4.4.2. Dimensionamiento del condensador:

Durante la activación del MOSFET (S=1), el diodo está polarizado en inversa, por lo que la carga solo recibe la intensidad que es capaz de proporcionar el condensador, considerando que durante este tiempo la tensión en bornes de condensador es prácticamente constante:

$$I_o = \frac{V_o}{R_{Load}} = \frac{385}{938.76} = 0.41 A$$

Pero en realidad esta tensión de condensador presenta un rizado entre la carga y descarga del mismo que conlleva el apagado y encendido del transistor MOSFET.

Para el dimensionamiento del condensador se limita este rizado al 1% de la tensión de salida que era de unos 385 V (para que la tensión sea lo más estable posible), por lo que el rizado de tensión del condensador es de:

$$\Delta V_o = 3.85 V$$

Por definición el rizado de tensión en el condensador es la variación de la carga que se produce en el mismo condensado entre la capacidad del mismo.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C}$$

La variación de la carga (ΔQ) es la multiplicación de la corriente de salida por la carga ($I_o = 0.41$ A) por el tiempo en cual está encendido en interruptor principal ($t_{on} = D.T = 40.9 \mu s$).

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o * t_{on}}{C} \rightarrow C = \frac{0.41 * 40.9 \times 10^{-6}}{3.85} \rightarrow C \approx 4.4 \mu F$$

4.5. RESULTADOS DEL SEGUNDO BLOQUE:

El esquema del circuito del segundo convertidor elevador es el que sigue:

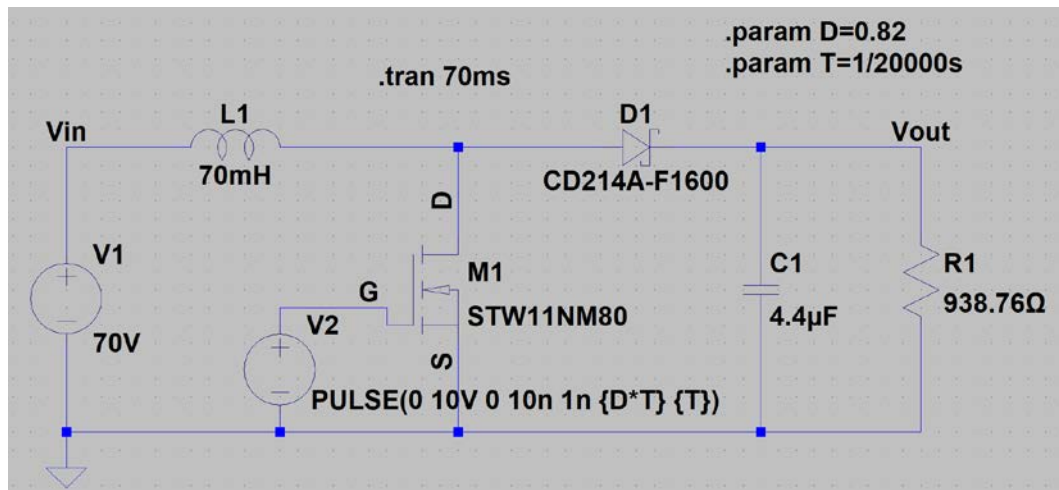


Ilustración 45: Esquema del segundo circuito elevador

La tensión a la entrada y a la salida de este circuito son los que muestra la imagen inferior, donde se observa que la tensión de salida apenas posee rizado (del orden del 1% que se había fijado), lo que es muy deseable de cara a entregar una tensión prácticamente constante al bloque del circuito inversor.

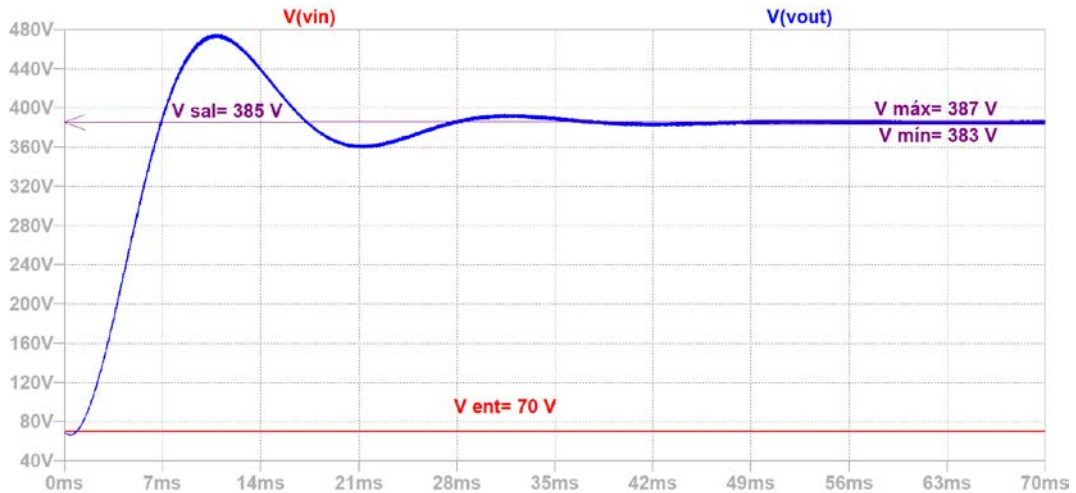


Ilustración 46: Tensiones a la entrada y salida del segundo elevador

Como se puede observar en dicha imagen, la tensión de salida tarda mucho más tiempo en estabilizarse, unos 35 ms, bastante más tiempo si lo comparamos con el que requería el primer elevador que era de unos 3 ms.

Esto se debe a la limitación del rizado de la tensión de salida, la cual se había impuesto un valor del 1%, lo que requiere un condensador de valor pequeño pero que hace que el sistema tenga una respuesta mucho más lenta.

La entrada de tensión no es fija y la carga también puede variar, pero independientemente del valor de entrada, la salida siempre ha de ser fija a los 385 V y con el menor rizado posible. Esta es la labor del control del convertidor.

A continuación, se recopilan los valores más significativos de la salida de este segundo circuito elevador: 385 V, 0.41 A y 158 W.

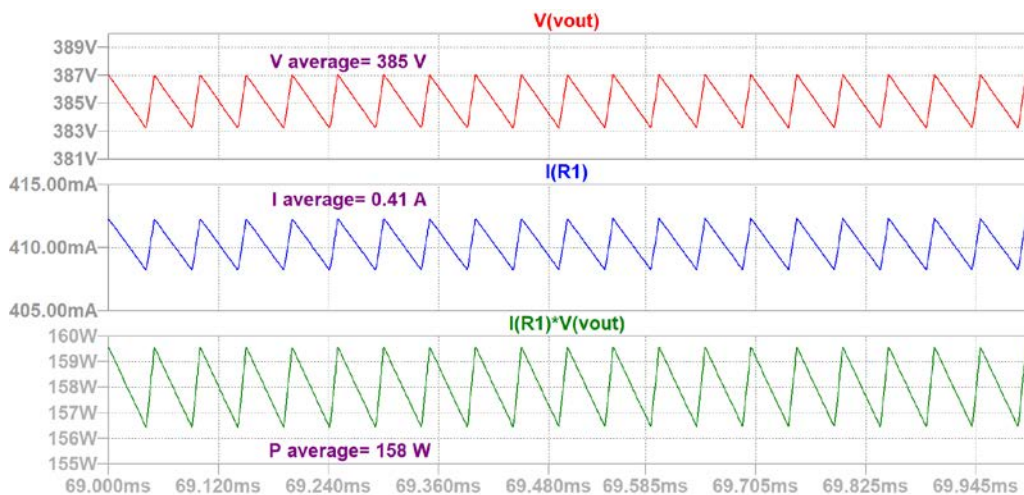


Ilustración 47: Valores significativos a la salida del segundo elevador

En la siguiente imagen se puede observar las principales variables del convertidor:

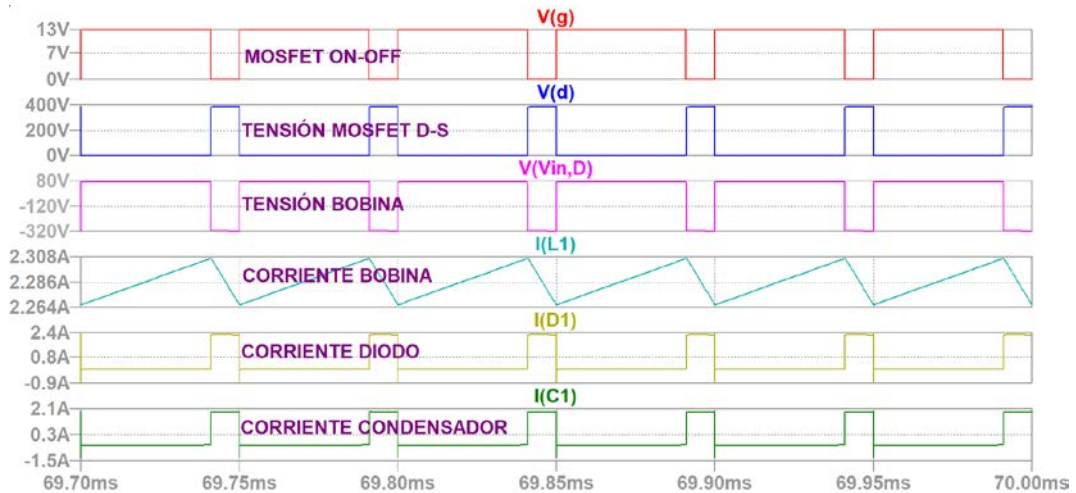


Ilustración 48: Formas de ondas principales del 2º Booster

En la gráfica se muestra, de arriba abajo: el on-off del MOSFET (es decir, la tensión entre la puerta-G y el surtidor-S); la tensión entre el drenador-D y el surtidor-S del MOSFET; la tensión de la bobina; el rizado de corriente de la bobina, la intensidad del diodo; y la intensidad del condensador.

Los elementos que forman parte del circuito se han elegido teniendo en cuenta los valores medios con los que van trabajar, así como, los valores máximos que se presenten durante su funcionamiento, estos son:

-2ª Bobina: se ha elegido una bobina que aguante los 2.3 A de valor medio que soporta la inductancia, a una tensión máxima de unos 385 V con un valor de inductancia de 70mH, bastante mayor que la inductancia del primer circuito elevador. También se ha tenido en cuenta el pico de tensión y corriente que soporta el elemento en el periodo transitorio de su funcionamiento, para dimensionar el mismo.

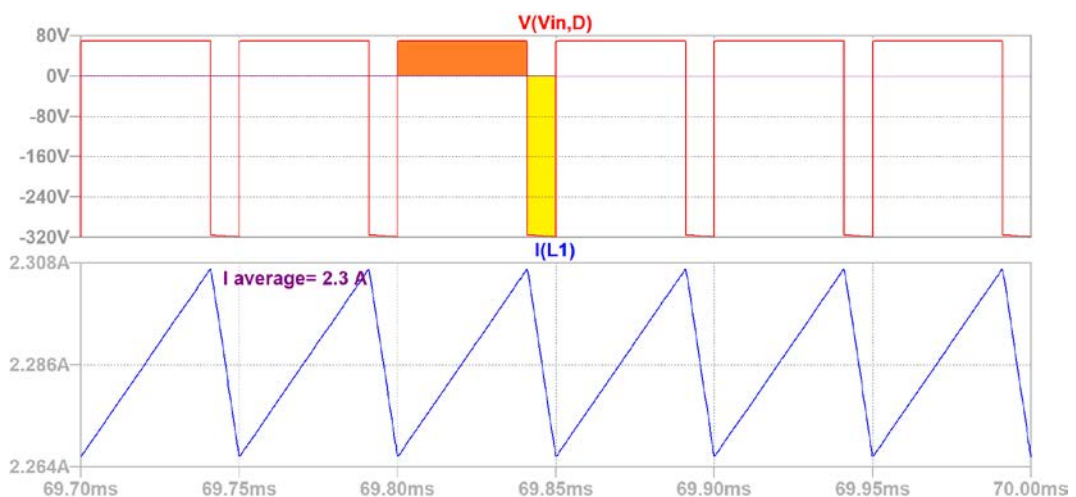


Ilustración 49: Características de la bobina del 2º booster

-2º Transistor MOSFET: se ha elegido el transistor para que aguante una tensión media entre drenador y surtidor de 70 V, con un valor de pico de 385 V y una corriente media de unos 1.87 A, con un pico de 2,5 A. También tendrá que soportar una potencia de disipación adecuada. Su nombre comercial es STW11NM80 y se adjunta su hoja de características como ANEXO 3: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL MOSFET DEL 2º BOOSTER.

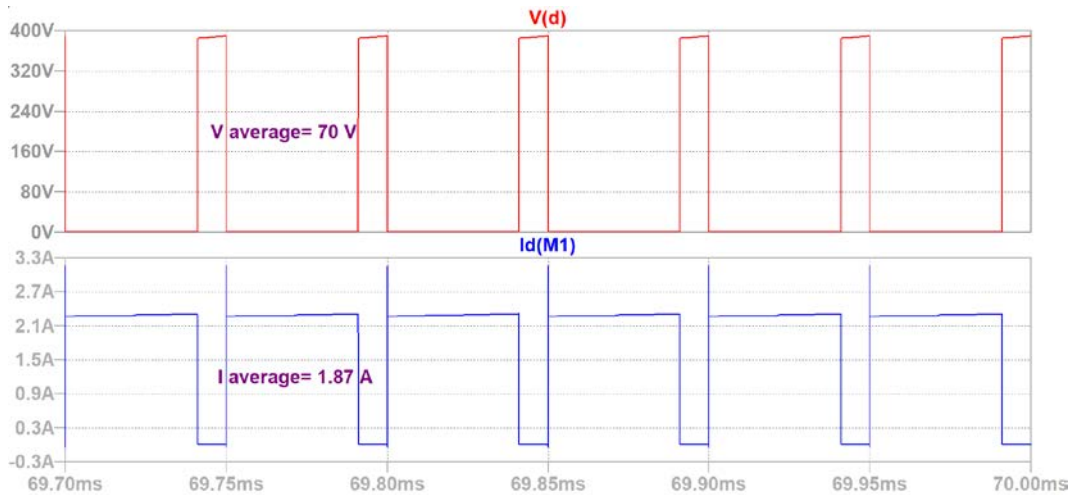


Ilustración 50: Tensión y corriente drenador-surtidor del MOSFET del 2º elevador

-2º Diodo Schottky: este diodo es capaz de soportar los 315V de valor medio en conducción inversa con 385 de valor pico y unos 0.41 A en conducción directa, con una corriente pico de 2.3 A.

La hoja de características del CD214A-F1600 se adjunta como ANEXO 4: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL DIODO DEL 2º BOOSTER.

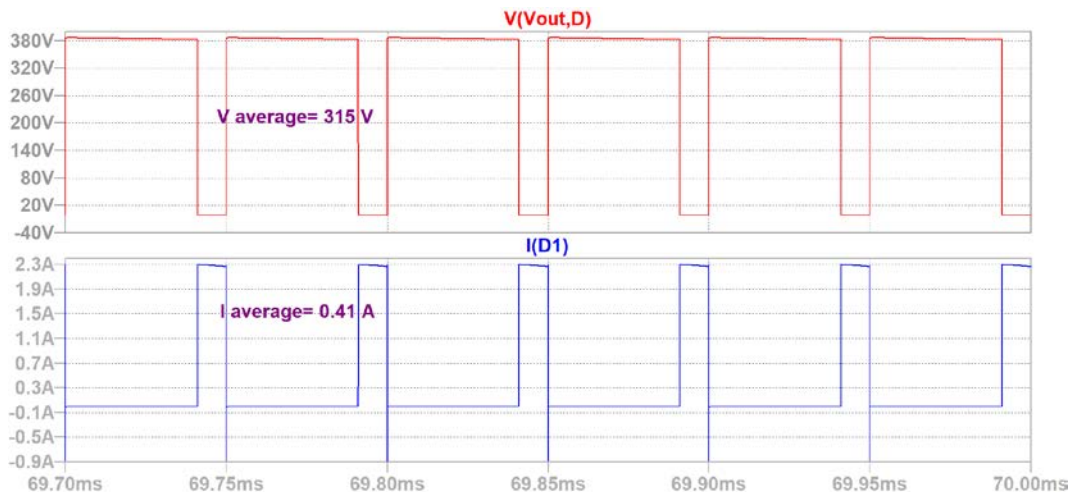


Ilustración 51: Características de tensión y corriente del diodo del 2º booster

-2º Condensador: este elemento es de $4.4 \mu\text{F}$ de capacidad y soporta una la tensión de salida de 385 V a una corriente pico de unos 2 A .

El área azul corresponde a la energía entregada por el condensador a la carga cuando el transistor permanece cerrado, mientras que el área verde es la energía que almacena el condensador cuando el transistor está abierto. Ambas áreas son idénticas.



Ilustración 52: Característica de elección del condensador del 2º circuito elevador

5. SIMULACIÓN Y DIMENSIONADO DEL BLOQUE CONVERTIDOR CC/CA

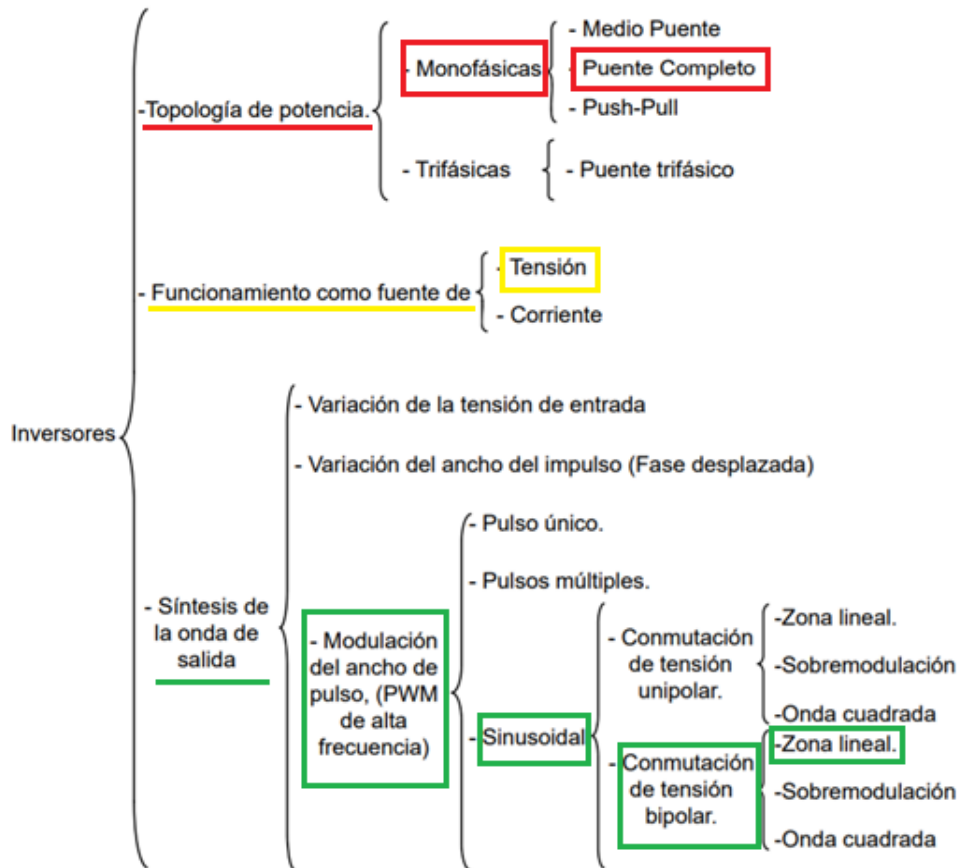


Ilustración 53: Características del bloque inversor elegido

Los inversores son convertidores estáticos que transforman energía eléctrica de corriente continua en corriente alterna. Existen dos grandes tipos:

-CSI: Current Source Inverter. La intensidad suministrada por la fuente de continua es constante.

-VSI: Voltage Source Inverter. El voltaje suministrado por la fuente de continua es constante.

El funcionamiento del inversor está basado en la apertura y cierre sincronizado de semiconductores de potencia, con el objetivo de conseguir una forma concreta en la señal de salida. Lo más habitual es que la señal de salida se busque que sea senoidal, aunque en ocasiones solo es necesario que esta sea alterna.

Estos polos de potencia se abren y cierran de dos en dos, haciendo pasar por la carga la tensión de entrada en sentido positivo y negativo alternativamente. La salida será una onda cuadrada de amplitud variando entre más y menos la tensión de entrada. El tiempo que un par de polos de potencia están encendidos se obtiene mediante la técnica de control de apertura-cierre de los semiconductores, la más usual es la PWM (Pulse Width Modulation, modulación por ancho de pulso).

El inversor objeto de este estudio será un inversor monofásico de puente completo, con una regulación de la apertura y cierre de los interruptores de potencia mediante la técnica de modulación de anchura de pulsos (PWM).

Primeramente, se considerará la carga como una resistencia pura, pero luego se prevé el uso de un filtro con componente inductiva. Este tipo de carga RL requiere que los polos de potencia posean un diodo en antiparalelo, para permitir la circulación de la corriente de la carga cuando se produzca la transición de apertura y cierre de un grupo de transistores a otros. Este comportamiento está mostrado en la imagen que sigue de manera esquemática.

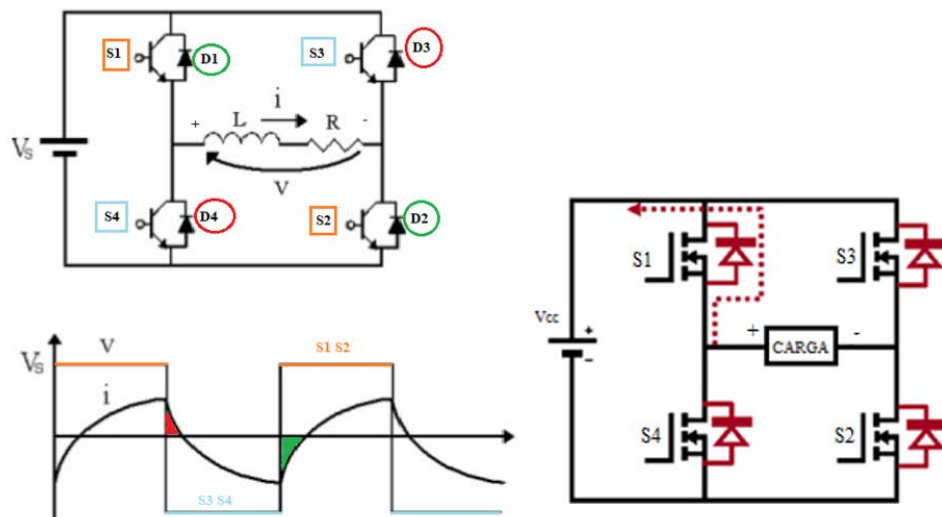


Ilustración 54: Pico de corriente que pasa por los diodos antiparalelos

En la imagen anterior se puede observar como con carga RL, cuando una pareja de polos se activa, inicialmente existe una corriente de sentido inverso que no puede atravesar en transistor de surtidor a drenador y lo tiene que hacer mediante el diodo en antiparalelo al mismo.

En lo que concierne a la técnica de controlado del funcionamiento de los transistores se elige la modulación por ancho de pulsos (PWM). Esta consiste en la comparación de dos señales tipo, una señal de tensión de referencia de baja frecuencia (llamada señal moduladora), proporcional a la salida de tensión buscada, que en este caso será una onda sinusoidal de 50 Hz. Esta señal se

compara a otra de alta frecuencia y tipología triangular (llamada señal portadora), cuya frecuencia se fija en 4950 Hz.

Concretamente se usará la técnica de control PWM bipolar donde la tensión de control varía entre el máximo de tensión de entrada en valor positivo y negativo (+Vcc, -Vcc). (La otra opción sería la técnica de control PWM unipolar, donde en que ciclo de conmutación se encuentre la señal de control varía entre +Vcc y 0 ó -Vcc y 0).

El resultado de esta comparación es una onda rectangular de la misma frecuencia que la triangular, que nos generara la lógica para abrir y cerrar los polos, y por tanto generar el ciclo de trabajo del inversor.

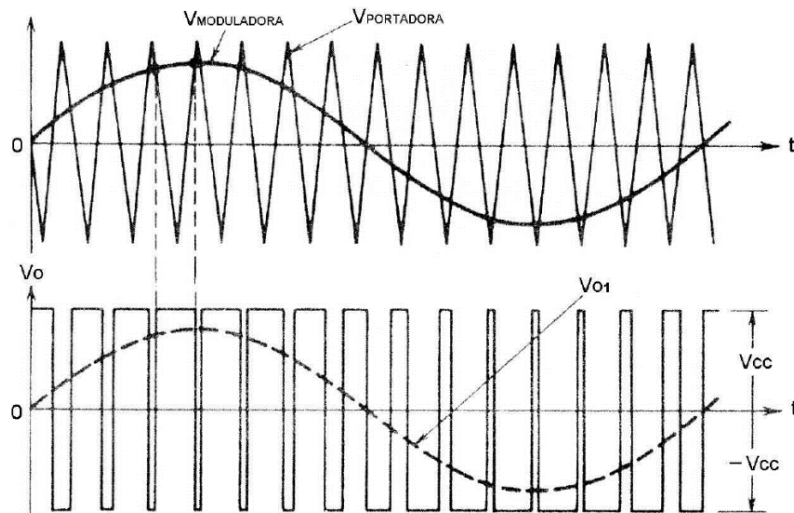


Ilustración 55: Generación de la señal de control PWM bipolar. [5]

La técnica unipolar se usa cuando los armónicos que me puedan distorsionar la onda fundamental están cercanos a esta y se requiere alejarlos para disminuir su influencia. Este 'alejamiento' requiere el uso de altas frecuencias, con el aumento de las consiguientes pérdidas de conmutación.

Aquí entran en juego dos parámetros característicos de esta técnica PWM sinusoidal. Son el índice de modulación de amplitud (m_a) y el índice de modulación de frecuencia (m_f).

El índice de modulación de amplitud m_a relaciona la amplitud de la señal moduladora (la sinusoidal de referencia), con la amplitud de la señal portadora (la triangular de alta frecuencia).

$$m_a = \frac{\text{Amplitud moduladora}}{\text{Amplitud portadora}}$$

Ecuación 22: Índice de modulación de amplitud

Este parámetro m_a será menor a la unidad (submodulación), así se consigue que el valor de tensión del armónico fundamental de salida sea proporcional a la amplitud de la tensión de alimentación según se muestra en la Ecuación 23:

$$V_{0_1} = m_a * V_{cc}$$

Ecuación 23: Amplitud del armónico fundamental de la onda senoidal generada

Finalmente se adopta un valor de $m_a=0.8$, lo que significa que el armónico fundamental de la señal generada tendrá una amplitud del 80% de la señal de alimentación. Teniendo en cuenta que la tensión de entrada del inversor es el valor fijo de salida del 2º booster, que eran 385 V, implica que la amplitud de este primer armónico de la señal de tensión generada será de 308 V.

El índice de modulación de frecuencia m_f relaciona la frecuencia de la señal portadora con la de la señal moduladora.

$$m_f = \frac{\text{Frecuencia portadora}}{\text{Frecuencia moduladora}}$$

Ecuación 24: Índice de modulación de frecuencia

Esta relación determina el orden de los armónicos más bajos de la tensión de salida, que aparecen como bandas laterales centradas alrededor de la frecuencia de conmutación (en definitiva, m_f) y sus múltiplos ($2m_f$, $3m_f$, $3m_f$). (Las amplitudes de los armónicos se pueden calcular analíticamente mediante el uso de tablas normalizadas que se determinaran mediante los valores de m_a y m_f .)

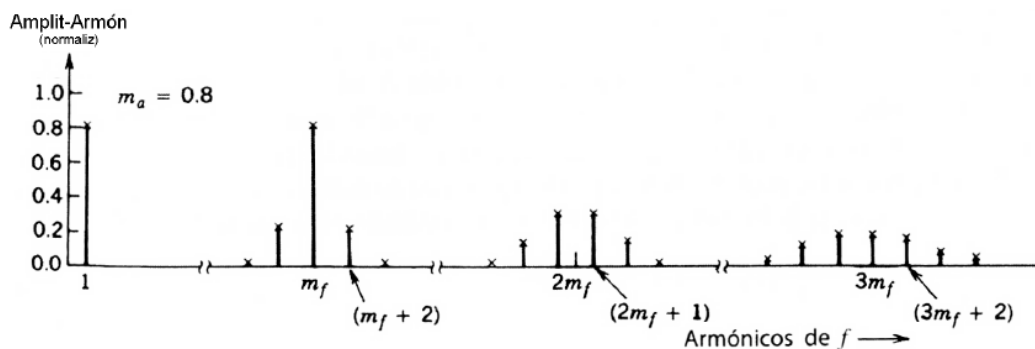


Ilustración 56: Armónicos normalizados de la tensión de salida. [5]

En nuestro caso tenemos:

$$m_f = \frac{4950 \text{ Hz}}{50 \text{ Hz}} = 99$$

El cual es lo suficientemente elevado para que los armónicos que puedan perturbar la onda fundamental se encuentren bastante alejados, lo que es propicio para eliminarlos mediante un simple filtro pasa-bajas.

Por esta razón se ha elegido una modulación PWM bipolar, ya que una unipolar sería excesiva y sobredimensionada para los propósitos buscados.

La frecuencia de la señal portadora se ha elegido sin ningún criterio específico, simplemente teniendo en cuenta que esta fuese elevada y que el índice de frecuencia saliera impar, para que así solo posea armónicos impares.

5.1. RESULTADOS DEL BLOQUE INVERSOR CON CARGA "R":

El esquema del bloque inversor que se estudia, mediante su simulación por ordenador, es el siguiente:

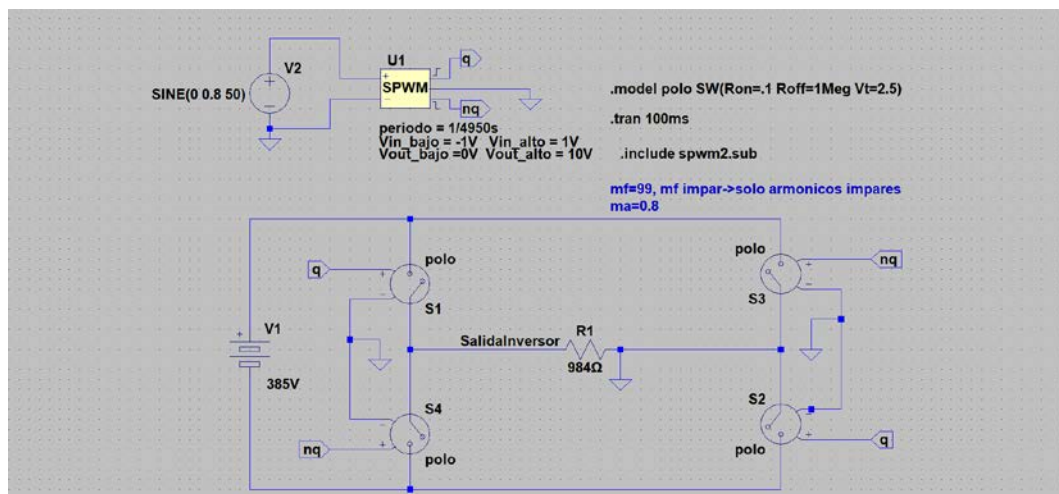


Ilustración 57: Esquema del bloque inversor con carga R

La tensión de entrada corresponde a 385 V, que era la tensión de salida del segundo bloque inversor. Este valor será siempre el mismo debido a la regulación usada en aquel bloque.

En este caso, para los transistores o polos de potencia, se considerará que estos son genéricos, en vez de un dispositivo comercial, ya que el paquete informático *LTspice* carece de un componente comercial que se adecúe a las características del circuito. Este polo genérico, básicamente contará con una pequeña resistencia de $0,1 \Omega$ cuando esté activado y de resistencia prácticamente infinita cuando este desactivado.

Como ya se comentó, la técnica de apertura y cierre de los interruptores es la PWM, que consiste en la comparación de dos señales, una senoidal, la moduladora de frecuencia 50 Hz (frecuencia fundamental que deseamos a la salida) y otra triangular (portadora) de frecuencia 4950 Hz.

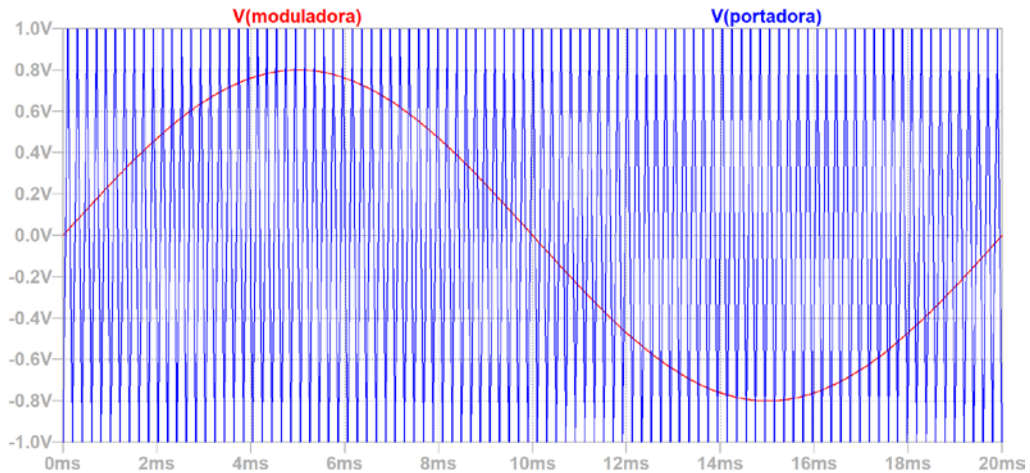


Ilustración 58: Señales de la técnica PWM, portadora y moduladora.

En la imagen anterior se puede ver como en un periodo de la onda moduladora se repite 99 veces el periodo de la portadora, lo que corresponde al índice de modulación de frecuencia m_f .

El resultado de esta comparación se puede observar con más detalle en la Ilustración 59, donde podemos comprobar que cuando la señal senoidal es mayor a la triangular, el resultado es que la carga es alimentada con tensión positiva (+385 V), es decir que los interruptores S1 y S2 están activos mientras que el otro par permanece desactivado. Por otro lado, cuando la señal triangular es mayor a la senoidal, la carga es alimentada con tensión de alimentación negativa (-385 V) mediante los interruptores S3 y S4.

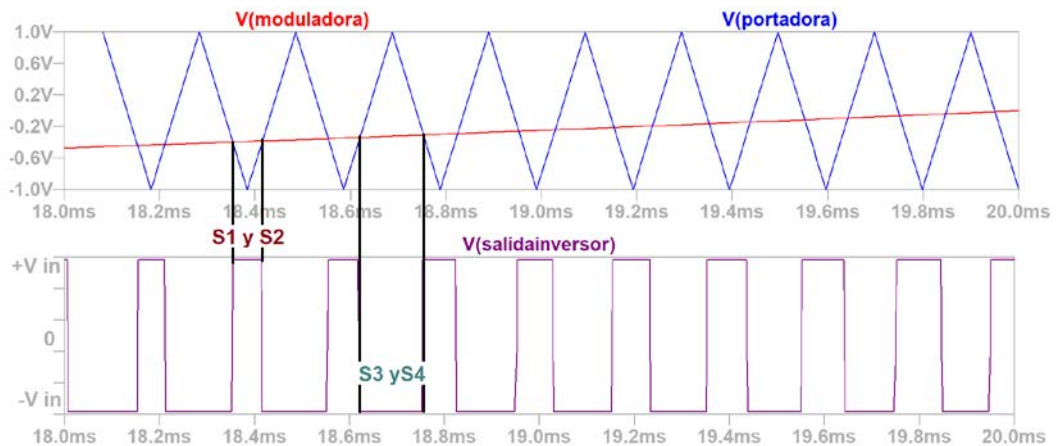


Ilustración 59: Resultado de la técnica PWM.

Por tanto, el tiempo de apertura de cada par de polos de potencia queda fijado, obteniendo una respuesta de onda de tensión y de corriente que aparecen reflejadas en la Ilustración 60. Se trata de una onda cuadrada de ancho y de amplitud variable entre el valor positivo y el negativo de la tensión de entrada, que se repite periódicamente.

Ambas ondas de tensión y corriente están completamente en fase debido a la carga puramente resistiva que presenta el inversor simulado.

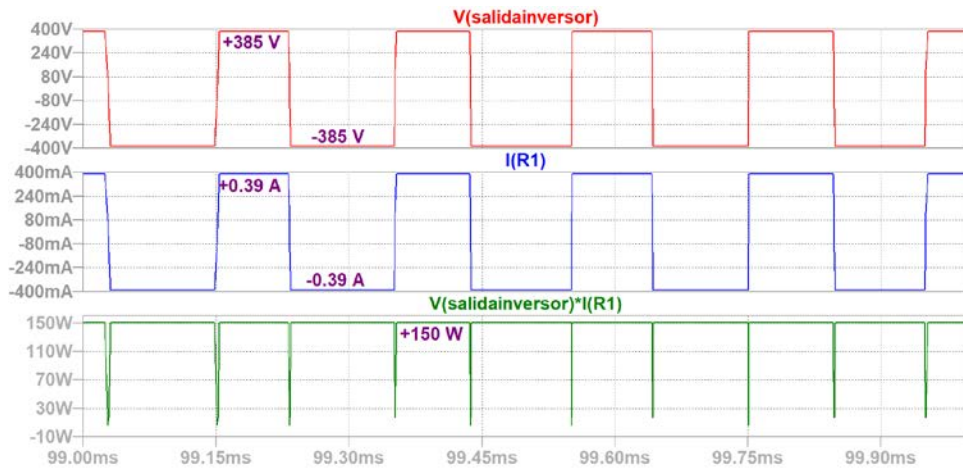


Ilustración 60: Onda de potencia, tensión y corriente del inversor con carga R.

En la imagen anterior se observan los valores en los que oscilan las ondas cuadradas de salida de corriente y de tensión, así como, el valor pico de la onda de potencia conseguida a la salida de este bloque inversor.

El contenido armónico de la onda de tensión de salida se ha obtenido mediante la herramienta FFT del software de simulación LTspice. Esta herramienta consiste en un análisis de Fourier, conocido como transformada rápida de Fourier, FFT, por sus siglas en inglés. Los resultados se presentan a continuación:

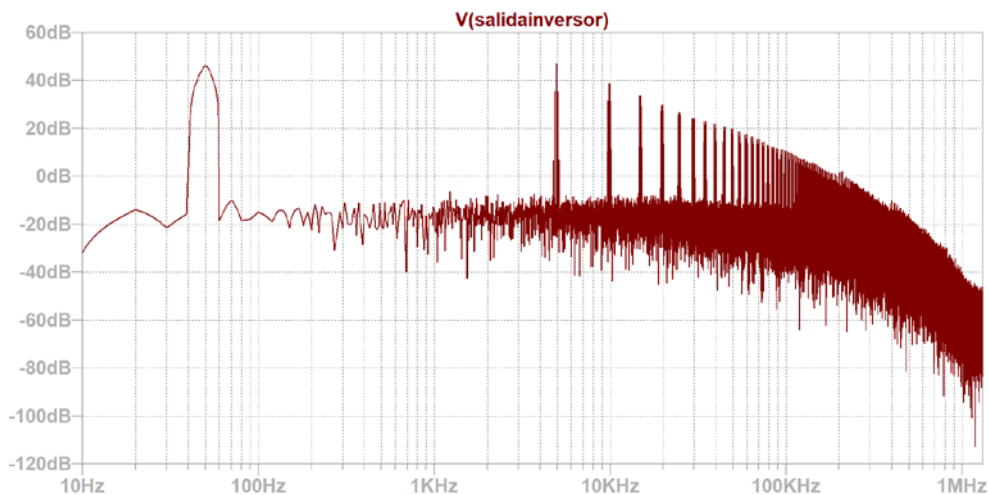


Ilustración 61: Análisis armónico de la tensión de salida en inversor con carga R.

Como se puede apreciar se tiene el armónico fundamental de 50 Hz, pero a frecuencias elevadas existen armónicos de amplitud importante comparada con la fundamental que la perturban.

La posición, en el eje de frecuencias, de estos armónicos es proporcional al índice de modulación usado, que era $m_f = 99$, más concretamente con la frecuencia de la onda portadora (triangular).

Por eso, el primer armónico distorsionante se encuentra en $1 \cdot 4950 = 4950$ Hz (y a su alrededor).

El segundo armónico con importancia para la distorsión se encuentra en $2 \cdot 4950 = 9900$ Hz (y a su alrededor), el tercero en $3 \cdot 4950 = 14850$ Hz (y a su alrededor), etc.

Es necesario eliminar estos armónicos que perturban el fundamental para conseguir una onda sinusoidal lo más limpia posible.

Este trabajo se desarrolla en el siguiente punto mediante el uso de un filtro, para la tensión y la corriente de salida, que transformará la una onda cuadrada en una onda prácticamente senoidal, eliminando, disminuyendo su amplitud y/o alejando en frecuencia, las componentes armónicas distorsionantes de la fundamental de 50 Hz.

6. SIMULACIÓN Y DIMENSIONADO DEL FILTRO DE ENERGÍA ELÉCTRICA

[6] pág.85 Se hace necesario el diseño de un filtro final, que elimine las componentes armónicas de alto orden que distorsionan la onda fundamental buscada.

Un filtro es un circuito que se diseña de forma que tensiones y/o corrientes de determinado rango pasen, sin apenas atenuación, mientras que otros rangos, no deseados, son atenuados hasta casi desaparecer.

Los filtros se constituyen mediante la asociación de elementos pasivos como condensadores e inductancias, dependiendo de su número así será el orden del filtro, lo cual implica el orden de su función de transferencia.

Para nuestro propósito se ha elegido un filtro de 2º orden (LC), constituido por dos componentes, una bobina (L) dispuesta en serie con la carga, que actuará como filtro de corriente, y un condensador (C) colocado en paralelo con la carga que actuará como filtro para la tensión de salida.

Esto se conoce con el término de filtro paso-bajo, el cual impide el paso de los armónicos que sean mayor a una frecuencia de corte prefijada.

Para un sistema de 2º orden, como es nuestro caso, las fórmulas que rigen los parámetros del filtro son las siguientes:

$$f_n = \frac{1}{2\pi \omega_n} \quad \omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \delta = \frac{r_L}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Ecuación 25: Ecuaciones de definición del filtro

Donde f_n es la frecuencia de esquina, ω_n es la pulsación de esquina, r_L es la resistencia óhmica de la bobina, δ es el coeficiente de amortiguamiento, L es la inductancia de la bobina y C es la capacidad del condensador.

Se requiere seguir los siguientes criterios de selección de los elementos pasivos del filtro.

-El coeficiente de amortiguamiento (δ) debe ser elevado para evitar el elevado sobre pico producido en mediaciones de la frecuencia de esquina. Basándonos en la Ilustración 62 se elige un δ en torno a 0.5 ó 0.6.

-La resistencia de la bobina (r_L) será pequeña, en torno a 0.5Ω.

-La frecuencia de esquina (f_n) se deberá elegir lo suficientemente alejada del armónico fundamental para que no le perturbe, pero inferior a la frecuencia de la portadora para que elimine esas componentes perjudiciales.

-Se puede apreciar en la Ecuación 25 que, para un mismo valor de componente resistiva de la bobina (r_L) y de pulsación de esquina (ω_n), el coeficiente de amortiguamiento (δ) crece al aumentar la capacidad del condensador (C) y disminuye al aumentar la inductancia de la bobina (L), por lo que interesa tener un filtro predominantemente capacitivo.

Aunque, para la misma frecuencia de esquina, un aumento en C implica una disminución en L (lo que conlleva un irremediable al aumento del rizado en la corriente de salida del inversor), habrá que elegir unos valores que tengan en consecuencia todo esto.

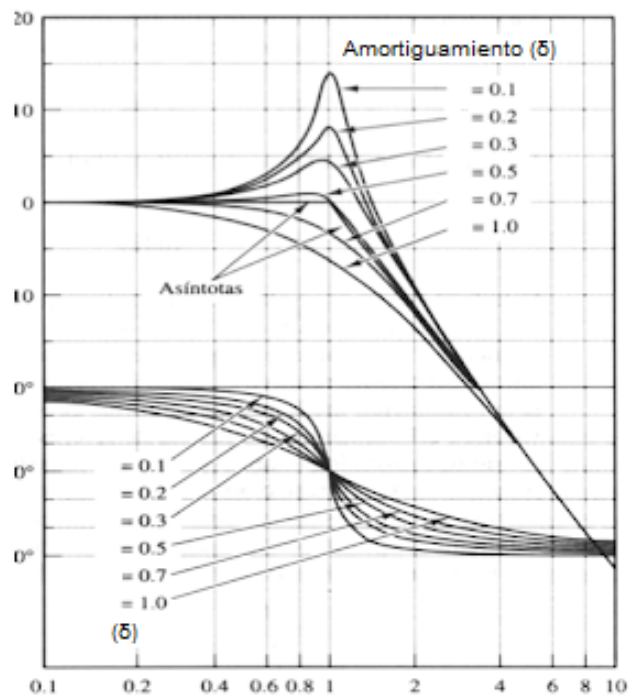


Ilustración 62: Diagrama de Bode según amortiguamiento para un sistema de 2º grado. [6]

Teniendo en cuenta todo lo expuesto anteriormente, se eligen unos valores de inductancia (L) y capacitancia (C) que permitan al filtro eliminar los armónicos perjudiciales sin disminuir en exceso la amplitud del armónico fundamental.

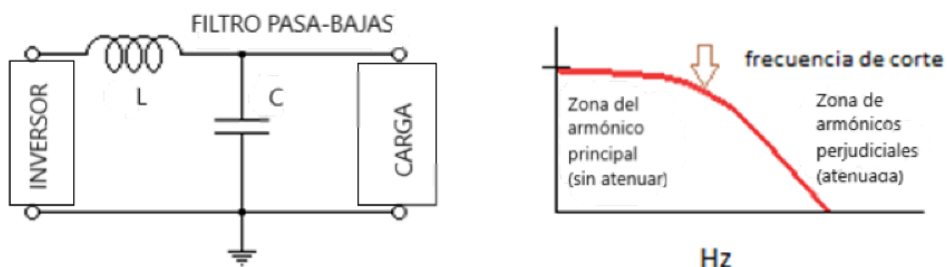


Ilustración 63: Esquema y Bode tipo del Filtro pasa bajas

6.1. RESULTADOS DEL BLOQUE INVERSOR CON FILTRO "LC"

El esquema, con los valores del filtro que finalmente se ha simulado corresponde a la siguiente imagen:

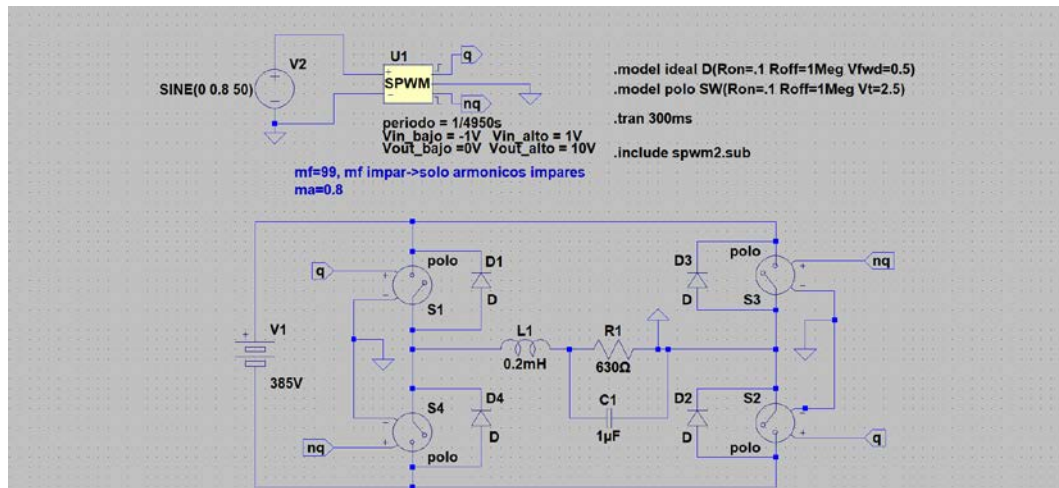


Ilustración 64: Esquema del circuito inversor con filtro LC

Cabe destacar la adición de los diodos en antiparalelo, para así poder solventar el problema que se detalló en la Ilustración 54, en relación al pico de corriente inversa debido a la carga inductiva que este caso se tiene a consecuencia del uso del filtro LC. Esta corriente inversa no será muy grande debido a la poca inductancia que presenta la bobina elegida, pero es prioritario poner estos diodos para evitar posibles problemas.

Estos diodos en antiparalelo también seguirán un modelo genérico como los polos de potencia, el cual se basa básicamente en tener una pequeña resistencia cuando este está polarizado en inversa y una resistencia muy grande cuando está polarizado en inversa.

Finalmente se eligió el filtro con unos valores de $L = 200\mu\text{H}$ y de $C = 1\text{mF}$, que según la Ecuación 25, arroja una frecuencia de esquina $f_n = 355,88\text{ Hz}$ y un coeficiente de amortiguación $\delta = 0,56$.

El valor del coeficiente de amortiguación elegido, es idóneo ya que favorecerá que no aparezca sobre-impulso en amplitud, a la altura de la frecuencia de esquina. Esto mostró en la Ilustración 62, donde se aprecia que una amortiguación con un valor comprendido entre 0.5 y 0.6 carece de un sobre impulso notable.

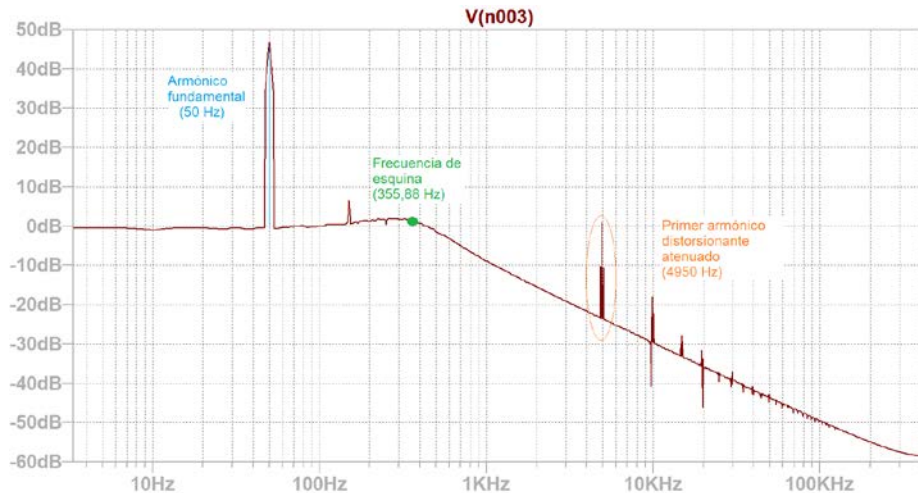


Ilustración 65: Análisis de Fourier (FFT) de la tensión de salida filtrada.

En la ilustración superior se muestra el diagrama FFT de la salida en tensión del inversor con el filtro LC usado.

Como se puede apreciar, prevalece el armónico fundamental con una amplitud de 45 dB (algo atenuado respecto lo que se mostró en la salida sin el filtro de la Ilustración 61). También se aprecia como a partir de la frecuencia de esquina, los valores se atenúan a razón de 20 dB/década, como corresponde a un filtro usado.

Los armónicos distorsionantes aparecen, como ocurría en la Ilustración 61, en múltiplos de la frecuencia portadora, que era de 4950 Hz, pero en esta ocasión, al estar tan atenuados en amplitud, estos armónicos apenas afectan al fundamental con lo que la salida, como se verá a continuación, es prácticamente senoidal a frecuencia 50 Hz.

Las ondas de tensión y corriente en la carga están en fase debido a la poca impedancia que presenta el filtro, lo cual es muy deseable para alcanzar la potencia pico.

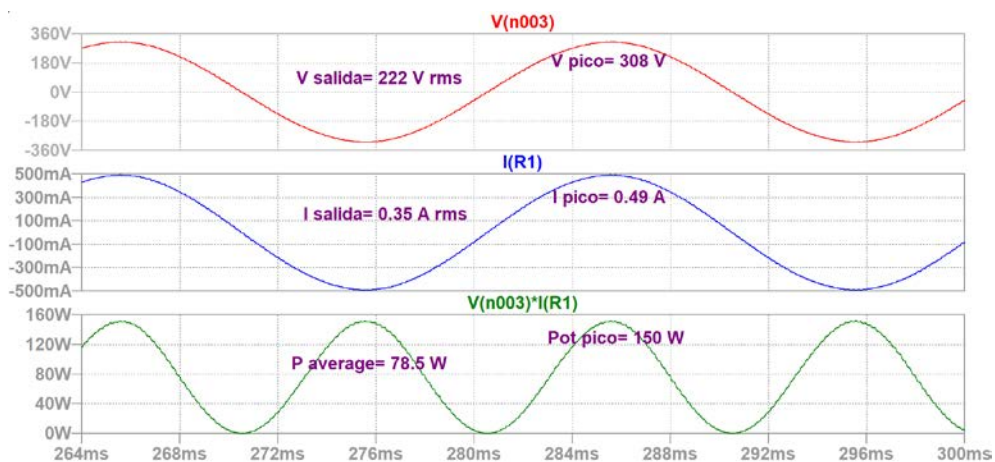


Ilustración 66: Tensión, corriente y potencia de salida filtrada del inversor

Los valores finales obtenidos en la salida son casi calcados a las previsiones de estos que se hizo en la Tabla 1, por lo que el resultado de todo el conjunto inversor es altamente satisfactorio.

-Los MOSFET elegidos para el puente inversor responden a un modelo genérico, como ya se expuso. A continuación, se muestran algunas de las ondas de tensión y corriente que circulan por él y por su diodo antiparalelo.

La corriente que circula por cada transistor es una señal pulsante de medio periodo de envolvente media senoidal. En los transistores S1 y S2 la media onda es positiva y en los S3 y S4 la media onda es negativa. La suma de estas dos medias ondas dará la corriente que circula por la bobina y que se dividirá entre la carga de salida (donde será senoidal casi perfecta) y el condensador.

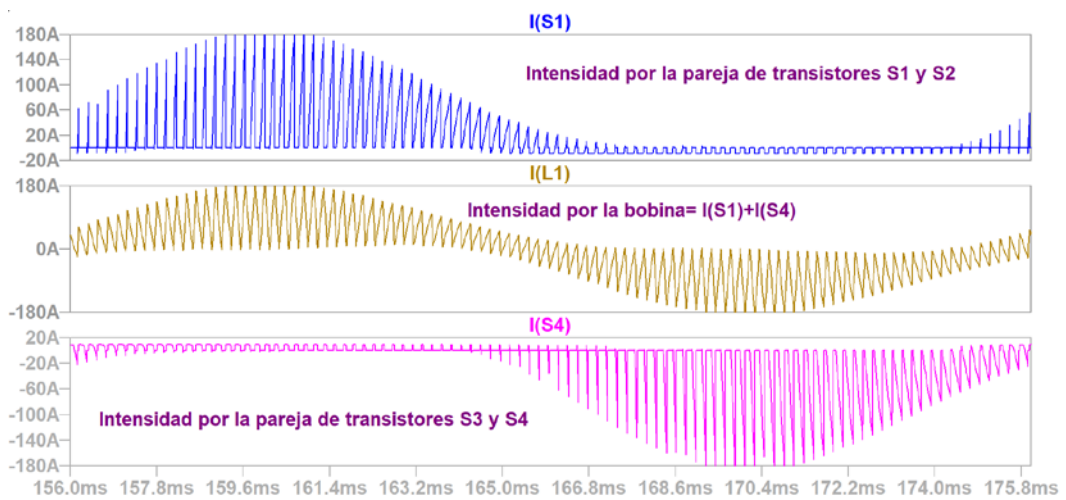


Ilustración 67: Intensidades por los transistores del inversor.

El valor de tensión en los transistores es de 192,5 V medios y de 271,5 V rms. Esta onda de tensión es una señal cuadrada de ancho variable, que varía en su máximo y mínimo entre la tensión de entrada de 385 V.

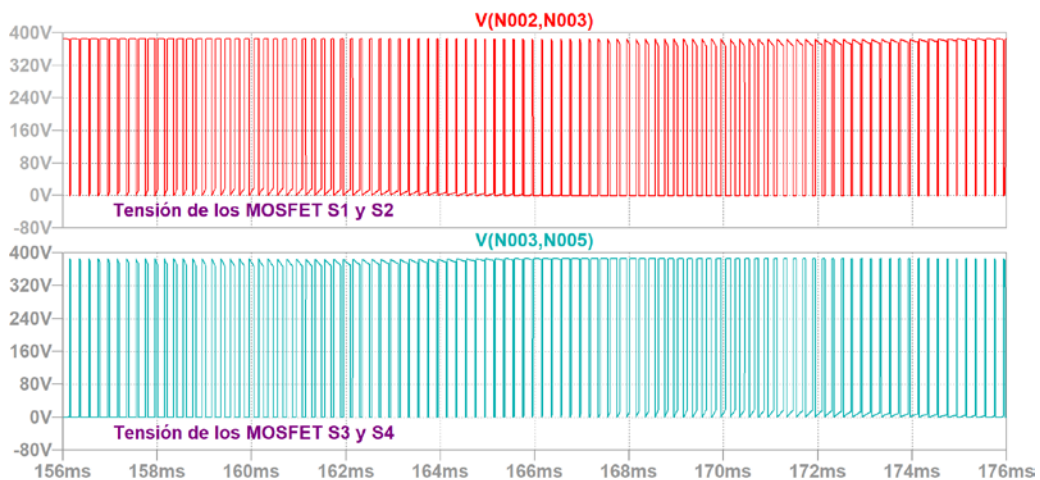


Ilustración 68: Tensiones por los transistores del inversor.

La corriente inversa que circula por los diodos colocados en antiparalelo con los polos de potencia se muestra en la siguiente imagen:

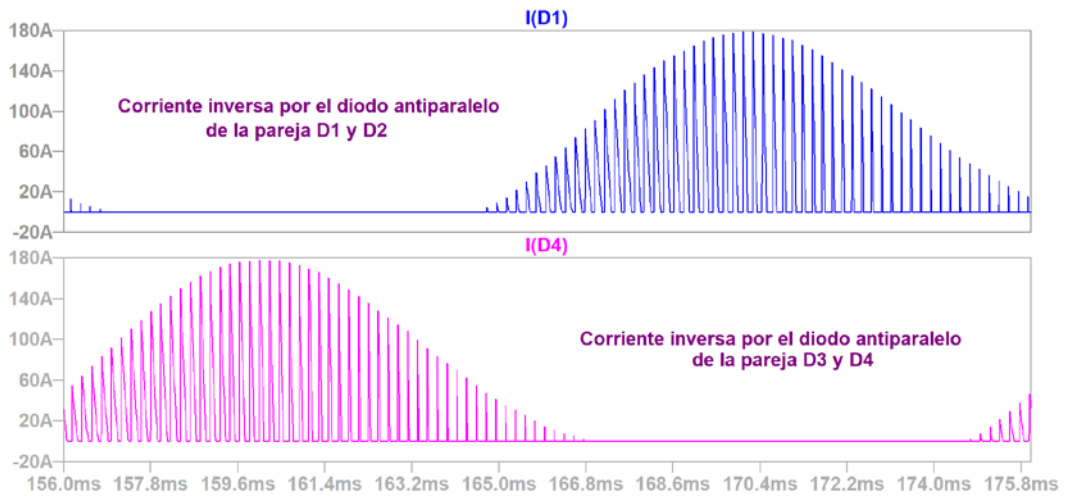


Ilustración 69: Corriente por los diodos en antiparalelo.

-La bobina es de $200\ \mu\text{H}$ de inductancia y soporta unos valores eficaces de tensión y corriente de 320 V y 82 A, con la forma de onda que se muestra en la imagen inferior.

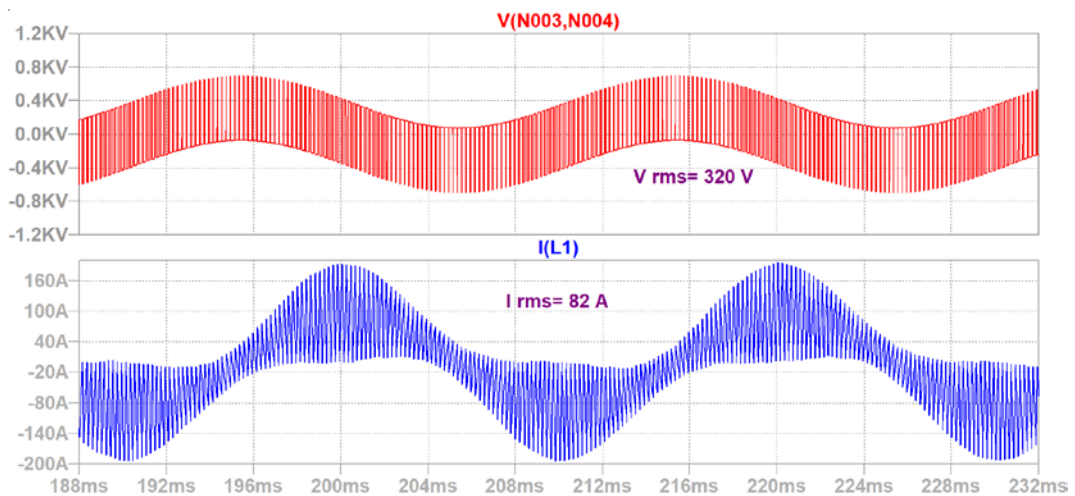


Ilustración 70: Ondas de tensión y corriente de la bobina del inversor.

La bobina funciona como un filtro de intensidad para que la carga posea una onda de corriente que es la línea media senoidal del rizado de la de la bobina.

-El condensador es de un valor capacitivo de 1 mF, con unos valores eficaces de tensión y corriente de 220 V y unos 80 A, como muestra la imagen inferior.

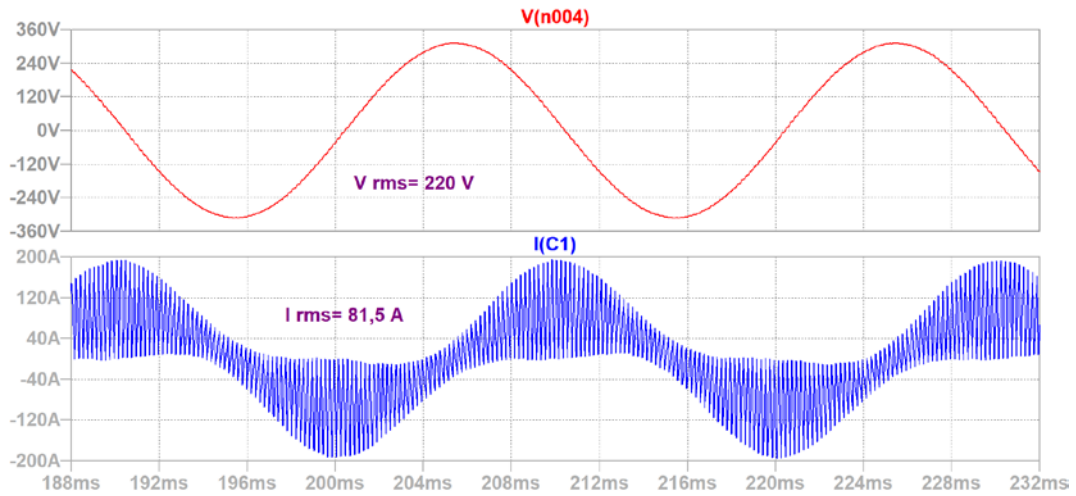


Ilustración 71: Tensión y corriente en el condensador del inversor.

EL condensador funciona como un filtro de tensión, dejando una onda senoidal casi pura, que es la que misma tensión a la cual está sometida la carga.

7. DIMENSIONADO DEL EQUIPO DE REFRIGERACIÓN

[9] En los dispositivos semiconductores, debido al efecto Joule, se pierde potencia en forma de calor, por el hecho de que por ellos fluya una corriente eléctrica.

Este calor generado ha de ser evacuado hacia el exterior si se quiere preservar la integridad del dispositivo semiconductor. Este trabajo lo realiza elementos disipadores, comúnmente llamados radiadores térmicos.

El calor ha de ser evacuado desde la unión PN del dispositivo semiconductor hasta el ambiente que circula alrededor del radiador-disipador.

Esto implica varios cambios de medio, cada uno con sus características térmicas propias.

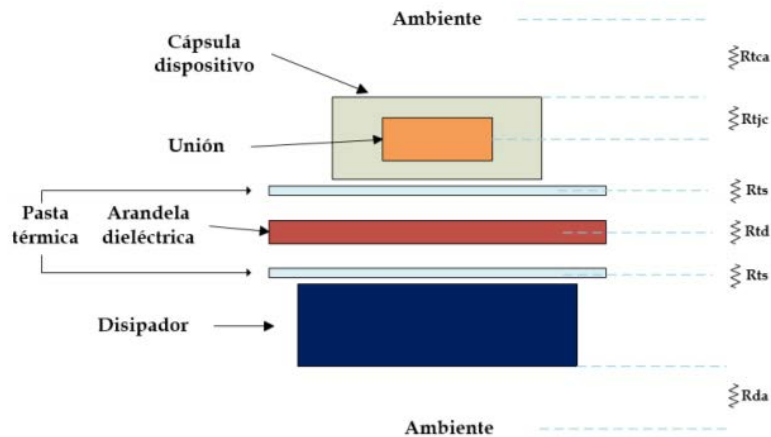


Ilustración 72: Cambios de medio entre el semiconductor, disipador y ambiente [9]

Existe un símil eléctrico para todos estos datos térmicos, que se representa en el siguiente esquema:

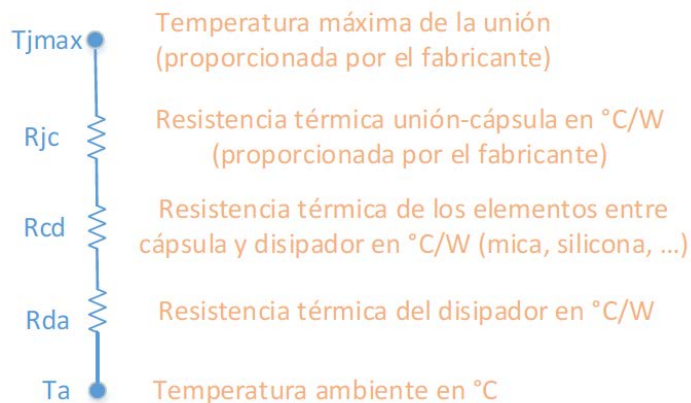


Ilustración 73: Símil de resistencias térmicas semiconductor-disipador [9]

La temperatura entre la unión PN y el encapsulado (T_j) será menor que la máxima que indica el fabricante y seguirá la ecuación siguiente:

$$T_j \leq T_{j\text{máx}} = T_a + P_d \cdot R_{ja}$$

Ecuación 26: Temperatura de unión del semiconductor

Donde P_d es la potencia que disipa el dispositivo y que habrá que evacuar mediante el radiador.

El otro elemento de la Ecuación 26 es R_{ja} que se desglosa en los siguientes parámetros:

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} + R_{da}$$

Ecuación 27: Resistencias térmicas entre la unión y el ambiente

Donde R_{ja} y R_{jc} están limitados por los valores máximos que dictan las hojas de características, mientras que R_{cd} depende del material que se use para la unión entre el encapsulado del dispositivo y el radiador a elegir.

Finalmente, R_{da} es la resistencia térmica del disipador, que será la variable a obtener, necesaria para elegir las características del radiador.

7.1. POTENCIA DISIPADA POR LOS DIODOS SCHOTTKY:

La elección de los diodos Schottky, en ambos circuitos elevadores de tensión, se basó en los siguientes parámetros:

- Capaz de bloquear la tensión de trabajo del convertidor y sus sobrepicos transitorios.
- Capaz de soportar la corriente de trabajo del convertidor.
- Que posea una tensión umbral muy pequeña para tener menores pérdidas.
- Rapidez en la conmutación para trabajar a altas frecuencias y así tener pocas pérdidas.

7.1.1. Diodo Schottky del 1º circuito elevador:

El diodo Schottky seleccionado para este 1º circuito elevador fue el SK310A, cuyos principales parámetros, sacados de las hojas de características adjuntas, se resumen en la tabla de la izquierda, mientras que la tabla de la derecha muestra los valores que presenta el diodo para la situación particular estudiada:

"Características Comerciales Máximos"	
V_{RRM}	100 V
V_{RMS}	70 V
V_R	100 V
$I_{F(AV)}$	3 A
I_{FMS}	100 A
V_F	0,85 V
@ ($I_{FM} = 3A$, $T_j = 25^\circ C$)	
$I_R @ (T_j = 25^\circ C)$	0,5 A

Tabla 2: Características comerciales del primer diodo Schottky

"Características particulares"	
V_{RRM}	73 V
V_{RMS}	63 V
V_R	73 V
$I_{F(AV)}$	2,4 A
I_{FMS}	13,2 A
V_F	0,8 V
@ ($I_{FM} = 2,4A$, $T_j = 25^\circ C$)	
$I_R @ (T_j = 25^\circ C)$	0,01 mA

Tabla 3: Características particulares del primer diodo Schottky

[10] pág.31 Las pérdidas cuando el diodo está polarizado en directa (conducción) y las pérdidas cuando está polarizado en inversa (bloqueo) se calcularán usando las siguientes fórmulas:

$$P_{directa} = V_F \cdot I_{F(AV)}$$

Ecuación 28: Potencia disipada en conducción por un diodo Schottky.

$$P_{inversa} = V_{RMS} \cdot I_R \approx 0$$

Ecuación 29: Potencia disipada en bloqueo por un diodo Schottky.

Para este diodo Schottky en particular, las pérdidas quedan así:

$$P_{directa} = 0,8 \cdot 2,4 = 1,92 \text{ W}$$

$$P_{inversa} = 63 \cdot (0,01 \times 10^{-3}) = 0,63 \text{ mW}$$

$$P_d(\mathbf{1^\circ \text{ Diodo}}) = P_{directa} + P_{inversa} = \mathbf{1,92 \text{ W}}$$

7.1.2. Diodo Schottky del 2º circuito elevador:

El diodo Schottky seleccionado para este 2º circuito elevador fue el CD214A-F1600, cuyos principales parámetros, sacados de las hojas de características adjuntas, se resumen, en la tabla de la izquierda, mientras que la tabla de la derecha muestra los valores que presenta el diodo para la situación particular estudiada:

"Características Comerciales Máximas"	
V_{RRM}	600 V
V_{RMS}	420 V
V_R	600 V
$I_{F(AV)}$	1 A
I_{FMS}	25 A
V_F	1,7 V
@ ($I_{FM} = 1A$, $T_j = 25^\circ C$)	
$I_R @ (T_j = 25^\circ C)$	5 μA

Tabla 4: Características comerciales del segundo diodo Schottky.

"Características particulares"	
V_{RRM}	385 V
V_{RMS}	348 V
V_R	385 V
$I_{F(AV)}$	0,41 A
I_{FMS}	2,3 A
V_F	0,85 V
@ ($I_{FM} = 0,41 A$, $T_j = 25^\circ C$)	
$I_R @ (T_j = 25^\circ C)$	2 μA

Tabla 5: Características particulares del segundo diodo Schottky.

Para este diodo Schottky en particular, las pérdidas quedan así:

$$P_{directa} = 0,85 \cdot 0,41 = 0,35 \text{ W}$$

$$P_{inversa} = 348 \cdot (2 \times 10^{-6}) = 0,7 \text{ mW}$$

$$P_d(\text{2º Diodo}) = P_{directa} + P_{inversa} = 0,35 \text{ W}$$

7.2. POTENCIA DISIPADA POR LOS TRANSISTORES MOSFET:

La elección de los transistores de potencia MOSFET de canal N se basó en lo siguiente:

- Poseen una tensión entre en drenador y el surtidor (V_{DS}) capaz de bloquear la tensión de salida requerida y los sobre-picos del régimen transitorio.
- Son capaces de soportar la corriente que fluye por el drenador en régimen estacionario (I_D).
- Poseen una resistencia interna ($r_{DS(on)}$) lo suficientemente pequeña para tener pocas pérdidas en conducción.
- Los tiempos de cambios de estado (on-off), son rápidos para tener pocas pérdidas de conmutación.

7.2.1. MOSFET del 1º circuito elevador:

El transistor MOSFET seleccionado para este 1º circuito elevador fue el FDP070AN06A0, cuyos principales parámetros, sacados de las hojas de características adjuntas, se resumen a continuación:

"Características comerciales Máximas"	
V_{DS}	60 V
I_D	80 A
$r_{DS(on)}$	7 mΩ
V_{GS}	±20 V
$t_{rise} (@V_{GS}= 10 \text{ V})$	159 ns
$t_{fall} (@V_{GS}= 10 \text{ V})$	35 ns
$t_{delay(on)} (@V_{GS}= 10 \text{ V})$	12 ns
$t_{delay(off)} (@V_{GS}= 10 \text{ V})$	27 ns
$t_{total \text{ rise+fall+delay}}$	233 ns

Tabla 6: Características comerciales del primer MOSFET.

"Características particulares"	
V_{DS}	13 V
I_D	10,26 A
D	0,818
f_{conm}	20 kHz
V_{GS}	10 V

Tabla 7: Características particulares del primer MOSFET.

[10] **pág.28** Las pérdidas cuando el transistor está activo y las pérdidas cuando está conmutando se calcularán usando las siguientes fórmulas:

$$P_{conducción} = r_{DS(on)} \cdot I_D^2 \cdot D$$

Ecuación 30: Potencia disipada en conducción por un MOSFET

$$P_{conmutación} = V_{DS} \cdot I_D \cdot (t_{total \text{ rise+fall+delay}}) \cdot f_{conm}$$

Ecuación 31: Potencia disipada en conmutación por un MOSFET.

Para este transistor MOSFET en particular, las pérdidas quedan así:

$$P_{conducción} = 0,007 \cdot 10,26^2 \cdot 0,818 = 603 \text{ mW}$$

$$P_{conmutación} = 13 \cdot 10,26 \cdot (233 \times 10^{-9}) \cdot 20 \times 10^3 = 622 \text{ mW}$$

$$P_d(\mathbf{1^\circ \text{ MOSFET}}) = P_{conducción} + P_{conmutación} = \mathbf{1,225 \text{ W}}$$

7.2.2. MOSFET del 2º circuito elevador:

El transistor MOSFET seleccionado para este 2º circuito elevador fue el STW11NM80 con encapsulado (TO-247), cuyos principales parámetros, sacados de las hojas de características adjuntas, se resumen a continuación:

"Características Comerciales Máximas"	
V_{DS}	800 V
I_D	11 A
$r_{DS(on)}$	0,4 Ω
V_{GS}	± 30 V
t_{rise} (@ $V_{GS} = 10$ V)	17 ns
t_{fall} (@ $V_{GS} = 10$ V)	15 ns
$t_{delay(on)}$ (@ $V_{GS} = 10$ V)	22 ns
$t_{delay(off)}$ (@ $V_{GS} = 10$ V)	46 ns
$t_{total\ rise+fall+delay}$	100 ns

Tabla 8: Características comerciales del segundo MOSFET.

"Características particulares"	
V_{DS}	70 V
I_D	1,88 A
D	0,818
f_{conm}	20 kHz
V_{GS}	10 V

Tabla 9: Características particulares del segundo MOSFET.

Para este transistor MOSFET en particular, las pérdidas quedan así:

$$P_{conducción} = 0,4 \cdot 1,88^2 \cdot 0,818 = 1,15 \text{ W}$$

$$P_{conmutación} = 70 \cdot 1,88 \cdot (100 \times 10^{-9}) \cdot 20 \times 10^3 = 0,26 \text{ W}$$

$$P_d(\text{2º MOSFET}) = P_{conducción} + P_{conmutación} = \mathbf{1,42 \text{ W}}$$

7.2.3. Transistores del puente inversor:

Los transistores del puente inversor son dispositivos genéricos, ya que cuando se simuló este circuito se consideró que así fueran.

Para determinar la potencia consumida en estos dispositivos, dado que no se tiene hoja de características donde sacar datos para el cálculo de la potencia de disipación mediante formulación matemática, esta se calculará como la diferencia entre la potencia que se tenía disponible a la entrada del conjunto inversor (desde la batería), la potencia de salida final (para su consumo) y las potencias que disipan los transistores y diodos ya calculadas.

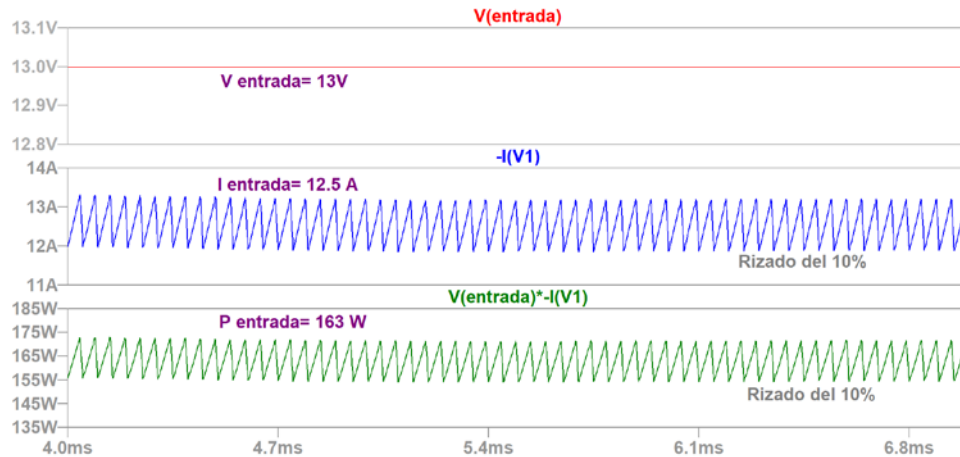


Ilustración 74: Valores a la entrada del dispositivo, desde la batería.

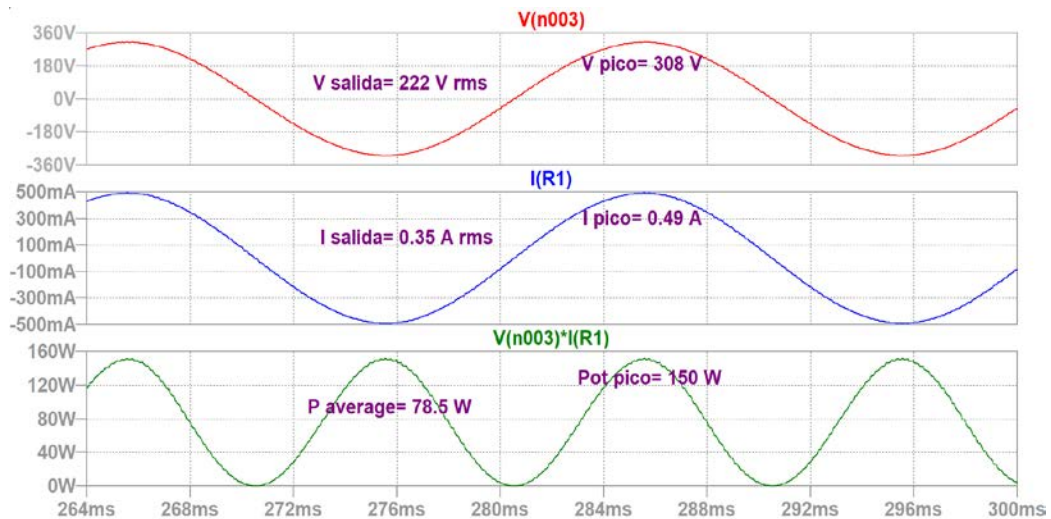


Ilustración 75: Valores a la salida del dispositivo, para su consumo.

Como se aprecia en las dos imágenes superiores, que representan los valores de entrada al conjunto inversor (desde la batería) y los valores de salida del mismo (hacia los dispositivos de consumo), el rendimiento del conjunto es de un 92%, con una potencia a la entrada de 163 W, y unos 150 W de valor pico a la salida. Un rendimiento mejor que el que previmos en los valores estimados de la Tabla 1, que era de un 85% para el global del dispositivo inversor.

Según las pérdidas de los elementos analizados hasta ahora tenemos que:

$$P_{ent} = P_{sal} + P_d(1^{\circ} \text{ MOSFET}) + P_d(2^{\circ} \text{ MOSFET}) + P_d(1^{\circ} \text{ Diodo}) \\ + P_d(2^{\circ} \text{ Diodo}) + P_d(\text{Transistores puente inversor})$$

Ecuación 32: Balance global de potencias.

Despejando la incógnita de la potencia disipada para los transistores del puente inversor y sustituyendo valores nos queda que:

$$\begin{aligned}
 P_d(\text{Transistores puente inversor}) &= P_{ent} - P_{sal} - P_d(1^{\circ} \text{ MOSFET}) - P_d(2^{\circ} \text{ MOSFET}) \\
 &\quad - P_d(1^{\circ} \text{ Diodo}) - P_d(2^{\circ} \text{ Diodo}) \\
 &= 163 - 150 - 1,23 - 1,42 - 1,92 - 0,35 = 8,08 \text{ W}
 \end{aligned}$$

Este valor sería para el conjunto de los 4 transistores del puente inversor. Teniendo en cuenta que en otros elementos de los circuitos analizados también hay pérdida de potencia, aunque muy pequeña, dejamos un total de 8 W para dividir en los 4 transistores, que hace un total de 2 W a disipar por cada uno de ellos.

$$P_d(\text{Transistores puente inversor}) = 8 \text{ W}$$

7.3. CÁLCULO DE LOS DISIPADORES DE CALOR:

[10] **pág.32** Debido a que se tienen varios dispositivos que han de disipar calor y debido a la cercanía de unos con otros, aun poseyendo cada uno un radiador, la temperatura del entorno sería elevada, por lo que como solución se propone la instalación de un único radiador disipador para toda la placa base del conjunto inversor.

Dado que todos los semiconductores estarán en contacto bajo el mismo radiador, es imprescindible, colocar, entre cada semiconductor individual y el radiador común, un aislante eléctrico, que además sea conductor térmico. Para desempeñar esta labor se elige mica aislante, la cual presenta una resistencia térmica de 0,12 °C/W.

También cabría valorar la colocación de un dispositivo de ventilación forzada (un ventilador), que evacue todo el calor disipado por los semiconductores y lo aleje de los componentes hacia el ambiente de manera efectiva.

Finalmente se decide la instalación de un único radiador disipador, que como es típica en estos dispositivos inversores, es la misma carcasa del dispositivo.

Los datos más relevantes para su cálculo se presentan en la siguiente tabla:

	Unión- Ambiente	Unión- Encapsulado	(Mica Aislante)	Potencia Disipada (W)	
	Tj máx (°C)	Rja máx (°C/W)	Rjc máx (°C/W)		Rcd (°C/W)
Diodo 1er Booster	125	-	-	0,12	1,92
Diodo 2º Booster	150	-	-	0,12	0,35
MOSFET 1er Booster	175	62	0,86	0,12	1,23
MOSFET 2o Booster	150	50	0,83	0,12	1,42
Transistores puente inversor	-	-	-	0,12	8
Valores medios para el cálculo del radiador único	100	50	0,83	0,12	12,92

Tabla 10: Resumen de parámetros térmicos de los semiconductores de potencia.

Donde se ha elegido una temperatura máxima admisible para la unión de los semiconductores que no supere los 100 °C, un valor más holgado para adecuarlo al conjunto del dispositivo.

Aplicando la Ecuación 26, considerando los valores medios expuestos en la tabla anterior y una temperatura ambiente máxima de 35 °C.

$$100 \text{ °C} = 35 \text{ °C} + 12,92 * R_{ja}^{\text{máx teórico}} \rightarrow$$

$$\rightarrow R_{ja}^{\text{máx teórico}} = 5,03 \frac{\text{°C}}{\text{W}} < R_{ja}^{\text{máx Hojas características}} = 50 \frac{\text{°C}}{\text{W}}$$

Teniendo esto en cuenta, mediante la Ecuación 27, que con el valor máximo que obtenemos en la hoja de características para Rjc, y el Rcd de la mica aislante elegida, nos quedará el valor máximo de la resistencia térmica del disipador al ambiente, parámetro de elección del radiador-disipador a utilizar para este caso:

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} + R_{da} \rightarrow R_{da} = R_{ja} - R_{jc} - R_{cd} \rightarrow$$

$$R_{da}^{\text{máx}} = 5,03 - 0,83 - 0,12 = \mathbf{4,08} \frac{\text{°C}}{\text{W}}$$

El radiador disipador deberá tener una resistencia térmica máxima de 4,08 °C/W.

Dado que el disipador va a ser la propia carcasa del conjunto inversor, habrá que limitar la temperatura de esta, que se fija en un valor máximo de 40 °C, con lo que aplicando la Ecuación 26 entre el disipador y el ambiente, tenemos acotado el valor de la resistencia térmica del propio radiador.

$$T_{disp}^{\text{máx}} = T_a + P_d \cdot (R_{da}) \rightarrow 40 = 35 + 12,92 \cdot (R_{da}) \rightarrow R_{da} = \mathbf{0,39} \frac{\text{°C}}{\text{W}}$$

El valor final para el disipador de calor será de 0,39 °C/W.

Con este dato podemos proceder al cálculo de la temperatura máxima admisible en la unión de los transistores de los boosters, ya que son de los únicos transistores de los que tenemos datos (sacados de sus hojas de características) para calcularlo:

-Temperatura máxima de la unión en el MOSFET del 1º booster:

$$T_j^{m\acute{a}x} = T_{disp}^{m\acute{a}x} + P_d \cdot (R_{jc} + R_{cd}) = 40 + 1,23 \cdot (0,86 + 0,12) = \mathbf{41,2 \text{ } ^\circ\text{C}}$$

-Temperatura máxima de la unión en el MOSFET del 2º booster:

$$T_j^{m\acute{a}x} = T_{disp}^{m\acute{a}x} + P_d \cdot (R_{jc} + R_{cd}) = 40 + 1,42 \cdot (0,83 + 0,12) = \mathbf{41,35 \text{ } ^\circ\text{C}}$$

Todas estas temperaturas son menores a las impuestas en las respectivas hojas de características de los transistores, por tanto, la integridad de los dispositivos semiconductores estudiados está asegurada.

Una disposición típica de estos dispositivos inversores es la que se muestra en la imagen inferior, donde se puede observar que el dispositivo radiador disipador es también la carcasa que envuelve la placa base del conjunto.

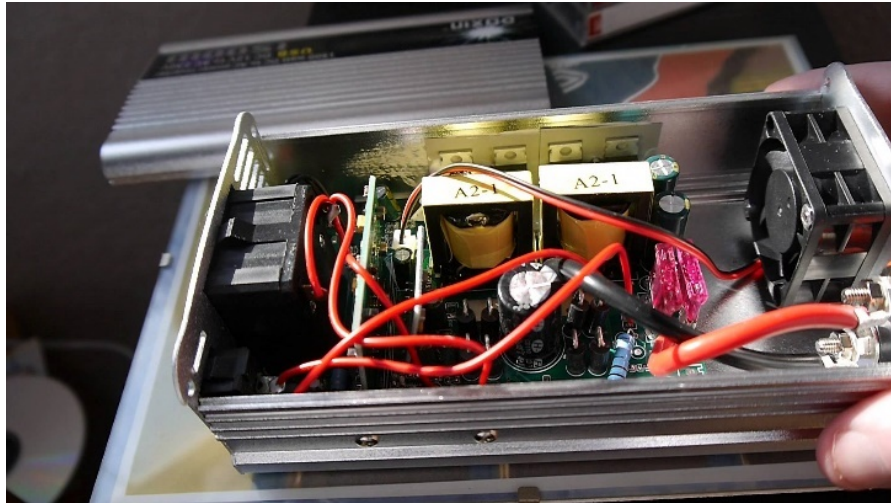


Ilustración 76: Disposición de los elementos del inversor con una carcasa disipadora y ventilador

En esa imagen se aprecia como los transistores están adheridos, a través de una palca aislante, directamente en la carcasa disipadora de aluminio con un pequeño espesor para que se evacúe eficazmente el calor.

También se dispone de un ventilador, como dispositivo de ventilación forzada, que ayudará a evacuar el calor y mantener una temperatura segura para los circuitos y sus elementos.

Como apunte final se adjunta una hoja de características de un dispositivo inversor comercial, de la empresa *Xantrex*, y de una potencia igual a la que se analizó en este documento, que fueron 150 W.

Inversores Xantrex



Inversores de corriente de 12 VCC a 230 VCC /50 Hz



Corriente alterna portátil de la batería de su vehículo

Los Inversores Xantrex son ideales para suministrar corriente a equipos recreativos, equipos móviles de oficina y otras aplicaciones eléctricas, y convierten los 12 V de CC de la batería en 230 voltios de CA. Los inversores están disponibles en diversos tamaños y pueden suministrar corriente a diversos equipos eléctricos, entre los que se incluyen equipos de fax, TV, ordenadores portátiles, cámaras de vídeo, equipos de sonido, pequeñas herramientas eléctricas y lámparas de trabajo.

Es importante elegir el tamaño de Inversor adecuado para cada aplicación. Por ejemplo, el Inversor Xantrex 150 permite hacer funcionar un ordenador portátil durante aproximadamente 9 horas con una batería de 75 amperios-hora; el Xantrex 300 puede hacer funcionar una TV de 49 cm (19") durante aproximadamente 6 horas con una batería del mismo tipo. El tiempo exacto de funcionamiento depende del consumo del aparato y del tamaño y el estado de la batería. El Inversor Xantrex 500 se puede utilizar en lugar de un generador para cargas intermitentes o de baja potencia.

Características del producto

- ▶ Disponible en modelos de 150, 300 ó 500 vatios
- ▶ Ofrecen una resistencia a la sobretensión de 300, 600 ó 1000 vatios
- ▶ Disponible en tres configuraciones de toma de CA: Schuko, RU y AUS/NZ
- ▶ La salida regulada protege los equipos delicados
- ▶ Tamaño compacto para facilitar su almacenamiento y uso
- ▶ Desconexión automática que evita la descarga total de las baterías
- ▶ Funcionamiento silencioso
- ▶ Soportes de montaje para facilitar la instalación (Inversores Xantrex 300 y 500)

Características de protección

- ▶ Desconexión por exceso de temperatura
- ▶ Desconexión por sobrecarga
- ▶ Desconexión por baja tensión (a 10,0 VCC)
- ▶ Desconexión por alta tensión (a 15,0 VCC)
- ▶ Alarma por baja tensión (a 10,7 VCC)
- ▶ Protección contra cortocircuitos
- ▶ Inversión de la polaridad de la batería (protección por fusibles)
- ▶ Confirmación de fallos en la conexión mediante el indicador LED

© 2003 Xantrex Technology Inc. Todos los derechos reservados. Xantrex es una marca comercial registrada de Xantrex International. Número de referencia 03-0088-01-01. Hecho en Canadá.

Xantrex Technology Inc.

Oficina principal
8999 Nelson Way
Burnaby, Columbia Británica
Canadá V5A 4B5
Teléfono gratuito: 800 670
0707
Fax: 604 420 1591

Edificio Diagonal 2A,
C/ Constitución 3, 4º 2ª
08960 Sant Just Desvern
Barcelona, España
Tel. general: +34 93.470.5330
Fax general: +34 93.473.6093

5916 195th Northeast
Arlington, Washington
EE.UU. 98223
Teléfono gratuito: 800 446
6180
Fax: 360 925 5144

www.xantrex.com

Inversores Xantrex

xantrex

Inversores de corriente de 12 VCC a 230 VCC /50 Hz

Especificaciones eléctricas			
Modelos	150	300	500
Potencia de salida (continua)	150 W	300 W	500 W
Capacidad de resistencia a la sobretensión (máxima)	300 W	600 W	1000 W
Voltaje de salida	230 VCA +/- 5%	230 VCA +/- 5%	230 VCA +/- 5%
Frecuencia de salida	50 +/- 3Hz	50 +/- 3Hz	50 +/- 3Hz
Forma de onda de salida	Onda sinusoidal modificada	Onda sinusoidal modificada	Onda sinusoidal modificada
Eficiencia máxima	90%	90%	90%
Consumo de corriente sin carga	<0,18 A	<0,2 A	<0,3 A
Rango de voltaje de entrada	10 – 15 VCC	10 – 15 VCC	10 – 15 VCC
Especificaciones generales			
Rango de temperatura	0°C a 40°C (32°F a 104°F)	0°C a 40°C (32°F a 104°F)	0°C a 40°C (32°F a 104°F)
Toma de CA	Schuko, UK y AUS/NZ	Schuko, UK y AUS/NZ	Schuko, UK y AUS/NZ
Pantalla	Indicadores LED de encendido y fallos	Indicadores LED de encendido y fallos	Indicadores LED de encendido y fallos
Conexión a la batería	Enchufe para encendedor	Toma de CC para encendedor o abrazaderas de cables	Cableado y abrazaderas
Soporte para montaje	Ninguno	Incorporado	Incorporado
Fusible de CC Interno	No sustituible por el usuario	No sustituible por el usuario	No sustituible por el usuario
Dimensiones (Al x An x L)	2,5 x 4,1 x 6,2" (63 x 104 x 157 mm)	2,6 x 4,1 x 7,9" (66 x 104 x 200 mm)	2,6 x 4,4 x 9,5" (66 x 112 x 241 mm)
Peso	0,65 kg (1,54 lb)	0,79 kg (1,74 lb)	1,2 kg (2,6 lb)
Garantía	2 años	2 años	2 años
Números de referencia	851-0155 (AUS/NZ) 851-0156 (UK) 851-0157 (Schuko)	851-0305 (AUS/NZ) 851-0306 (UK) 851-0307 (Schuko)	851-0505 (AUS/NZ) 851-0506 (UK) 851-0507 (Schuko)
Aprobaciones reguladoras			
Inversores Xantrex 150	CE, TÜV/GS, marca e		
Inversores Xantrex 300/500	CE, aprobación TÜV, marca e		

Nota 1: Las especificaciones pueden cambiar sin previo aviso.

Nota 2: Las especificaciones se basan en una entrada nominal de 12 voltios de CC.

Nota 3: *Para utilizar productos que requieren cargas de sobretensión elevadas o una potencia continua superior a 500 vatios con el Inversor Xantrex 300 ó 500, se recomienda conectar directamente el Inversor a la batería mediante cables.

Tiempos de funcionamiento continuo con productos habituales

Ejemplos	Potencia en vatios	Tamaño de grupo de baterías BCI (amperios hora)			
		24 NF (75)	27 NF (100)	8 D (200)	Dual 8D (400)
TV de 33 cm (13")	50	14 horas	18 horas	42 horas	90 horas
Ordenador portátil	75	9	13	26	52
TV de 48 cm (19")	100	6	10	20	40
Ordenador de sobremesa	200*	3	4,5	10	20
Lámparas de trabajo	300*	2	2-8	6	12
Pequeño taladro eléctrico	400	1,4	2	4,5	10
Aspiradora portátil	500	1	1,4	3,6	7,6

8. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS

En este documento se ha desarrollado la simulación del conjunto inversor mediante circuitos que han sido simulados de forma independiente para focalizar el análisis de los resultados de manera individual y aislada.

Una línea futura para este trabajo sería el análisis de los resultados si se simulasen, mediante ordenador, todos los circuitos de forma conjunta.

La principal conclusión que se extrae de este estudio, es el gran parecido entre los valores previstos teóricamente, mediante fórmulas matemáticas simples, y los resultados que se obtienen por simulación mediante software informático, teniendo en cuenta elementos no ideales, que se aproximan más a la realidad.

Lo que se ha desarrollado en este estudio, sería un primer paso para el diseño de un prototipo con componentes reales, para su posterior análisis en el laboratorio.

Otra posible vía para la continuación del desarrollo de este estudio tendría que ver con la rama de la electrónica digital, es decir, toda la parte del control y sensado de referencias estaría controlado con un microcontrolador, lo cual es algo muy común en la industria electrónica.


Otro objetivo, podría ser el aumento de la potencia de consumo final, ya que 150 W pueden quedarse algo cortos para lo que demandan los aparatos de hoy en día. Esto posiblemente sea una ventaja indirecta del uso de la electrónica digital.

Una última línea de trabajo podría ser abordar con otro planteamiento distinto el problema de pasar los 13 V de continua de la batería del coche hasta los 230 V rms de alterna para consumo. Esto se podría solventar mediante una primera etapa de inversión de la tensión continua a alterna y una última etapa de elevado de tensión alterna hasta la requerida, usando para ello un simple transformador. Se compararían resultados y se podría ver si es económicamente más atractivo, el uso de menos componentes (bobinas, transistores...), por el uso de un transformador con núcleo de hierro. También tendría un papel primordial las pérdidas que se producirían en cada situación.

9. ANEXOS

ANEXO 1: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL MOSFET DEL 1º BOOSTER

"El MOSFET elegido es el *IPP110N20N3* y pertenece a la empresa *Fairchild*."


October 2013

FDP070AN06A0

N-Channel PowerTrench[®] MOSFET

60 V, 80 A, 7 mΩ

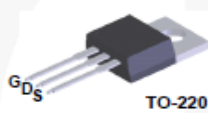
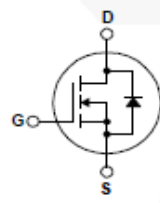
Features

- $R_{DS(on)}$ = 6.1 mΩ (Typ.) @ $V_{GS} = 10\text{ V}$, $I_D = 80\text{ A}$
- $Q_{g(ter)}$ = 51 nC (Typ.) @ $V_{GS} = 10\text{ V}$
- Low Miller Charge
- Low Q_r Body Diode
- UIS Capability (Single Pulse and Repetitive Pulse)

Applications

- Synchronous Rectification for ATX / Server / Telecom PSU
- Battery Protection Circuit
- Motor Drives and Uninterruptible Power Supplies

Formerly developmental type 82567

MOSFET Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	FDP070AN06A0	Unit
V_{DSS}	Drain to Source Voltage	60	V
V_{GS}	Gate to Source Voltage	±20	V
I_D	Drain Current		
	Continuous ($T_C < 97^\circ\text{C}$, $V_{GS} = 10\text{V}$)	80	A
E_{AS}	Pulsed	Figure 4	A
	Single Pulse Avalanche Energy (Note 1)	190	mJ
P_D	Power dissipation	175	W
	Derate above 25°C	1.17	W/°C
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature	-55 to 175	°C

Thermal Characteristics

$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance Junction to Case, Max.	0.86	°C/W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance Junction to Ambient, Max. (Note 2)	62	°C/W

©2003 Fairchild Semiconductor Corporation
FDP070AN06A0 Rev. C2
1
www.fairchildsemi.com

FDP070AN06A0 — N-Channel PowerTrench[®] MOSFET

Package Marking and Ordering Information

Device Marking	Device	Package	Reel Size	Tape Width	Quantity
FDP070AN06A0	FDP070AN06A0	TO-220	N/A	N/A	50 units

Electrical Characteristics $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
--------	-----------	-----------------	-----	-----	-----	------

Off Characteristics

$B_{V_{DS}}$	Drain to Source Breakdown Voltage	$I_D = 250\mu\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	60	-	-	V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 50\text{V}$ $V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	1	μA
I_{GSS}	Gate to Source Leakage Current	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA

On Characteristics

$V_{GS(TH)}$	Gate to Source Threshold Voltage	$V_{GS} = V_{DS}$, $I_D = 250\mu\text{A}$	2	-	4	V
$r_{DS(ON)}$	Drain to Source On Resistance	$I_D = 80\text{A}$, $V_{GS} = 10\text{V}$ $I_D = 80\text{A}$, $V_{GS} = 10\text{V}$, $T_J = 175^\circ\text{C}$	-	0.0081	0.007	Ω
			-	0.0127	0.015	

Dynamic Characteristics

C_{ISS}	Input Capacitance	$V_{DS} = 25\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$	-	3000	-	pF
C_{OSS}	Output Capacitance		-	510	-	pF
C_{RSS}	Reverse Transfer Capacitance		-	230	-	pF
$Q_g(TOT)$	Total Gate Charge at 10V	$V_{GS} = 0\text{V}$ to 10V	-	51	66	nC
$Q_g(TH)$	Threshold Gate Charge	$V_{GS} = 0\text{V}$ to 2V	-	5.4	7	nC
Q_{gs}	Gate to Source Gate Charge	$V_{DD} = 30\text{V}$ $I_D = 80\text{A}$ $I_g = 1.0\text{mA}$	-	17	-	nC
Q_{gs2}	Gate Charge Threshold to Plateau		-	11.6	-	nC
Q_{gd}	Gate to Drain "Miller" Charge		-	16	-	nC

Switching Characteristics ($V_{GS} = 10\text{V}$)

t_{ON}	Turn-On Time	$V_{DD} = 30\text{V}$, $I_D = 80\text{A}$ $V_{GS} = 10\text{V}$, $R_{GS} = 5.6\Omega$	-	-	256	ns
$t_{d(ON)}$	Turn-On Delay Time		-	12	-	ns
t_r	Rise Time		-	159	-	ns
$t_{d(OFF)}$	Turn-Off Delay Time		-	27	-	ns
t_f	Fall Time		-	35	-	ns
t_{OFF}	Turn-Off Time		-	-	93	ns

Drain-Source Diode Characteristics

V_{SD}	Source to Drain Diode Voltage	$I_{SD} = 80\text{A}$	-	-	1.25	V
		$I_{SD} = 40\text{A}$	-	-	1.0	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 75\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	34	ns
Q_{RR}	Reverse Recovered Charge	$I_{SD} = 75\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	35	nC

Notes:

- Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 93\mu\text{H}$, $I_{AS} = 64\text{A}$.
- Pulse width = 100s.

ANEXO 2: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL DIODO DEL 1º BOOSTER

“El diodo Schottky SK310A elegido pertenece a la empresa MICRO COMERCIAL COMPONENTS.”



**SK32A
THRU
SK310A**

Features

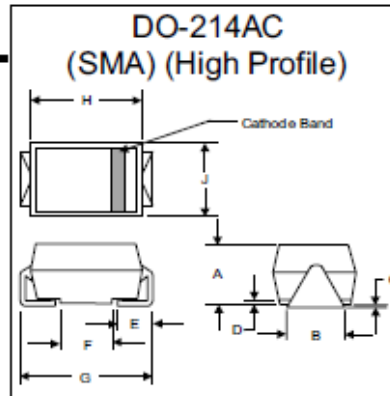
- Same Electrical Characteristics As The SMC Version
- Very Low Cost
- Can Be Up To 50% Smaller Than The SMC To Save Precious Board Space
- High Current Capability With Low Forward Voltage
- For Surface Mount Applications
- Case Material: Molded Plastic. UL Flammability Classification Rating 94V-0

**3 Amp Schottky
Rectifier
20 to 100 Volts**

Maximum Ratings

- Operating Temperature: -50°C to +125°C
- Storage Temperature: -50°C to +150°C
- Maximum Thermal Resistance: 10°C/W Junction To Lead

MCC Part Number	Device Marking	Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	Maximum RMS Voltage	Maximum DC Blocking Voltage
SK32A	SK32A	20V	14V	20V
SK33A	SK33A	30V	21V	30V
SK34A	SK34A	40V	28V	40V
SK35A	SK35A	50V	35V	50V
SK36A	SK36A	60V	42V	60V
SK38A	SK38A	80V	58V	80V
SK310A	SK310A	100V	70V	100V

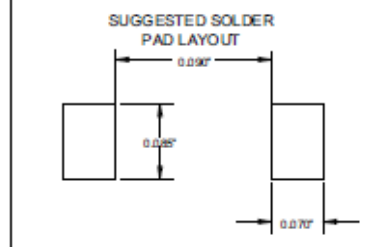


DIM	INCHES		MM		NOTE
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	.076	.116	1.93	2.95	
B	.067	.069	1.70	1.75	
C	.002	.004	.05	.10	
D	—	.02	—	.51	
E	.035	.055	.89	1.40	
F	.005	.006	.13	.15	
G	.205	.224	5.2	5.69	
H	.150	.150	3.8	3.8	
J	.100	.112	2.5	2.84	

Electrical Characteristics @ 25°C Unless Otherwise Specified

Average Forward Current	$I_{F(AV)}$	3.0A	$T_L = 100^\circ\text{C}$
Peak Forward Surge Current	I_{FSM}	100A	8.3ms, half sine
Maximum Instantaneous Forward Voltage	V_F	.50V .75V .85V	$I_{FM} = 3.0A$; $T_J = 25^\circ\text{C}^*$
Maximum DC Reverse Current At Rated DC Blocking Voltage	I_R	.5mA 20mA	$T_J = 25^\circ\text{C}$; $T_J = 100^\circ\text{C}$
Typical Junction Capacitance	C_J	45pF	Measured at 1.0MHz, $V_R = 4.0V$

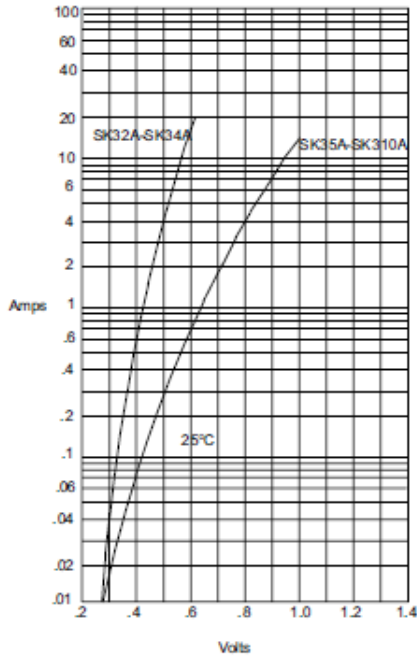
*Pulse test: Pulse width 200 μsec , Duty cycle 2%



SK32A thru SK310A

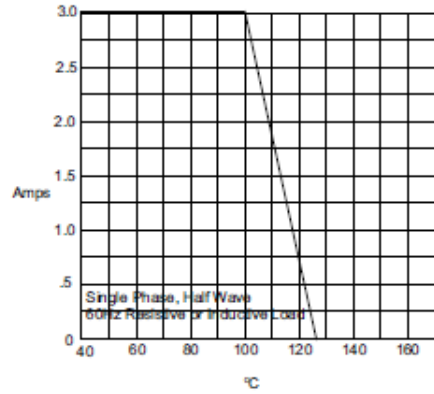


Figure 1
Typical Forward Characteristics



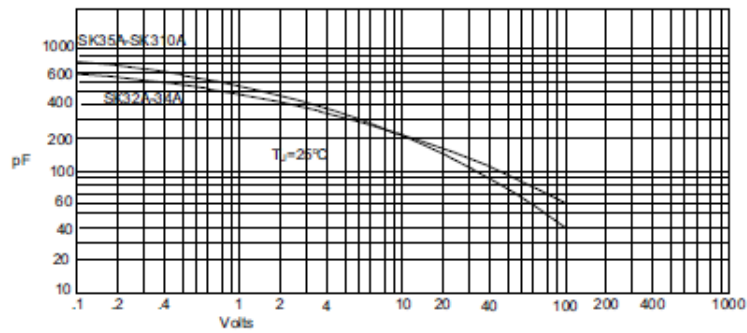
Instantaneous Forward Current - Amperes versus
Instantaneous Forward Voltage - Volts

Figure 2
Forward Derating Curve



Average Forward Rectified Current - Amperes versus
Lead Temperature - °C

Figure 3
Junction Capacitance



Junction Capacitance - pF versus
Reverse Voltage - Volts

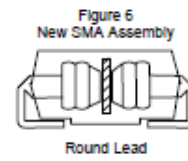
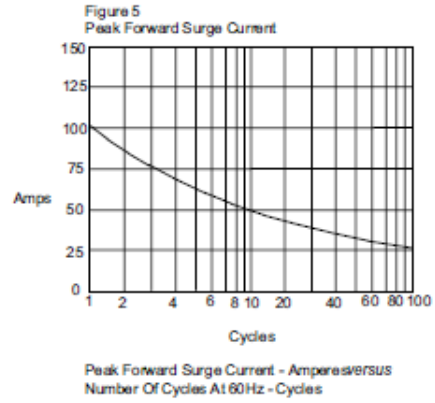
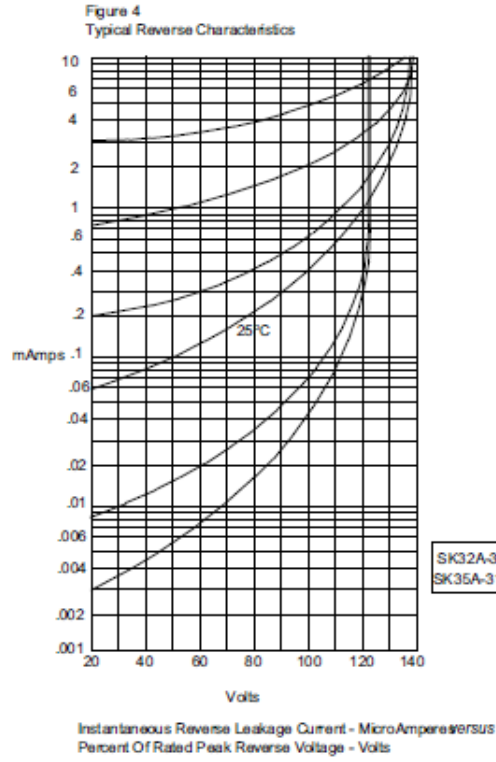
www.mccsemi.com

Revision: 5

2 of 4

2008/01/01

SK32A thru SK310A



www.mccsemi.com

Revision: 5

3 of 4

2008/01/01

ANEXO 3: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL MOSFET DEL 2º BOOSTER

"El MOSFET STW11NM80 elegido pertenece a la empresa ST MICROELECTRONICS."



STB11NM80, STF11NM80 STI11NM80, STP11NM80, **STW11NM80**

N-channel 800 V, 0.35 Ω , 11 A MDmesh™ Power MOSFET
in D²PAK, TO-220FP, I²PAK, TO-220, **TO-247**

Features

Order codes	V _{DSS}	R _{DS(on) max}	R _{DS(on)} *Q _g	I _D
STB11NM80	800 V	< 0.40 Ω	14 Ω *nC	11 A
STF11NM80				
STI11NM80				
STP11NM80				
STW11NM80				

- Low input capacitance and gate charge
- Low gate input resistance
- Best R_{DS(on)}*Q_g in the industry

Applications

- Switching applications

Description

These N-channel Power MOSFETs are developed using STMicroelectronics' revolutionary MDmesh™ technology, which associates the multiple drain process with the company's PowerMESH™ horizontal layout. These devices offer extremely low on-resistance, high dv/dt and excellent avalanche characteristics. Utilizing ST's proprietary strip technique, these Power MOSFETs boast an overall dynamic performance which is superior to similar products on the market.

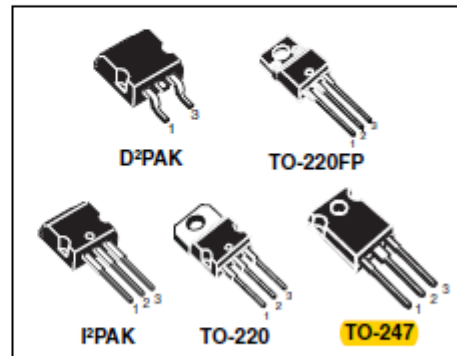


Figure 1. Internal schematic diagram

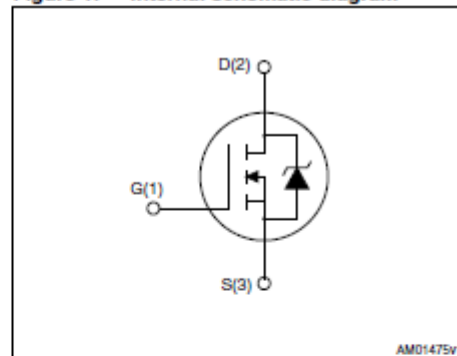


Table 1. Device summary

Order codes	Marking	Package	Packaging
STB11NM80	B11NM80	D ² PAK	Tape and reel
STF11NM80	F11NM80	TO-220FP	Tube
STI11NM80	I11NM80	I ² PAK	
STP11NM80	P11NM80	TO-220	
STW11NM80	W11NM80	TO-247	

1 Electrical ratings

Table 2. Absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	Value		Unit
		D ² PAK, I ² PAK TO-220, TO-247	TO-220FP	
V _{DS}	Drain-source voltage (V _{GS} = 0)	800		V
V _{GS}	Gate-source voltage	±30		V
I _D	Drain current (continuous) at T _C = 25 °C	11	11 ⁽¹⁾	A
I _D	Drain current (continuous) at T _C = 100 °C	8	8 ⁽¹⁾	A
I _{DM} ⁽²⁾	Drain current (pulsed)	44	44 ⁽¹⁾	A
P _{TOT}	Total dissipation at T _C = 25 °C	150	35	W
	Derating factor	1.2	0.28	W/°C
V _{ISO}	Insulation withstand voltage (DC)		2500	V
T _J T _{stg}	Operating junction temperature Storage temperature	-65 to 150		°C

- Limited only by the maximum temperature allowed
- Pulse width limited by safe operating area

Table 3. Thermal data

Symbol	Parameter	Value					Unit
		D ² PAK	TO-220FP	I ² PAK	TO-220	TO-247	
R _{thj-case}	Thermal resistance junction-case max	0.83	3.6	0.83			°C/W
R _{thj-a}	Thermal resistance junction-ambient max			62.5		50	°C/W
R _{thj-pcb} ⁽¹⁾	Thermal resistance junction-pcb max	30					°C/W
T _l	Maximum lead temperature for soldering purpose			300			°C

- When mounted on 1Inch² FR-4 board, 2 oz Cu

Table 4. Avalanche characteristics

Symbol	Parameter	Value	Unit
I _{AS}	Avalanche current, repetitive or not-repetitive (pulse width limited by T _J max)	2.5	A
E _{AS}	Single pulse avalanche energy (starting T _J = 25 °C, I _D = I _{AR} , V _{DD} = 50 V)	400	mJ

2 Electrical characteristics

($T_{CASE} = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified)

Table 5. On/off states

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage ($V_{GS} = 0$)	$I_D = 250\ \mu\text{A}$	800			V
$dv/dt^{(1)}$	Drain source voltage slope	$V_{DD} = 640\text{ V}$, $I_D = 11\text{ A}$, $V_{GS} = 10\text{ V}$		30		V/ns
I_{DSS}	Zero gate voltage drain current ($V_{GS} = 0$)	$V_{DS} = 800\text{ V}$, $V_{DS} = 800\text{ V @ }125\text{ °C}$			10 100	μA μA
I_{GSS}	Gate body leakage current ($V_{DS} = 0$)	$V_{GS} = \pm 30\text{ V}$			100	nA
$V_{GS(th)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 250\ \mu\text{A}$	3	4	5	V
$R_{DS(on)}$	Static drain-source on resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}$, $I_D = 5.5\text{ A}$		0.35	0.40	Ω

1. Characteristic value at turn off on inductive load

Table 6. Dynamic

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$g_{fs}^{(1)}$	Forward transconductance	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$, $I_D = 7.5\text{ A}$	-	8	-	S
C_{iss} C_{oss} C_{rss}	Input capacitance Output capacitance Reverse transfer capacitance	$V_{DS} = 25\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$, $V_{GS} = 0$	-	1630 750 30	-	pF pF pF
Q_g Q_{gs} Q_{gd}	Total gate charge Gate-source charge Gate-drain charge	$V_{DD} = 640\text{ V}$, $I_D = 11\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see Figure 18)	-	43.6 11.6 21	-	nC nC nC
R_g	Gate input resistance	$f = 1\text{ MHz}$ Gate DC Bias = 0 Test signal level = 20 mV open drain	-	2.7	-	Ω
$t_{d(on)}$ t_r $t_{d(off)}$ t_f	Turn-on delay time Rise time Turn-off delay time Fall time	$V_{DD} = 400\text{ V}$, $I_D = 5.5\text{ A}$, $R_G = 4.7\ \Omega$, $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see Figure 17)	-	22 17 46 15	-	ns ns ns ns

1. Pulsed: pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5%

Electrical characteristics

STB/F/FP/W11NM80

2.1 Electrical characteristics (curves)

Figure 2. Safe operating area for D²PAK, I²PAK, TO-220, TO-247

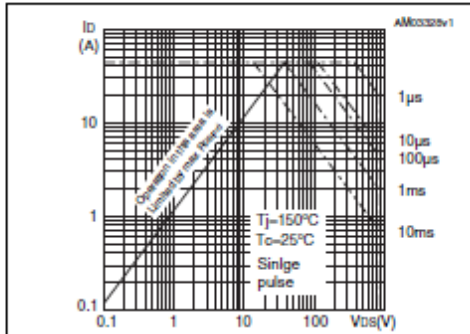


Figure 3. Thermal impedance for D²PAK, I²PAK, TO-220, TO-247

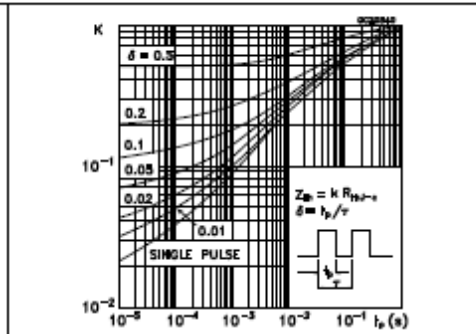


Figure 4. Safe operating area for TO-220FP

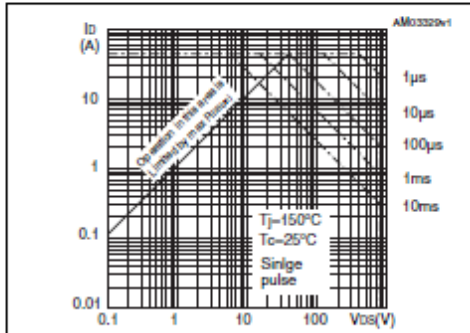


Figure 5. Thermal impedance for TO-220FP

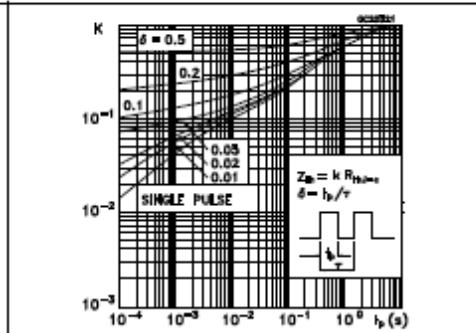


Figure 6. Output characteristics

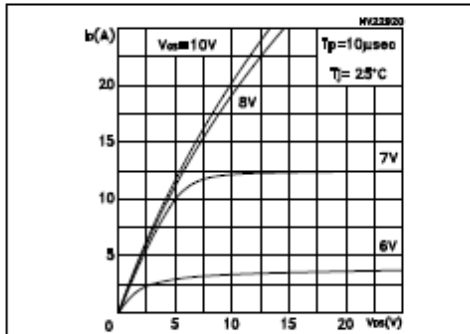
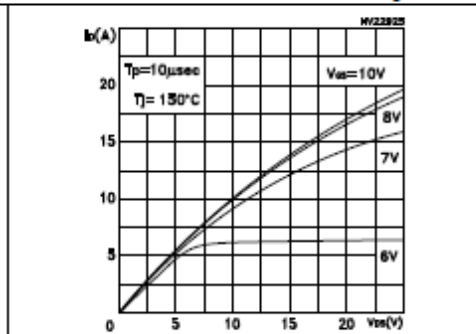


Figure 7. Output characteristics @ T_j = 150 °C



ANEXO 4: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL DIODO DEL 2º BOOSTER

"El diodo Schottky CD214A-F1600 elegido pertenece a la empresa *BOURNS*."



Features

- RoHS compliant*
- Glass passivated chip
- Low reverse leakage current
- Low forward voltage drop
- High current capability

CD214A-F150~F1600 Fast Response Rectifiers

General Information

The markets of portable communications, computing and video equipment are challenging the semiconductor industry to develop increasingly smaller electronic components. Bourns offers Glass Passivated Rectifiers for rectification applications, in compact chip DO-214AC (SMA) size format, which offer PCB real estate savings and are considerably smaller than most competitive parts. The Glass Passivated Rectifier Diodes offer a forward current of 1.0 A with a choice of repetitive peak reverse voltage of 50 V up to 600 V.

Bourns® Chip Diodes conform to JEDEC standards, are easy to handle on standard pick and place equipment and their flat configuration minimizes roll away.

Electrical Characteristics (@ T_A = 25 °C Unless Otherwise Noted)

Parameter	Symbol	CD214A-						Unit
		F150	F1100	F1150	F1200	F1400	F1600	
Maximum Repetitive Peak Reverse Voltage	V _{RRM}	50	100	150	200	400	600	V
Maximum RMS Voltage	V _{RMS}	35	70	105	140	280	420	V
Maximum DC Blocking Voltage	V _{DC}	50	100	150	200	400	600	V
Maximum Average Forward Rectified Current ¹	I _(AV)	1.0						A
DC Reverse Current @ Rated DC Blocking Voltage (@T _A = 25 °C)	I _R	5.0						μA
DC Reverse Current @ Rated DC Blocking Voltage (@T _A = 125 °C)	I _R	50.0						μA
Typical Junction Capacitance ²	C _J	10						pF
Maximum Instantaneous Forward Voltage @ 1 A	V _F	0.95			1.25		1.7	V
Typical Thermal Resistance ³	R _{θJA}	34						°C/W
Peak forward surge current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	I _{FSM}	30					25	A
Maximum Reverse Recovery Time ⁴	T _{rr}	25					35	ns
Typical Reverse Recovery Time ⁴	T _{rr}	20					30	ns

Notes:

- 1 See Forward Derating Curve.
- 2 Measured at 1 MHz and an applied reverse voltage of 4.0 V.
- 3 Thermal resistance from junction to ambient and from junction to lead PC.B. mounted on 0.2 x 0.2" (5.0 x 5.0 mm) copper pad areas.
- 4 Reverse recovery test condition: I_F 0.5 A, I_R = 1.0 A, I_{rr} = 0.25 A.

Thermal Characteristics (@ T_A = 25 °C Unless Otherwise Noted)

Parameter	Symbol	CD214A-F150-F1600	Unit
Operating Temperature Range	T _J	-55 to +150	°C
Storage Temperature Range	T _{STG}	-55 to +150	°C

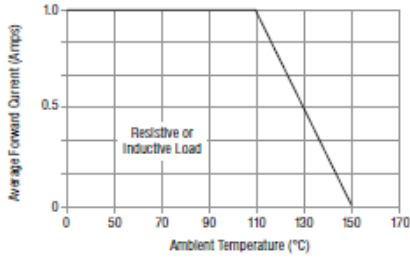
*RoHS Directive 2002/95/EC Jan. 27, 2003 Including annex and RoHS Recast 2011/65/EU June 8, 2011. Specifications are subject to change without notice. Customers should verify actual device performance in their specific applications.

CD214A-F150~F1600 Fast Response Rectifiers

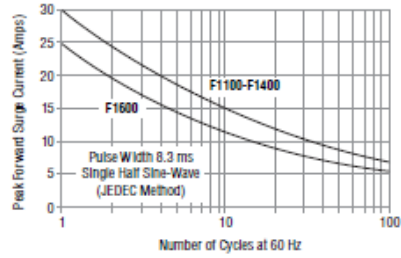


Performance Graphs

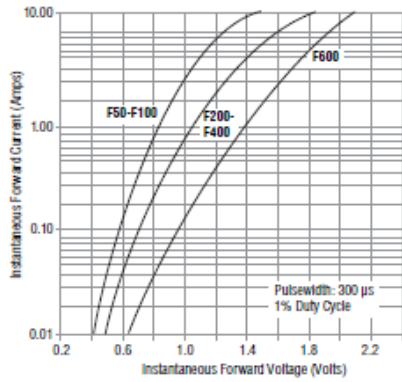
Forward Current Derating Curve



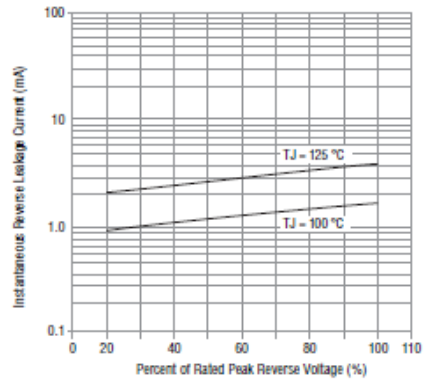
Maximum Non-Repetitive Surge Current



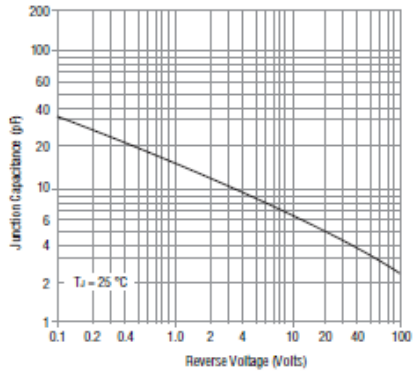
Typical Forward Characteristics



Typical Reverse Characteristics



Typical Junction Capacitance



Specifications are subject to change without notice. Customers should verify actual device performance in their specific applications.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Garnica, J. (Abril de 2018). *es.scribd.com*. Obtenido de Historia y Aplicaciones de la Electrónica de Potencia: <https://es.scribd.com/document/310821926/Historia-y-Aplicaciones-de-La-Electronica-Potencia>
- [2] González, J. M. (versión 2.1 Septiembre 2015). Tema 2: Convertidores CC/CC. *Apuntes de la asignatura "Electrónica de potencia para aplicaciones en sistemas eléctricos" del Grado de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Valladolid.*
- [3] *endado.com*. (Abril de 2018). Obtenido de www.endado.com/consejos/como-comprobar-la-bateria-del-coche/
- [4] Lorenzo, S., Martín, A., Ruiz, J. M., & Valentín, E. L. (1992). *ESTUDIO Y SIMULACIÓN DE CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA MEDIANTE PC. PECADS. III CONVERTIDORES CC/CC (VERSIÓN AVANZADA)*. Valladolid: EDIBON S.A.
- [5] González, J. M. (versión 2.3 Septiembre 2015). Tema 4: Convertidores CC/CA. *Apuntes de la asignatura "Electrónica de potencia para aplicaciones en sistemas eléctricos" del Grado de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Valladolid.*
- [6] Lorenzo, S., Martín, A., Ruiz, J. M., & Valentín, E. L. (1992). *ESTUDIO Y SIMULACIÓN DE CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA MEDIANTE PC. PECADS. II CONVERTIDORES CC/CA (VERSIÓN AVANZADA)*. Valladolid: EDIBON S.A.
- [7] *neumaticosufo.com*. (Marzo de 2018). Obtenido de <https://www.neumaticosufo.com/2016/10/26/como-es-una-bateria/>
- [8] *electronicatutorial.ws*. (Abril de 2018). Obtenido de https://www.electronics-tutorials.ws/transistor/tran_6.html
- [9] Méndez, A. (Enero de 2016). *Universidad Politécnica de Cataluña*. Obtenido de Disipadores Térmicos para Dispositivos Electrónicos: http://ieb-srv1.upc.es/gieb/tecnicas/pdf/disipadores_termicos.pdf
- [10] Wu Fu, S. (Septiembre, 2013). *"Desarrollo de un ondulator a partir de un convertidor boost cuadrático con lazo de salida lento y controlado mediante un dsPIC30F2020"*. Universidad de Rovira i Virgili.