



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES

UNIVERSIDAD DE VALLADOLID
ESCUELA DE INGENIERÍAS INDUSTRIALES

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y
Automática

Estudio y simulación de convertidores
de energía CC/CC con LTspice y
aplicación fotovoltaica con un
Buck-Boost empleando Simulink

Autor:

Martínez Martínez, Jorge

Tutor:

Martín Miranda, Alfredo
Tecnología Electrónica

Valladolid, febrero 2025.



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES



RESUMEN

Este Trabajo de Fin de Grado se centra en el análisis de los principales convertidores de corriente continua (CC/CC): reductor, elevador y reductor-elevador. Se simulan todos sus modos de conducción, empleando un interruptor genérico para los dos primeros y un MOSFET tipo P para el último.

Además del estudio teórico, se desarrolla una aplicación práctica en el sector de las energías renovables. Dada la abundancia de radiación solar en España, se integra un convertidor reductor-elevador en un sistema fotovoltaico autónomo diseñado para la carga eficiente de diferentes tipos de baterías. Este enfoque permite evaluar el desempeño del sistema en términos de eficiencia energética y sostenibilidad.

Palabras clave

Reducer, Elevator, Tension e Inductance.

ABSTRACT

This work, main DC/DC converters: buck, boost and buck-boost. All of its driving modes are simulated, using a generic switch for the first two and a P-type MOSFET for the last.

In addition to the theoretical study, a practical application is developed in the renewable energy sector. Given the abundance of solar radiation in Spain, a buck-boost converter is integrated into an autonomous photovoltaic system designed for the efficient charging of different types of batteries. This approach allows evaluating the performance of the system in terms of energy efficiency and sustainability.

Keywords

Buck, Boost, Voltaje and Inductance.



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES



ÍNDICE

1. Introducción y objetivos	11
2. Introducción a los convertidores CC/CC:	12
2.1 Reguladores lineales	12
2.2 Convertidores commutados.....	13
2.3 Convertidores resonantes	15
3. Control de los convertidores	15
3.1 Simulación modulador PWM.....	16
4. Convertidor reductor (BUCK).....	17
4.1. Modo de conducción continua (MCC).....	18
4.2. Frontera entre conducción continua y discontinua	20
4.3. Modo de conducción discontinua con V_o constante	21
4.4. Modo de conducción discontinua con V_i constante	22
4.5. Rizado de la tensión de salida	24
4.6. Simulación del convertidor reductor Buck	25
4.6.1. Modo de conducción continua	26
4.6.2 Frontera entre conducción continua y discontinua.....	29
4.6.3 Modo de conducción discontinua.....	30
4.6.4 Rizado de la tensión de salida	31
4.7 Comprobación de un Buck comercial	34
5. Convertidor elevador (BOOST).....	39
5.1 Modo de conducción continua (MCC)	39
5.2 Frontera entre conducción continua y discontinua	42
5.3 Modo de conducción discontinua (MCD)	44
5.4 Rizado de la tensión de salida	45
5.5 Efecto de los elementos parásitos.....	46
5.6 Simulación del convertidor elevador.....	48
5.6.1 Modo de conducción continua	48



5.6.2 Frontera entre conducción continua y discontinua	51
5.6.3 Modo de conducción discontinua	52
5.6.4 Rizado de la tensión de salida	53
5.6.5 Efecto de elementos parásitos.....	54
6. Convertidor reductor-elevador (BUCK-BOOST).....	58
6.1. Modo de conducción continua (MCC).....	59
6.2 Frontera entre conducción continua y discontinua	60
5.2.1 Para V_o constante	61
5.2.1 Para V_i constante	61
6.3 Modo de conducción discontinua (MCD).....	62
6.4 Rizado de la tensión de salida	64
6.5 Efecto de los elementos parásitos.....	64
6.6 Simulación del convertidor reductor-elevador.....	65
6.6.1 Modo de conducción continua	66
6.6.2 Frontera entre conducción continua y discontinua	70
6.6.3 Modo de conducción discontinua.....	71
6.6.4 Rizado de la tensión de salida	72
6.6.5 Efecto de elementos parásitos.....	73
7. Convertidores CC en sistemas fotovoltaicos autónomos	77
7.1 Introducción.....	77
7.2 Sistemas fotovoltaicos autónomos	78
7.3 Célula fotovoltaica	79
7.4 Módulo Solar.....	81
7.5 Punto de máxima potencia	83
7.6 Baterías.....	86
7.7 Aplicación convertidor CC en Simulink	87
8. Conclusiones.....	107
9. Bibliografía	109



ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

Ilustración 1. Diagrama de bloques fuentes de entrada	12
Ilustración 2. Regulador lineal básico	12
Ilustración 3. Convertidor conmutado y tensión de salida	13
Ilustración 4. Topologías convertidores conmutados.....	14
Ilustración 5. PWM: a) diagrama de bloques, b) señales comparador	15
Ilustración 6. Modulador PWM en LTspice XVII	16
Ilustración 7. Formas de onda del modulador PWM.....	17
Ilustración 8. Estructura básica convertidor Buck.....	17
Ilustración 9. MCC a) Interruptor cerrado b) Interruptor abierto	19
Ilustración 10. Forma de onda corriente de entrada.....	20
Ilustración 11. Formas de onda de tensión y corriente en la inductancia	20
Ilustración 12. Formas de onda MCD.....	21
Ilustración 13. Parábola entre MCD y MCC con V_i constante.....	23
Ilustración 14. Rizado de la tensión de salida Buck.....	24
Ilustración 15. Convertidor buck LTspice XVII.....	26
Ilustración 16. Tensión de entrada y salida $D=0.25$ Buck	26
Ilustración 17. Tensión en la inductancia $D=0.25$ Buck	27
Ilustración 18. Corriente en la inductancia $D=0.25$ Buck	27
Ilustración 19. Tensión de entrada y salida $D=0.7$ Buck.....	28
Ilustración 20. Tensión en la inductancia $D=0.7$ Buck	28
Ilustración 21. Corriente en la inductancia $D=0.7$ Buck.....	28
Ilustración 22. Tensión en la inductancia frontera entre MCC y MCD	29
Ilustración 23. Corriente en la inductancia frontera entre MCC y MCD	30
Ilustración 24. Tensión de entrada y salida MCD Buck	30
Ilustración 25. Tensión en la inductancia MCD Buck.....	31
Ilustración 26. Corriente en la inductancia MCD Buck	31
Ilustración 27. Rizado de la tensión de salida con un $C=10\mu F$	31
Ilustración 28. Forma de onda del rizado $C=10\mu F$	32
Ilustración 29. Rizado de la tensión de salida con un $C=50\mu F$	32
Ilustración 30. Forma de onda del rizado $C=50\mu F$	32
Ilustración 31. Tensión de salida con $ESR=0.2\Omega$	33
Ilustración 32. Tensión de salida sin ESR	33
Ilustración 33. Convertidor Buck comercial	34
Ilustración 34. Osciloscopio $D=0.25$	36



Ilustración 35. Osciloscopio D=0.5.....	37
Ilustración 36. Osciloscopio D=0.75.....	38
Ilustración 37. Estructura básica convertidor Boost.....	39
Ilustración 38. MCC Boost a) Interruptor cerrado b) Interruptor abierto	40
Ilustración 39. Formas de ondas I, V en interruptor y en bobina	41
Ilustración 40. Frontera entre MCC y MCD Boost.....	42
Ilustración 41. Parábola en la frontera en función del ciclo de servicio.....	43
Ilustración 42. Formas de onda MCD Boost	44
Ilustración 43. Parábola entre MCD y MCC con V_o constante.....	45
Ilustración 44. Rizado de la tensión de salida Boost.....	45
Ilustración 45. Efecto elemento parásito en la inductancia en función de las tensiones	47
Ilustración 46. Convertidor Boost LTspice XVII	48
Ilustración 47. Tensión den entrada y salida D=0.4 Boost.....	49
Ilustración 48. Tensión en la bobina MCC D=0.4 Boost	49
Ilustración 49. Corriente en la bobina MCC D=0.4 Boost	49
Ilustración 50. Tensión entrada y salida MCC D=0.7 Boost.....	50
Ilustración 51. Tensión en la bobina MCC D=0.7 Boost	50
Ilustración 52. Tensión en la bobina MCC D=0.7 Boost	50
Ilustración 53. Corriente bobina en MCD Boost	51
Ilustración 54. Tensión de entrada y salida MCD Boost	52
Ilustración 55. Tensión en la inductancia MCD Boost	52
Ilustración 56. Corriente en la inductancia MCD Boost	52
Ilustración 57. Rizado de la tensión de salida $R=1\Omega$	53
Ilustración 58. Rizado de la tensión de salida $R=30\Omega$	53
Ilustración 59. Tensión entrada y salida con RL D=0.4.....	54
Ilustración 60. Tensión en la inductancia con RL D=0.4.....	54
Ilustración 61. Corriente en la inductancia con RL D=0.4	55
Ilustración 62. Tensión entrada y salida con RL D=0.75.....	55
Ilustración 63. Tensión en la inductancia con RL D=0.75.....	56
Ilustración 64. Corriente en la inductancia con RL D=0.75	56
Ilustración 65. Tensión entrada y salida con RL D=0.95.....	57
Ilustración 66. Tensión en la inductancia con RL D=0.95.....	57
Ilustración 67. Corriente en la inductancia con RL D=0.95	57
Ilustración 68. Estructura básica convertidor Buck-Boost.....	58
Ilustración 69. Convertidor Buck-Boost	59
Ilustración 70. MCC Boost a) Interruptor cerrado b) Interruptor abierto	59



Ilustración 71. Frontera entre MCC y MCD Buck-Boost	61
Ilustración 72. MCD Buck-Boost	62
Ilustración 73. D en función de la corriente de salida para tres valores de V_i/V_o	63
Ilustración 74. Rizado de la tensión de salida Buck-Boost.....	64
Ilustración 75. Efecto elemento parásito en la inductancia en función de las tensiones	65
Ilustración 76. Convertidor Buck y Boost en cascada LTspice XVII	66
Ilustración 77. Tensión de entrada y salida D=0.7 Buck y Boost en cascada	66
Ilustración 78. Convertidor Buck-Boost LTspice XVII.....	67
Ilustración 79. Tensión de entrada y salida MCC D=0.4 Buck-Boost.....	67
Ilustración 80. Tensión en la inductancia D=0.4 Buck-Boost	68
Ilustración 81. Corriente en la inductancia MCC D=0.4 Buck-Boost.....	68
Ilustración 82. Tensión de entrada y salida MCC D=0.7 Buck-Boost.....	69
Ilustración 83. Tensión en la inductancia MCC D=0.7 Buck-Boost	69
Ilustración 84. Corriente en la inductancia MCC D=0.7 Buck-Boost.....	69
Ilustración 85. Corriente inductancia en la frontera Buck-Boost	70
Ilustración 86. Tensión de entrada y salida MCD D=0.7 Buck-Boost.....	71
Ilustración 87. Tensión bobina MCD D=0.7 Buck-Boost	71
Ilustración 88. Corriente bobina MCD D=0.7 Buck-Boost	71
Ilustración 89. Rizado de la tensión de salida $R=1\Omega$ D=0.4	72
Ilustración 90. Rizado de la tensión de salida $R=1\Omega$ D=0.7	72
Ilustración 91. Rizado de la tensión de salida $R=30\Omega$	72
Ilustración 92. Tensión entrada y salida con RL D=0.4.....	73
Ilustración 93. Tensión en la inductancia con RL D=0.4.....	73
Ilustración 94. Corriente en la inductancia con RL D=0.4	73
Ilustración 95. Tensión entrada y salida con RL D=0.7.....	74
Ilustración 96. Tensión en la inductancia con RL D=0.7.....	74
Ilustración 97. Corriente en la inductancia con RL D=0.7	75
Ilustración 98. Tensión entrada y salida con RL D=0.95	75
Ilustración 99. Tensión en la inductancia con RL D=0.95.....	76
Ilustración 100. Corriente en la inductancia con RL D=0.95.....	76
Ilustración 101. Esquema SFA cargas CC	78
Ilustración 102. Esquema SFA cargas AC.....	78
Ilustración 103. Célula fotovoltaica	79
Ilustración 104. Estructura de un módulo fotovoltaico	80
Ilustración 105. Parámetros PV Array Simulink.....	81



Ilustración 106. Curvas características con la temperatura.....	82
Ilustración 107. Curvas características con la irradiancia	82
Ilustración 108. Esquema instalación fotovoltaica sin regulador FV	83
Ilustración 109. Zona de trabajo del generador FV	84
Ilustración 110. Esquema instalación fotovoltaica con regulador FV.....	84
Ilustración 111. Modelo completo Simulink	88
Ilustración 112. Solar Radiation MPPT	89
Ilustración 113. Slider Gain Simulink	89
Ilustración 114. Cálculo de D y modo MPPT ON.....	91
Ilustración 115. Buck-Boost Simulink con PV	92
Ilustración 116. Tensión PV y tensión de salida Vo	93
Ilustración 117. Tensión de salida Vo.....	94
Ilustración 118. Tensión en la bobina.....	94
Ilustración 119. Corriente en la bobina	95
Ilustración 120. Potencia PV y potencia de salida Po	96
Ilustración 121. Vpv, Ppv e Irr	97
Ilustración 122. Curvas características para diferentes Irr	97
Ilustración 123. Porcentaje carga batería ion-litio 24V	98
Ilustración 124. Tensión den entrada y salida	99
Ilustración 125. Tensión de entrada y salida aumentada	99
Ilustración 126. Tensión en la inductancia	100
Ilustración 127. Corriente en la inductancia.....	101
Ilustración 128. Ppv y Po.....	102
Ilustración 129. Ppv y Po aumentadas	103
Ilustración 130. Vpv, Ppv e Irr	104
Ilustración 131. Curvas características para diferentes irradiancias	104
Ilustración 132. Vpv y Ppv sin MPPT	105
Ilustración 133. Carga batería 48V.....	105



1. Introducción y objetivos.

El objetivo de este Trabajo Fin de Grado es realizar un análisis sobre los principales convertidores de corriente continua a continua CC/CC (reductor, elevador y reductor-elevador) con el fin de comprender su funcionamiento y así poder entender el papel que desempeñan en una aplicación fotovoltaica autónoma para la carga de baterías.

Se realizarán simulaciones de cada convertidor para validar los resultados y las ecuaciones obtenidas. Para el análisis de los convertidores, el software elegido ha sido LTSpice XVII, el cual he empleado frecuentemente durante la carrera y es lo suficientemente robusto para este tipo de simulaciones. Aunque existen otras herramientas de simulación, LTSpice resulta muy accesible y eficiente para la simulación de dichos circuitos, permitiendo obtener resultados de manera rápida y precisa.

Para llevar a cabo la aplicación de los convertidores en un sistema fotovoltaico autónomo se ha utilizado la herramienta Simulink de Matlab. Simulink, ofrece una biblioteca especializada y componentes predefinidos como es el caso del módulo solar o de la batería de ion-litio. Además, Simulink permite simular el comportamiento dinámico de sistemas en tiempo real, lo que es muy útil para observar el comportamiento del sistema donde se incluyen factores como la radiación solar, temperatura y variabilidad de la carga.



2. Introducción a los convertidores CC/CC:

Los convertidores continua-continua (CC-CC) son circuitos electrónicos de potencia utilizados para obtener una tensión de salida regulada a partir de una fuente de entrada no regulada. Las fuentes de entrada pueden ser diferentes, convertidores CA/CC alimentados desde red eléctrica, baterías, paneles solares, etc. Sin embargo, para mantener una tensión de salida constante, especialmente cuando hay variaciones en la carga conectada o en la tensión de entrada, es aconsejable agregar un convertidor CC-CC. Este dispositivo no solo ayuda a estabilizar la salida, sino que también permite obtener distintos niveles de tensión y, si es necesario, aislar eléctricamente la entrada y salida.

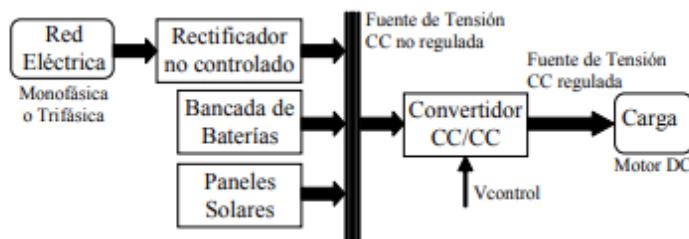


Ilustración 1. Diagrama de bloques fuentes de entrada

Los convertidores CC/CC se clasifican:

- Reguladores lineales.
- Convertidores comutados.
- Convertidores resonantes.

2.1 Reguladores lineales

Estos reguladores incorporan un transistor bipolar que trabaja en su zona lineal, actuando como una resistencia variable. La tensión de salida es

$$V_o = I_L R_L$$

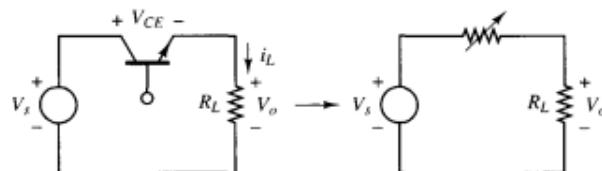


Ilustración 2. Regulador lineal básico



Debido a su bajo rendimiento, entre un 30 y 60%, estos reguladores se utilizan en aplicaciones de baja potencia. Su principal ventaja es que son circuitos simples y que no producen interferencias electromagnéticas.

2.2 Convertidores conmutados

Su regulación puede hacerse con PWM (modulación de ancho de pulso) a una frecuencia determinada con dispositivos de conmutación como, por ejemplo, MOSFET o IGBT, funcionando como un interruptor. Cuando el interruptor opera en la zona de saturación este se encuentra totalmente cerrado y cuando este opera en su zona de corte este se encuentra totalmente abierto.

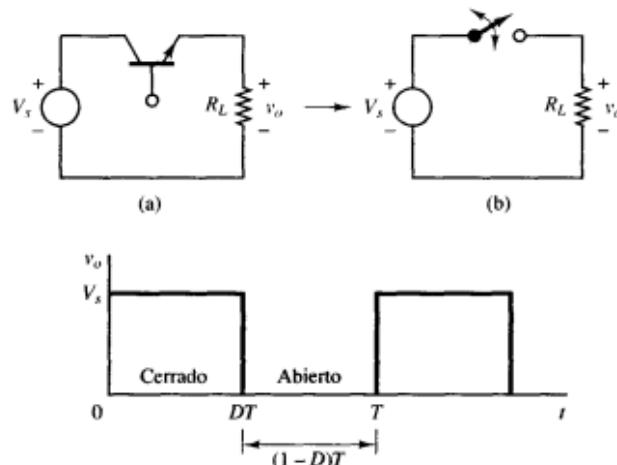


Ilustración 3. Convertidor conmutado y tensión de salida

Si suponemos que el interruptor de la ilustración 3 es ideal, la salida es igual a la entrada, V_s , cuando el interruptor está cerrado y es cero cuando está abierto. La apertura y cierre periódicos del interruptor producen la salida de pulsos. La media o componente continua de la salida es

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_s dt = V_s D \quad \dots (1)$$

La componente continua de la tensión de salida se ajusta con el ciclo de servicio D, que es

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} = t_{on} \cdot f \quad \dots (2)$$

Los convertidores conmutados tienen un rendimiento entre el 70 y 95% debido a que no opera en su zona lineal, conmutando de la zona de saturación a la



zona de corte. Sin embargo, estos circuitos son más complejos y pueden producir interferencias electromagnéticas debido a la commutación en altas frecuencias.

Hay cuatro topologías básicas de los convertidores conmutadores sin aislamiento:

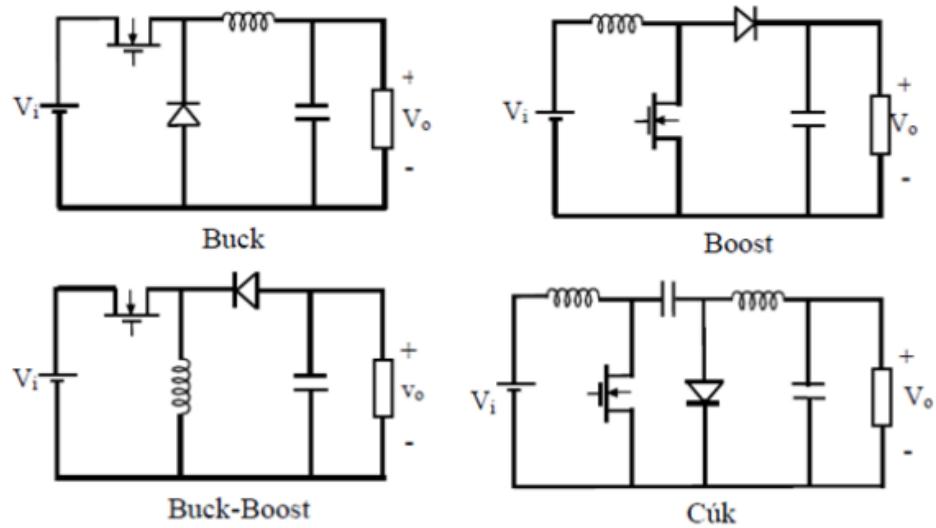


Ilustración 4. Topologías convertidores conmutados

En este trabajo se analizará el comportamiento de los tres primeros convertidores; reductor, elevador y reductor-elevador.

Hay dos modos de conducción para estos convertidores:

- **Modo de conducción continua (MCC):** La corriente por la bobina nunca se anula. Siempre habrá un polo de potencia conduciendo, ya sea el interruptor o el diodo. Además, la relación entre la tensión de salida, V_o , y la de entrada, V_i , depende únicamente del ciclo de servicio D , independientemente de la carga.
- **Modo de conducción discontinua (MCD):** La corriente por la bobina se anula en algún instante en un periodo. No siempre habrá un polo de potencia conduciendo. Además, la relación entre la tensión de salida y la de entrada no solo depende del ciclo de servicio sino también de la carga, por lo que no hay una dependencia lineal entre V_i y V_o .



2.3 Convertidores resonantes

Los convertidores resonantes trabajan en frecuencias muy elevadas, entre 200 y 600 kHz. Debido a estas frecuencias de trabajo se reducen las perdidas en conmutación en los semiconductores, esto hace que el tamaño de convertidor sea más pequeño al reducirse los componentes reactivos empleados como filtro (inductancias y condensadores).

3. Control de los convertidores

La señal de control del polo de potencia en los convertidores CC/CC se genera mediante un controlador PWM (modulación de anchura de pulsos) como el mostrado en la Ilustración 5. El ciclo de servicio se determina a partir de la comparación de dos señales:

- PORTADORA (V_t). Que será una señal periódica (normalmente diente de sierra o triangular) de la frecuencia de conmutación del convertidor.
- MODULADORA ($V_{control}$): En el caso de los convertidores CC/CC, la moduladora es una tensión continua cuyo rango de variación es menor o igual que la amplitud de la portadora. La salida del comparador se utiliza para activar el interruptor del convertidor.

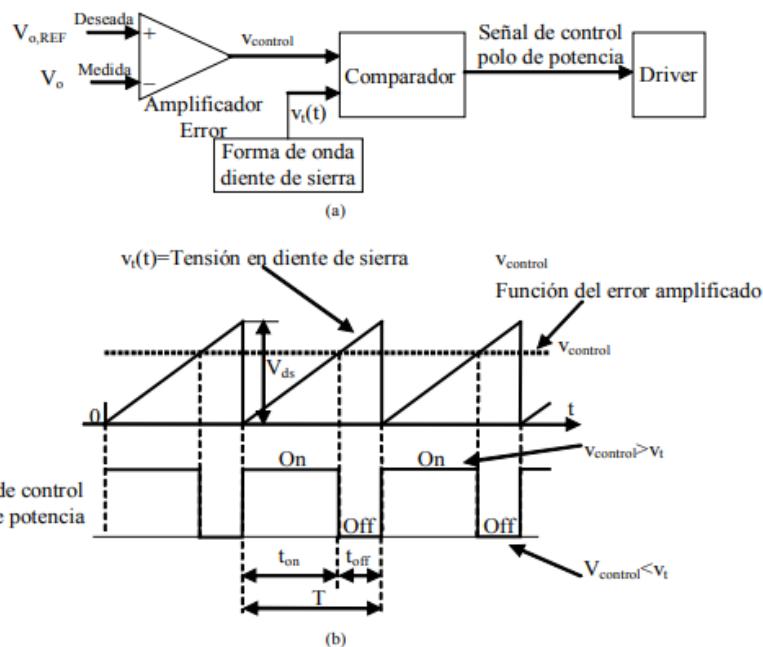


Ilustración 5. PWM: a) diagrama de bloques, b) señales comparador



La señal moduladora ($V_{control}$) se obtiene amplificando la señal de error, diferencia entre la tensión de salida deseada y su valor actual. Cuando la señal moduladora es mayor que la señal portadora (V_t), el interruptor se cierra. En caso de que no se cumpla esta condición, el interruptor permanece abierto. El ciclo de servicio se puede determinar a partir de la señal portadora y moduladora:

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on}+t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} = \frac{V_{control}}{V_t} \quad \dots (3)$$

3.1 Simulación modulador PWM

El modelo que se utiliza para llevar a cabo el control PWM es el representado en la siguiente ilustración. El modelo utiliza el comparador ultrarrápido LT1116, el cual compara la señal portadora y moduladora anteriormente explicadas. La señal portadora (V_t), se genera a partir de una tensión pulso con sus respectivos parámetros. El ciclo de servicio correspondería con la fuente de tensión ($V_{control}$).

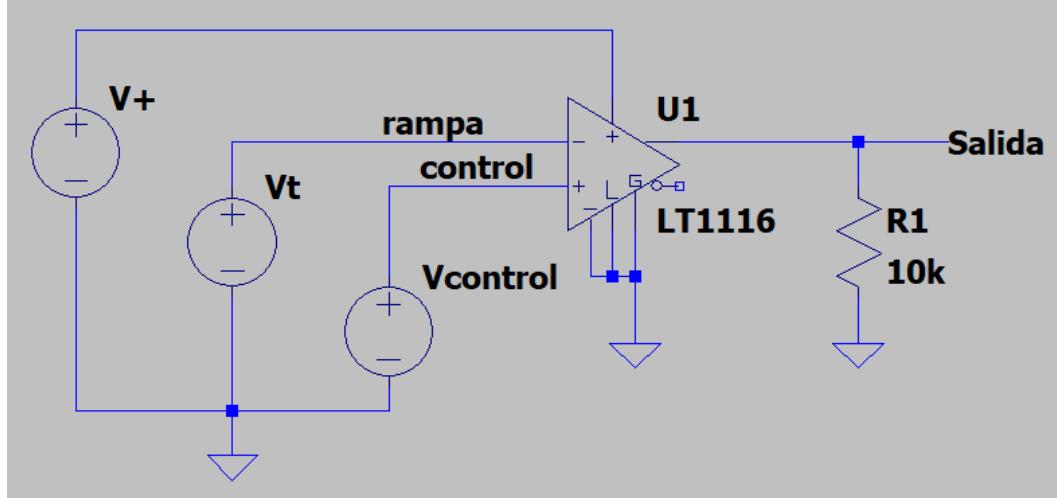


Ilustración 6. Modulador PWM en LTspice XVII

En la ilustración 7, se muestran las formas de onda generadas para un modulador PWM que trabaja a una frecuencia de 10 kHz con una señal moduladora en el rango de 0 a 1 V. Su ciclo de servicio $D=0,6$.

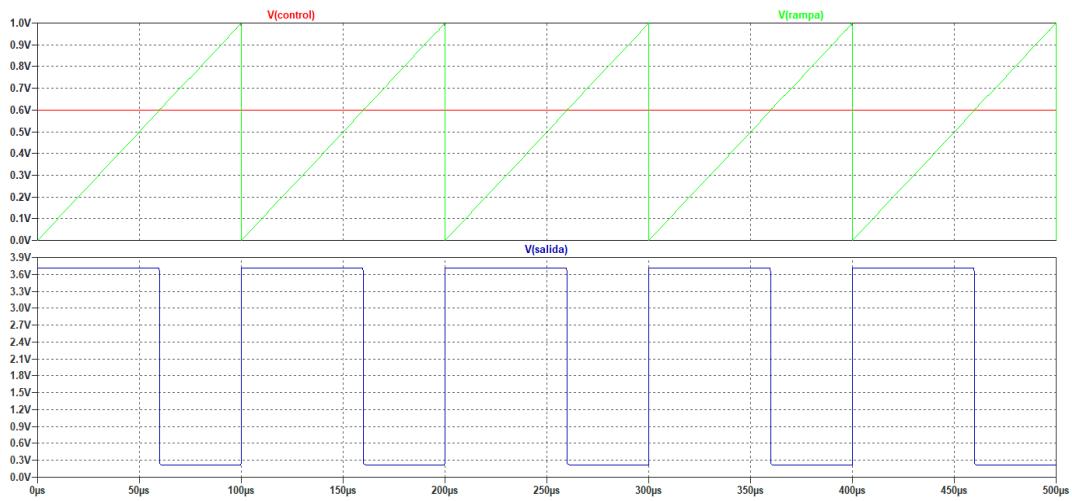


Ilustración 7. Formas de onda del modulador PWM

4. Convertidor reductor (BUCK)

El convertidor Buck, es un convertidor comutado, que obtiene una tensión de salida menor que la tensión de entrada con la misma polaridad. A continuación, se muestra la topología que permite obtener el mayor rendimiento de este convertidor:

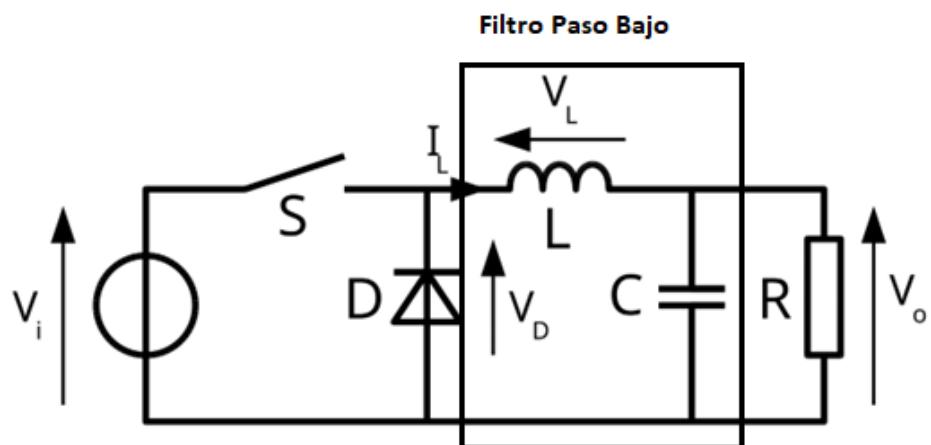


Ilustración 8. Estructura básica convertidor Buck



La etapa de salida incorpora un filtro paso bajo con una bobina y un condensador (LC) lo que evita la llegada de alimentación pulsada a la carga, ya que esta podría dañarla. Además, eligiendo de forma adecuada la frecuencia de corte del filtro, este elimina el rizado de la tensión de salida. La frecuencia de corte debe ser mucho menor que la frecuencia de conmutación.

En cuanto a su funcionamiento, podríamos separarlo en dos etapas. La primera etapa, considerando cerrado interruptor, circula una corriente continua a través de la bobina, el condensador y la carga, donde la bobina almacena energía. El diodo esta polarizado en inversa, actuando como un cable abierto. En la segunda etapa, abrimos el interruptor, y la energía almacenada en la bobina durante la primera etapa circula por el condensador, y la carga. El diodo esta polarizado en directa, comportándose como un cable. Se puede asumir que la tensión de salida sea constante siempre y cuando el condensador del filtro sea lo suficientemente grande.

4.1. Modo de conducción continua (MCC)

En modo conducción continua la corriente que pasa por la inductancia y la de salida son prácticamente iguales ($i_L(t) > 0$) ya que V_c es constante. Cuando el interruptor está cerrado, toda la corriente pasa por la inductancia y el diodo esta polarizado en inversa. La tensión en la bobina es $V_L = V_i - V_o$, como se muestra en la siguiente ilustración. En el segundo ciclo, el interruptor está abierto, i_L sigue circulando debido a la energía almacenada en la inductancia y el diodo esta polarizado en directa. La tensión en la bobina es $V_L = -V_o$

En estado estacionario, las áreas de la gráfica de la tensión de la inductancia son iguales y se repiten de un periodo a otro, por lo que la integral de la tensión durante un periodo en la bobina será 0.

$$\int_0^T v_L(t) dt = \int_0^{t_{on}} v_L(t) dt + \int_{t_{on}}^T v_L(t) dt = 0 \quad \dots (4)$$

$$(V_i - V_o)t_{on} = V_o \cdot t_{off} \quad \dots (5)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{t_{on}}{T} = D \quad \dots (6)$$

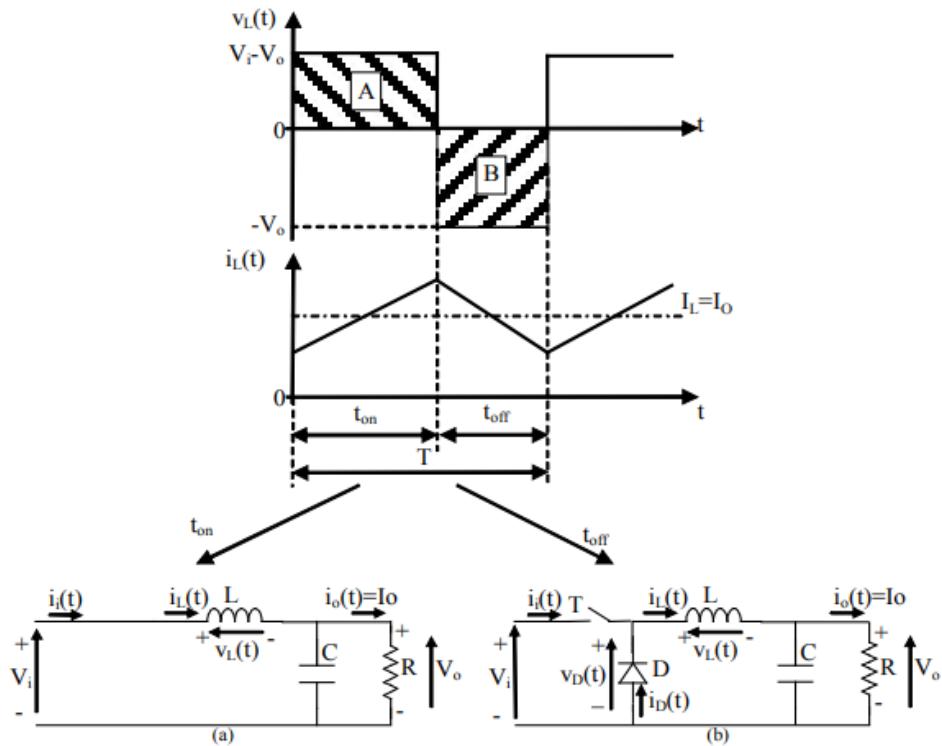


Ilustración 9. MCC a) Interruptor cerrado b) Interruptor abierto

La ecuación (6), en el modo de conducción continua, la tensión de salida varía linealmente con el ciclo de servicio D del interruptor. Esto, demuestra que la tensión de salida V_o siempre será menor que la de entrada V_i , ya que D está comprendido entre 0 y 1. $V_o=D*V_i$

Suponiendo que no hay pérdidas de potencia, la potencia de entrada P_i es igual a la de salida P_o , y que el ciclo de servicio D en el convertidor Buck está comprendido entre 0 y 1 entonces:

$$P_i = P_o \quad \dots (7)$$

$$V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o \quad \dots (8)$$

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{V_i}{V_o} = \frac{1}{D} \quad \dots (9)$$

En la siguiente ilustración se representa la forma de onda de la corriente de entrada:

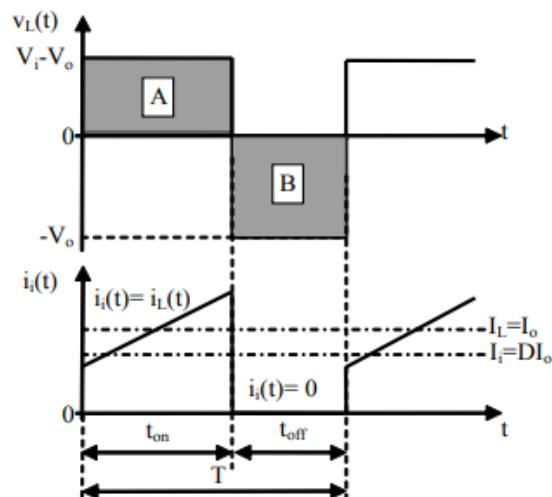


Ilustración 10. Forma de onda corriente de entrada

Debido al cierre y apertura del interruptor se generan interferencias electromagnéticas, EMI, por lo que sería conveniente introducir un filtro EMI a la entrada del circuito.

4.2. Frontera entre conducción continua y discontinua

En la frontera entre MCC y MCD, la corriente de la bobina se anula al final del periodo de conmutación. Para cada valor del ciclo de servicio D, hay un valor de $I_{LF} = I_{oF}$

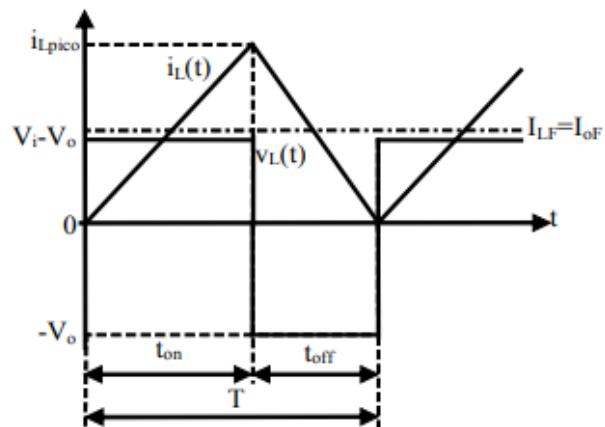


Ilustración 11. Formas de onda de tensión y corriente en la inductancia



En la frontera, el valor medio de la corriente por la inductancia es:

$$I_{LF} = \frac{1}{2} i_{Lpico} = \frac{1}{2} \frac{1}{L} \int_0^{t_{on}} v_L(t) dt = \frac{DT}{2L} (V_i - V_o) = \frac{DT}{2L} \left(\frac{V_o}{D} - V_o \right) = \frac{TV_o}{2L} (1 - D) = I_{oF} \dots (10)$$

El valor medio de la corriente de salida I_{oF} es igual al valor medio de la corriente por la inductancia I_{LF} ya que la corriente por el condensador es cero. En caso de que la corriente de salida disminuya su valor debido a un aumento de la carga de salida R_o , entonces i_L pasará a modo de conducción discontinua.

4.3. Modo de conducción discontinua con V_o constante

Para aplicaciones donde se requiere una tensión de salida V_o constante a partir de una tensión de entrada V_i no regulada, con un ciclo de servicio D .

El valor medio de la corriente por la bobina en la frontera de conducción continua se obtiene de la ecuación (10), como $V_i=V_o/D$:

$$I_{LF} = \frac{TV_o}{2L} D (1 - D) \dots (11)$$

La máxima corriente por la inductancia de la ecuación (11), en modo continua, se obtiene para un $D=0$:

$$I_{LFmáx} = \frac{TV_o}{8L} \dots (12)$$

Cuando $I_o = I_L < I_{oF} = I_{LF}$ (valores medios) el convertidor entra en MCD.

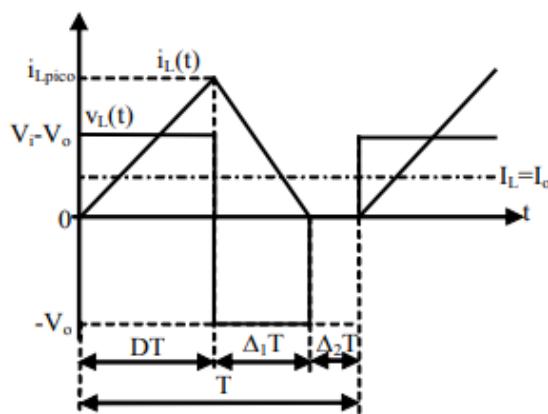


Ilustración 12. Formas de onda MCD



En el intervalo $\Delta_2 T$, la corriente por la inductancia es nula por lo que su tensión durante este tiempo también será nula. Durante el periodo de conmutación, la integral de la tensión en la inductancia también será cero.

$$\int_0^T v_L(t)dt = 0 \rightarrow (V_i - V_o)DT + (-V_o)\Delta_1 T = 0 \quad \dots (13)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{D + \Delta_1} \quad \dots (14)$$

$$v_L(t) = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow i_{Lpico} = \left| \frac{1}{L} \int_0^{\Delta_1 T} v_L(t)dt \right| = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T \quad \dots (15)$$

$$I_o = \frac{i_{Lpico}(D + \Delta_1)T}{2} \frac{1}{T} = i_{Lpico} \frac{(D + \Delta_1)}{2} \quad \dots (16)$$

$$I_o = \frac{V_o T}{2L} (D + \Delta_1) \Delta_1 \quad \dots (17)$$

A partir de las ecuaciones (14), (15) y (16), tomando como $I_o = V_o / R$ concluimos que D es:

$$D = \sqrt{\frac{2I_o V_o L}{V_i (V_i - V_o) T}} \quad \dots (18)$$

4.4. Modo de conducción discontinua con V_i constante

Empleadas para ciertas aplicaciones en las que se pretende tener una V_i constante y una tensión de salida V_o controlada a partir del ciclo de servicio D.

El valor medio de la corriente por la bobina en la frontera de conducción continua, de la ecuación (10) a partir de $V_o = D * V_i$:

$$I_{LF} = \frac{TV_i}{2L} D(1 - D) \quad \dots (19)$$

La máxima corriente por la inductancia, en modo continua, se da para $D = 0,5$

$$I_{LFmáx} = \frac{TV_i}{8L} \quad \dots (20)$$

De (19) y (20), se obtiene (21)

$$I_{LF} = 4I_{LFmáx}D(1 - D) \quad \dots (21)$$



A continuación, se calcula el cociente V_o/V_i en conducción discontinua en función de D y la carga I_o . De las ecuaciones (14) y (17), válidas también para V_i constante:

$$I_o = \frac{V_i T}{2L} D \Delta_1 = 4_{LFmáx} D \Delta_1 \quad \dots (22)$$

$$\Delta_1 = \frac{I_o}{4 I_{LFmáx} D} \quad \dots (23)$$

De las ecuaciones (14) y (23):

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{I_o}{I_{LFmáx}} \right)} \quad \dots (24)$$

La siguiente ilustración muestra la relación V_o/V_i en función de $I_o/I_{LFmáx}$ con D como parámetro. La frontera entre MCC y MCD tiene la misma forma que la parábola de la ilustración 13.

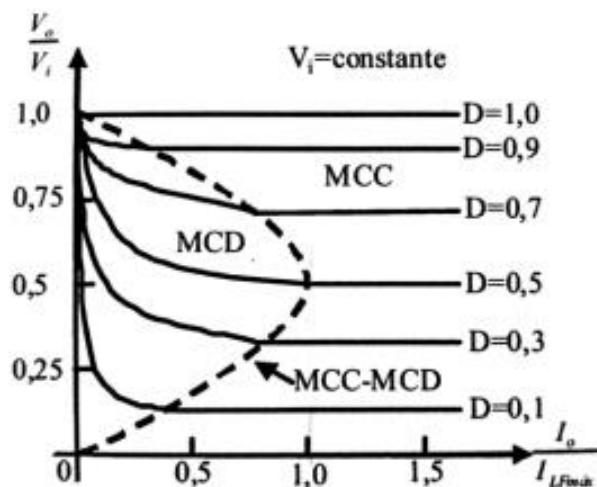


Ilustración 13. Parábola entre MCD y MCC con V_i constante

4.5. Rizado de la tensión de salida

El rizado de tensión se debe, principalmente, a la acción cíclica de comutación del interruptor y a la carga y descarga del condensador de salida. Para reducir el rizado es fundamental el condensador. Cuanto mayor sea su valor, el condensador tiene mayor capacidad para almacenar y liberar energía, lo que hace disminuir el rizado, pero a costa de un aumento en el tamaño y el coste del componente.

Con un condensador con capacidad muy elevada podemos suponer una tensión de salida constante $v_o(t) = V_o$. Sin embargo, con un valor de condensador real, el rizado de la tensión de salida se puede calcular a partir de la gráfica de MCC.

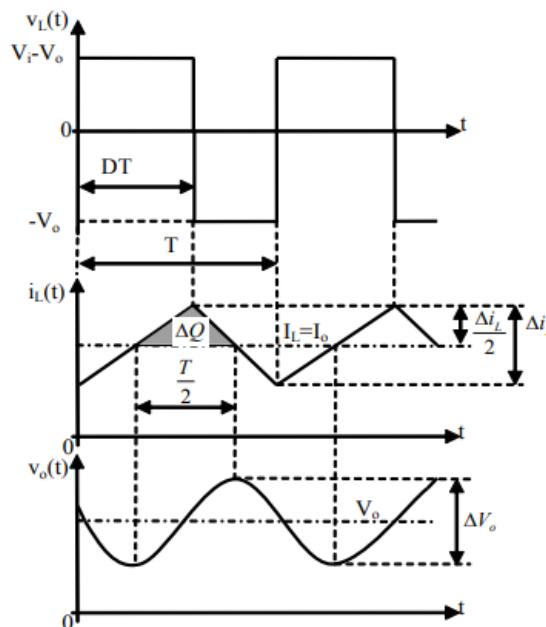


Ilustración 14. Rizado de la tensión de salida Buck

Suponiendo que toda la componente alterna de la bobina $i_L(t)$ pasa por el condensador, y su valor medio por la carga, el área sombreada representa la variación de carga ΔQ . El condensador se carga mientras sea positiva la corriente en el mismo. Entonces, el valor de pico a pico de la tensión de rizado:

$$Q = CV_o \quad \dots (22)$$

$$\Delta Q = C\Delta V_o \quad \dots (23)$$

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{T\Delta i_L}{8} \quad \dots (24)$$



$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{T \Delta i_L}{8C} \quad \dots (25)$$

$$v_L(t) = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow \Delta I_L = \int_{ton}^{t_{off}} v_L(t) dt = \frac{V_o}{L} (1 - D) T \quad \dots (26)$$

Sustituyendo (26) en (25) obtenemos (24)

$$\Delta V_o = \frac{TV_o}{8CL} (1 - D) T \quad \dots (27)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T^2(1 - D)}{8LC} = \frac{\pi^2}{2} (1 - D) \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 \quad \dots (28)$$

Frecuencia de corte del filtro LC: $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

Seleccionando una frecuencia de corte para el filtro de paso bajo significativamente inferior a la frecuencia de conmutación, es posible reducir al mínimo el rizado en la tensión de salida. En las fuentes de alimentación conmutadas, el rizado de la tensión de salida generalmente representa menos del 1 % de la tensión total. Por ello, la aproximación $V_o = v_o(t)$, empleada en los análisis previos, se considera adecuada.

4.6. Simulación del convertidor reductor Buck

En este apartado se llevarán a cabo las simulaciones necesarias para validar las deducciones y ecuaciones desarrolladas en los apartados anteriores. En primer lugar, se simulará un convertidor buck operando en modo de conducción continua bajo distintos ciclos de servicio. A continuación, se llevará al convertidor a la frontera entre conducción continua y discontinua, para después ver su funcionamiento en modo de conducción discontinuo. Finalmente, se evaluará el impacto del condensador de salida en el rizado de la tensión de salida, con el fin de analizar su efecto en la estabilidad y calidad de la señal entregada.

La herramienta utilizada para llevar a cabo la simulación ha sido LTspice XVII.



4.6.1. Modo de conducción continua

El polo principal se construye con un componente de tipo switch y el diodo con un modelo ideal. El condensador incluye una resistencia serie de $0,2\ \Omega$ (ESR) para reducir la oscilación del sistema en el transitorio. Para la simulación se ha utilizado un ciclo de servicio de $D=0,25$ con una frecuencia de 20 kHz, como se puede apreciar en la siguiente ilustración

Las especificaciones para esta simulación son las siguientes:

- Tensión de entrada de 48V.
- Inductancia L de $200\mu\text{H}$.
- Frecuencia operación de 20 KHz.
- Condensador de salida de $100\mu\text{F}$.
- Resistencia a la salida de 5Ω .

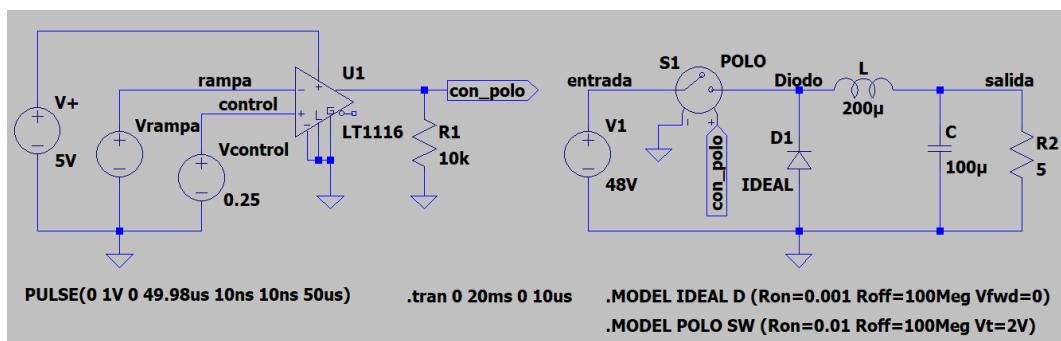


Ilustración 15. Convertidor buck LTspice XVII

Las gráficas obtenidas a partir del circuito anterior:

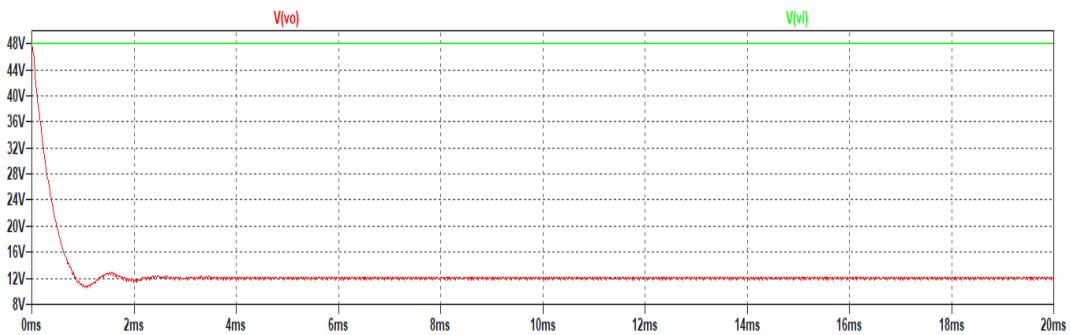


Ilustración 16. Tensión de entrada y salida $D=0.25$ Buck

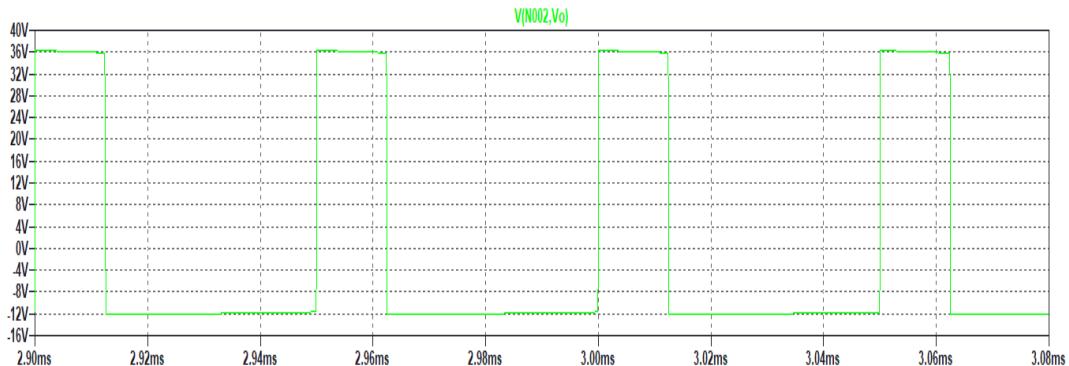


Ilustración 17. Tensión en la inductancia $D=0.25$ Buck

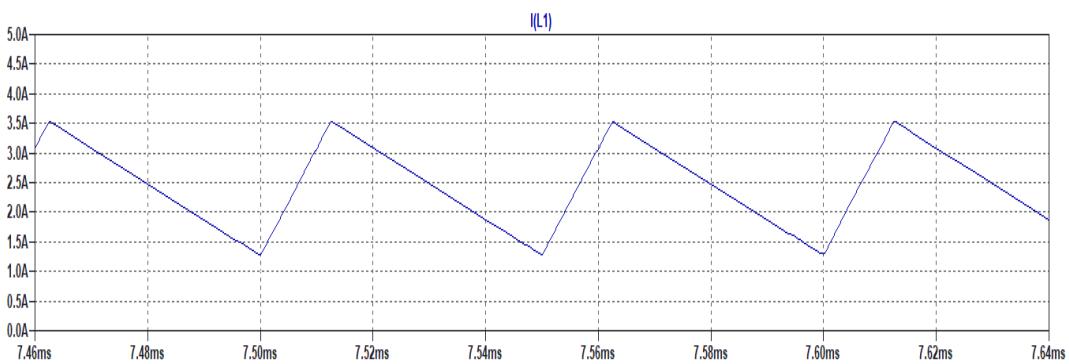


Ilustración 18. Corriente en la inductancia $D=0.25$ Buck

En las gráficas anteriores se puede ver, como efectivamente, el convertidor trabaja en modo de conducción continua, ya que la corriente por la inductancia siempre es mayor que cero. También se puede ver como la tensión de salida toma un valor de 12V, que coincide a la perfección con el valor teórico que deberíamos obtener.

$$V_o = D \cdot V_i = 0,25 \cdot 48 = 12 V$$

La tensión en bornes de la inductancia coincide con los valores teóricos. Cuando el polo de potencia está cerrado en bornes de la inductancia tenemos $V_i - V_o$, 36 V. En el caso opuesto, cuando el polo de potencia está abierto, la tensión en bornes ha de ser $-V_o$, coincidiendo con los -12V que obtenemos. Por último, vemos que las áreas formadas por la tensión en la inductancia en un periodo con el corte con el eje de 0V son iguales.



Cambiamos el ciclo de servicio $D=0,7$. A continuación, se muestran las gráficas obtenidas para esta simulación:

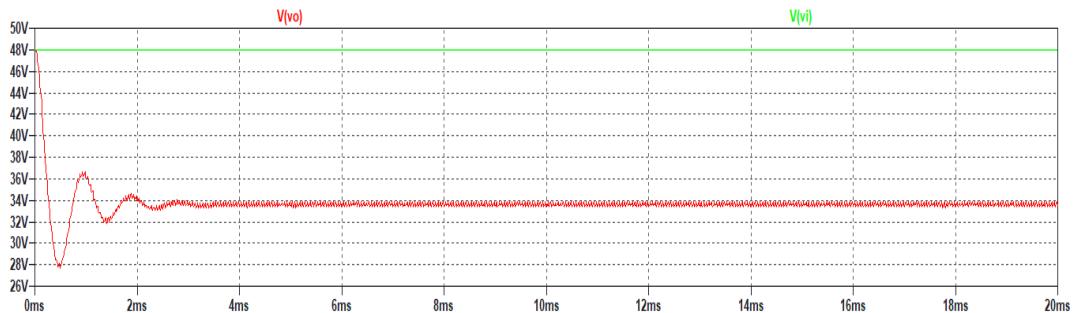


Ilustración 19. Tensión de entrada y salida $D=0,7$ Buck

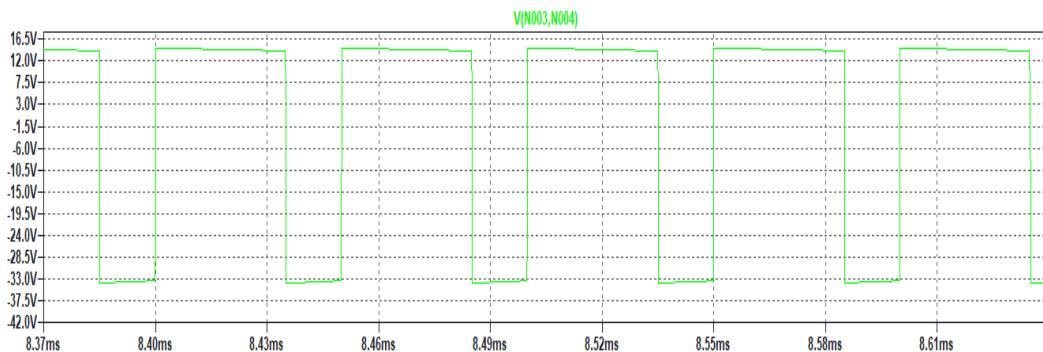


Ilustración 20. Tensión en la inductancia $D=0,7$ Buck

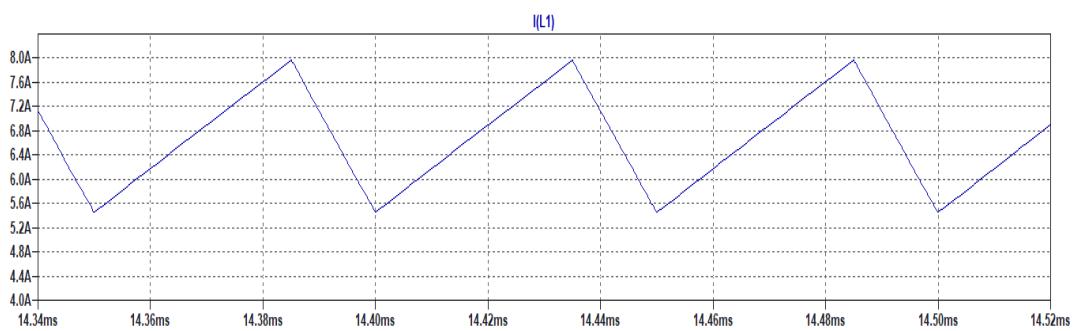


Ilustración 21. Corriente en la inductancia $D=0,7$ Buck

Cuando aumentamos el ciclo de servicio el tiempo de estabilización en el transitorio es mayor, tarda 1 ms más.

El valor de la tensión de salida se aproxima al valor teórico

$$V_o = D \cdot V_i = 0,7 \cdot 48 = 33,6 V$$



Además, la tensión en bornes de la inductancia también coincide con los valores teóricos, cuando el polo de potencia está cerrado, la tensión que tenemos es de unos 14.4V, coincidiendo con la diferencia entre la tensión de entrada y de salida del convertidor, y cuando el polo de potencia está abierto, obtenemos una tensión de -33.6V, coincidiendo con la tensión de salida. Además, la tensión media por la inductancia es de casi 0V, cumpliéndose así la característica de la igualdad de áreas de la gráfica en Ton y Toff con respecto al eje de 0V.

4.6.2 Frontera entre conducción continua y discontinua

Una forma de llevar al convertidor al punto de operación en la frontera es mediante la variación de la carga.

Desde un punto de vista teórico, se establece que, para alcanzar dicha frontera, la corriente a través de la inductancia debe anularse al final de cada período. Además, manteniendo constante la tensión de salida y conociendo el valor del ciclo de trabajo, es posible determinar el valor de la intensidad media de salida, desarrollada anteriormente en la ecuación (10), con el cual el convertidor operará en la frontera. A partir de la ley de Ohm, se puede calcular la carga necesaria que debe conectarse al convertidor para lograr operar en este punto.

$$I_{LF} = \frac{DT}{2L} (V_i - V_o) = \frac{0.25 \cdot 0.05 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} (48 - 12) = 1.125 A$$

$$R_o = \frac{V_o}{I_{LF}} = \frac{12}{1.125} = 10.66 \Omega$$

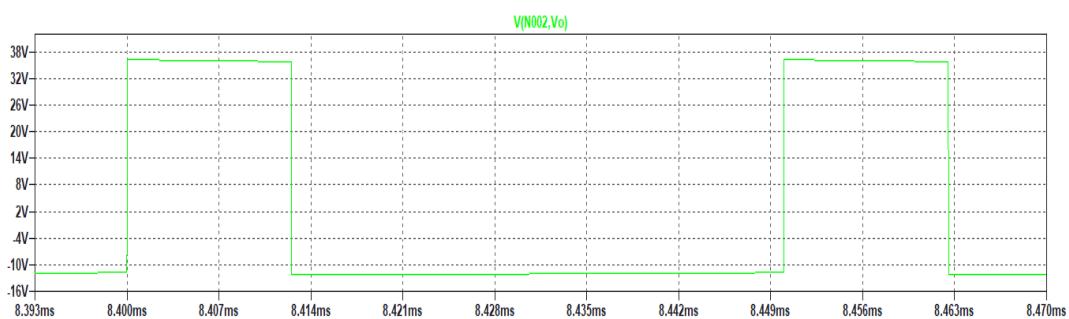


Ilustración 22. Tensión en la inductancia frontera entre MCC y MCD

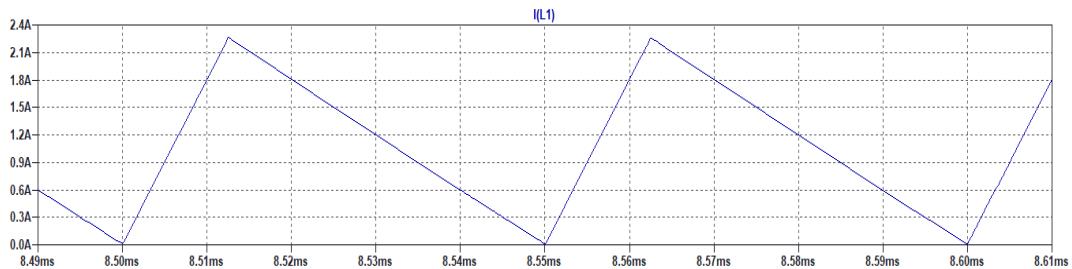


Ilustración 23. Corriente en la inductancia frontera entre MCC y MCD

En el caso de seguir aumentando el valor de R_o , i_L se hará discontinua.

4.6.3 Modo de conducción discontinua

Si continuamos aumentando el valor de la carga por encima de 10.66Ω , por ejemplo, a 30Ω (valor donde se puede apreciar el modo de conducción discontinua) el modo de conducción pasará a ser discontinua, y para el ciclo de servicio $D=0.25$, ya no obtendremos una tensión de salida de 12V, ya que la relación que sigue el convertidor en el modo de conducción discontinua es la vista en la ecuación (14).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{D + \Delta_1}$$

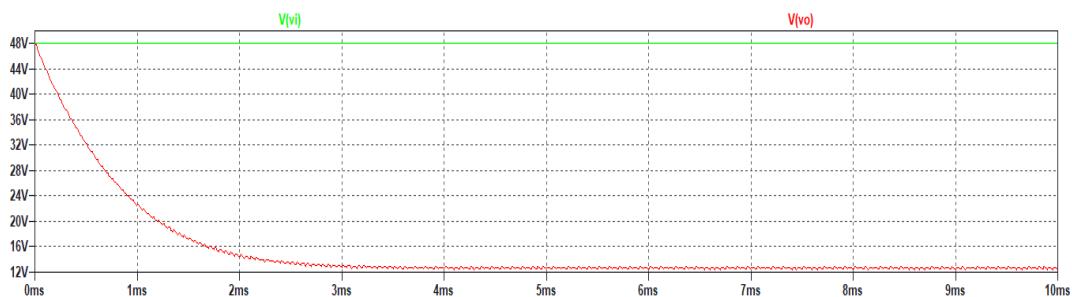


Ilustración 24. Tensión de entrada y salida MCD Buck

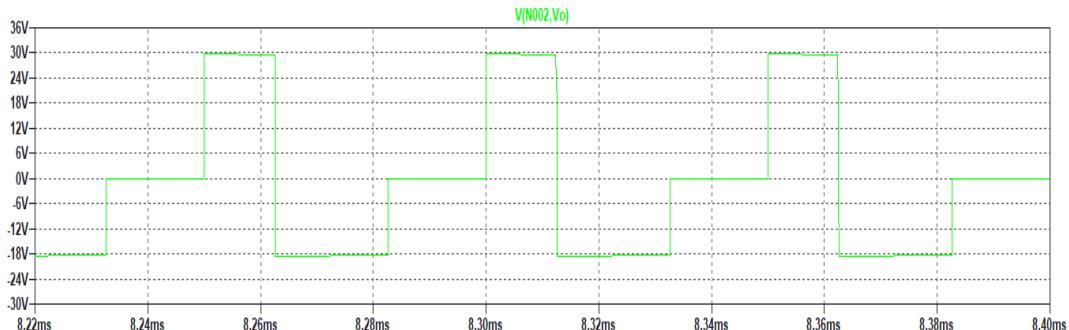


Ilustración 25. Tensión en la inductancia MCD Buck

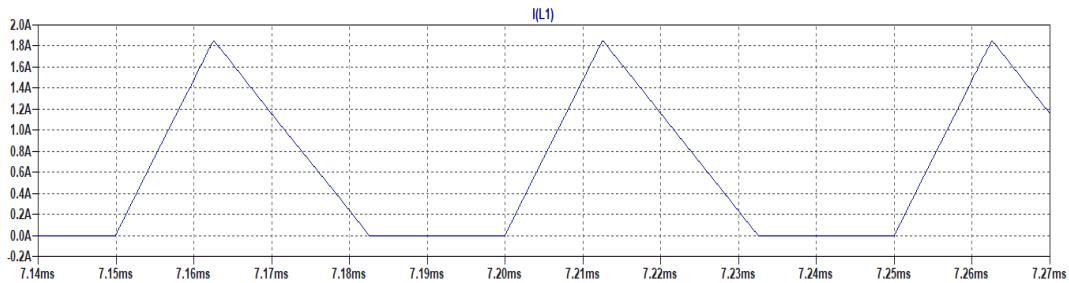


Ilustración 26. Corriente en la inductancia MCD Buck

Se observa que la tensión de salida V_o ha aumentado para el mismo ciclo de servicio D.

En el modo de conducción discontinuo, la tensión en la inductancia V_L se hace cero cuando la corriente en la inductancia i_L se anula.

4.6.4 Rizado de la tensión de salida

La etapa de salida del convertidor incorpora un filtro paso bajo con una bobina y un condensador (LC) lo que evita la llegada de alimentación pulsada a la carga. A continuación, se muestran las gráficas del rizado:

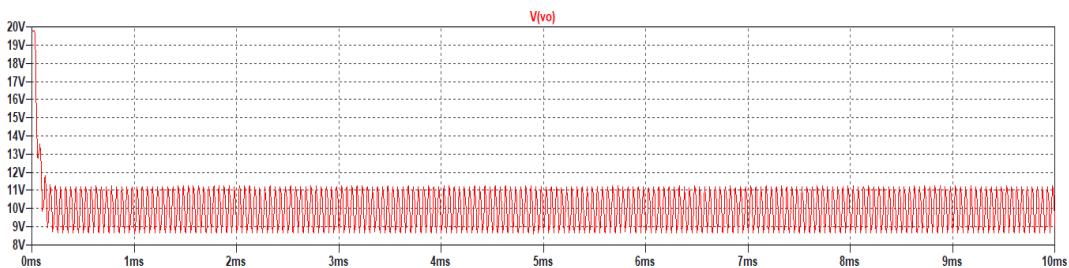


Ilustración 27. Rizado de la tensión de salida con un $C=10\mu F$

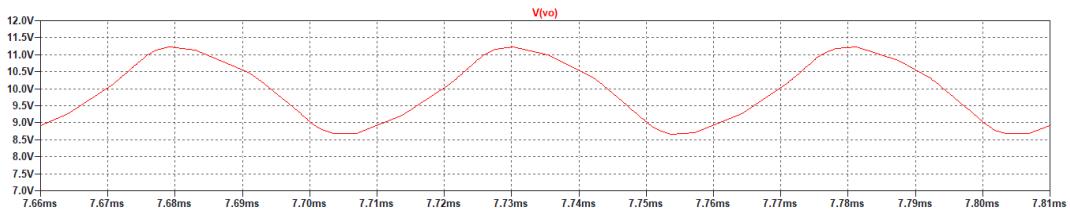


Ilustración 28. Forma de onda del rizado $C=10\mu F$

En las ilustraciones anteriores podemos observar el rizado con un condensador de $10\mu F$. En las ilustraciones 29 y 30 vemos el rizado con un condensador de $50\mu F$. Con un condensador cinco veces más grande, obtenemos un rizado entorno a cinco veces más pequeño.

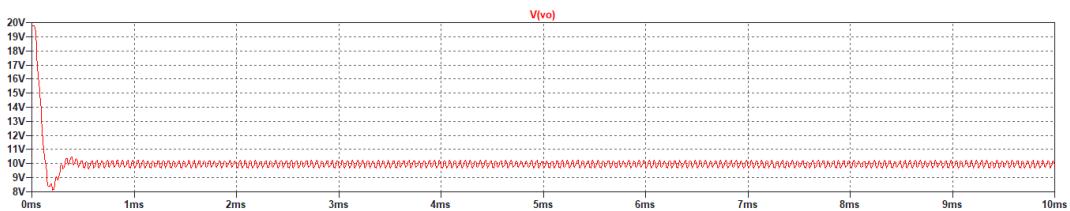


Ilustración 29. Rizado de la tensión de salida con un $C=50\mu F$

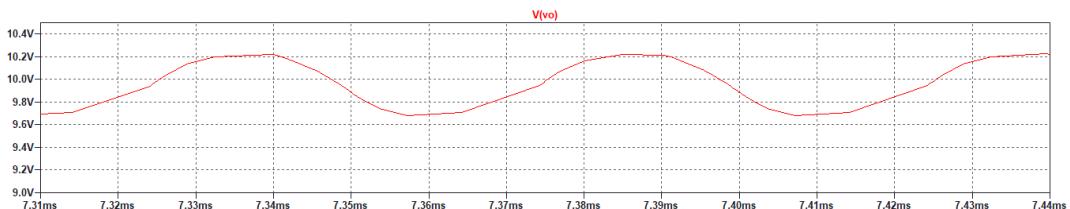


Ilustración 30. Forma de onda del rizado $C=50\mu F$

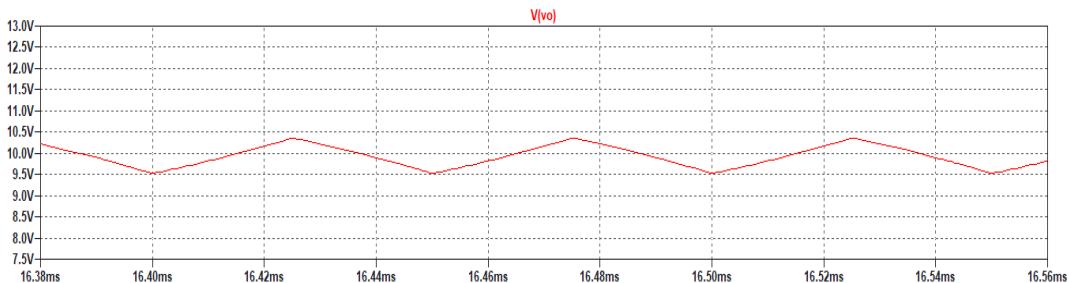
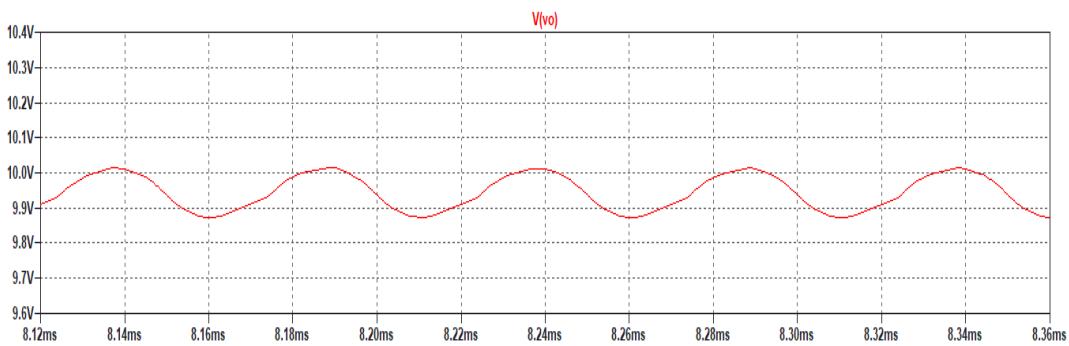
Si consideramos la resistencia en serie del condensador de salir (ESR) el rizado de la tensión de salida pasa a ser la suma de dos señales, la primera debido al condensador ideal con forma senoidal, y la segunda debido a la resistencia en serie del condensador (ESR) con forma triangular.

Los valores utilizados para la simulación son los siguientes:

- Tensión de entrada de 20V.
- $D=0.5$
- Inductancia L de $50\mu H$.
- Frecuencia operación de 20 KHz.
- Condensador de salida de $200\mu F$.
- Resistencia a la salida de 1Ω .



En la siguiente ilustración se puede observar la forma de diente de sierra de la tensión de salida V_o cuando se dispone una $ESR=0.2\Omega$. En la segunda ilustración, sin la resistencia en serie en el condensador, la forma de onda de V_o es prácticamente senoidal.

Ilustración 31. Tensión de salida con $ESR=0.2\Omega$ Ilustración 32. Tensión de salida sin ESR

La corriente de pico por el condensador durante toff:

$$I_{C,pico} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_o}{2L} (1 - D)T$$

Debido a su forma triangular, el valor eficaz de la corriente de pico por el condensador es:

$$I_{C,rms} = \frac{I_{C,pico}}{\sqrt{3}} = \frac{V_o}{2L\sqrt{3}} (1 - D)T$$

La pérdida de potencia en el condensador sería $P_C = I_{C,rms} * ESR^2$. Para evitar en todo lo posible estas pérdidas se debe seleccionar condensadores de ESR lo menor posible.

4.7 Comprobación de un Buck comercial

En esta sección se evaluarán las especificaciones técnicas de un convertidor Buck ajustable de corriente continua (CC/CC) con una potencia de 300W y 20A. Este tipo de dispositivo se comercializa en plataformas como Amazon o AliExpress, donde los vendedores suelen ser intermediarios que adquieren grandes volúmenes de productos para su reventa. Debido a esta dinámica, es común que las características descritas en las fichas de producto no se correspondan con la realidad. En este apartado se realizará pruebas prácticas para validar sus características.

El precio de este convertidor varía desde 0.99€ hasta 19.68€ en función de la página web donde se adquiera.

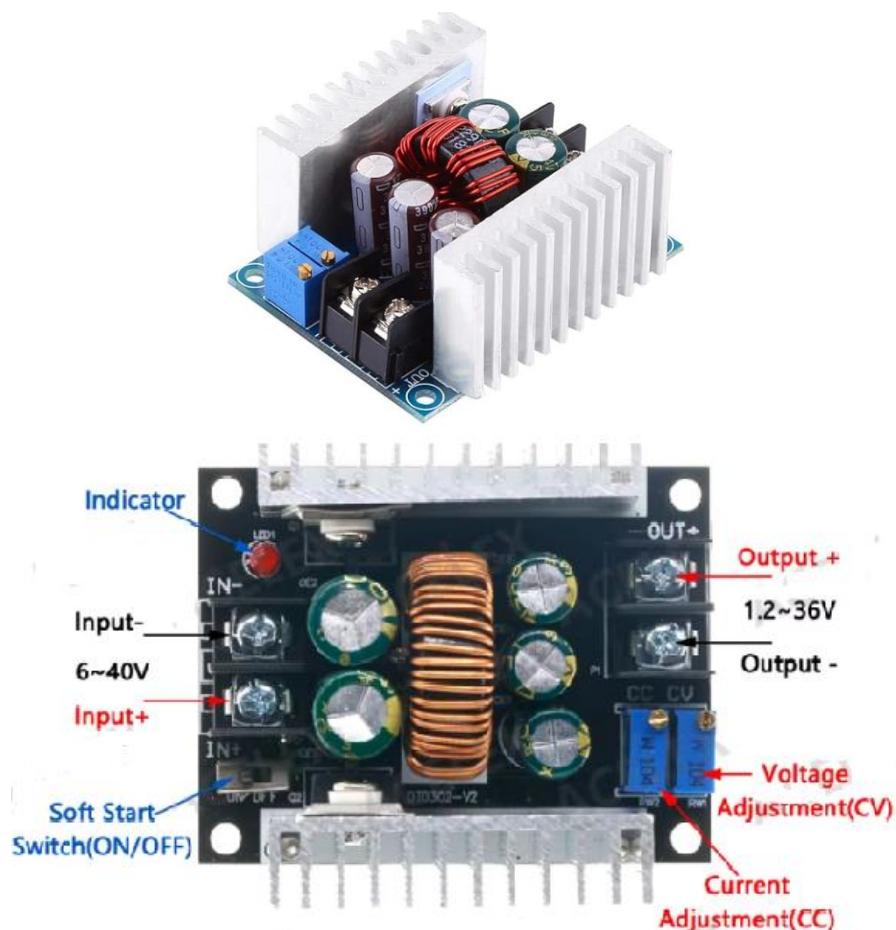


Ilustración 33. Convertidor Buck comercial



Dentro de la página se encuentra la descripción y las especificaciones del producto, que se muestran a continuación:

- Características
 - La eficiencia puede ser de hasta 96%.
 - Está diseñado con tubo MOS dual de corriente grande de 75V/80A.
 - La entrada y salida utilizan condensador electrolítico de alta frecuencia y baja resistencia, baja ondulación, salida estable.
 - El módulo Buck tiene 2 disipadores de calor que podrían mejorar la disipación del calor en los dos semiconductores.
 - Cuando haya una gran diferencia entre el voltaje de entrada y salida, disminuya la potencia y la corriente.
 - Dirección de ajuste del potenciómetro: sentido horario (aumento), sentido antihorario (disminución)
- Especificaciones
 - Voltaje de entrada: 6V a 40V CC (se sugiere 10V a 40V)
 - Voltaje de salida: 1,2 V a 36V DC
 - Corriente de salida: 20A (máx.), 15A (sugerido)
 - Rizado: $\leq 50\text{mV}$
 - Frecuencia máxima: 150 kHz
 - VO +: Salida positiva
 - VO -: Salida negativa
 - + IN: Entrada positiva
 - -IN: Entrada negativa
 - CV: Ajuste de voltaje de salida
 - CC: Ajuste de corriente de salida

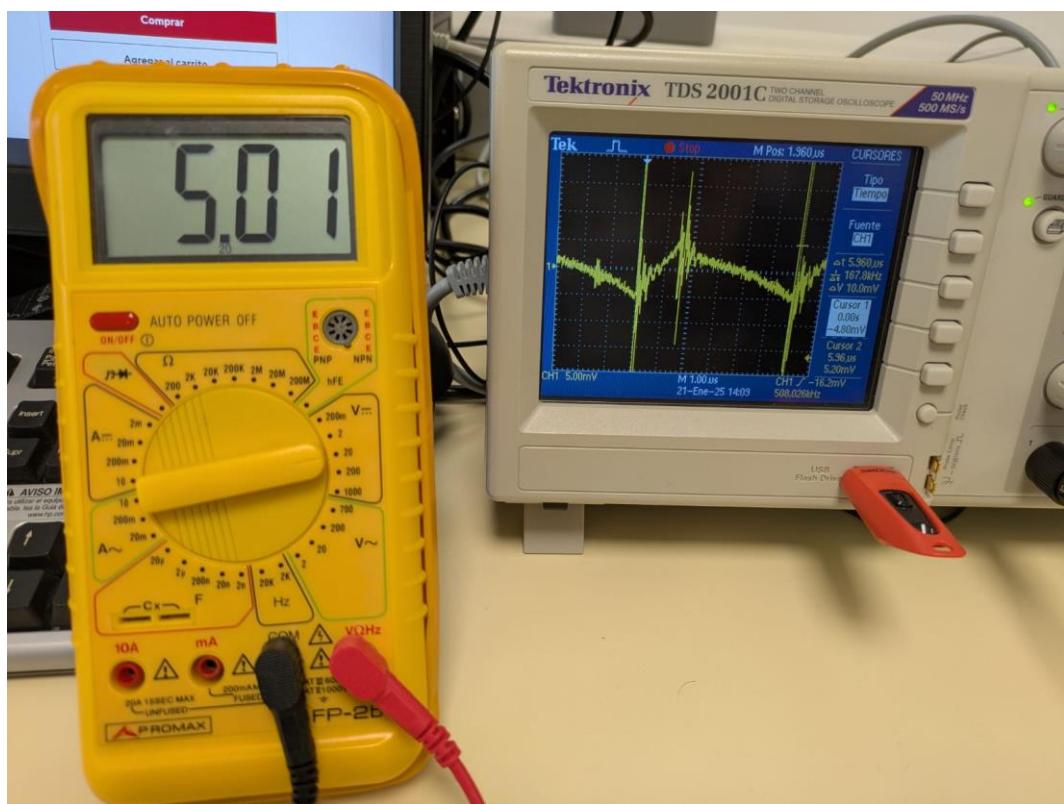
El convertidor Buck se ha conectado a una fuente de alimentación que genera 20V y 20mA. Como carga se ha dispuesto una resistencia de 1K. A su vez, se ha conectado un polímetro para medir la tensión de salida que llega a la carga.

Se realizará comprobaciones para tres ciclos de servicio D=0.25, D=0.5 y D=0.75.

Con ayuda de un osciloscopio, eliminando la parte de corriente continua de la señal, se obtienen las siguientes ilustraciones que muestran las especificaciones reales del convertidor.



Ilustración 34. Osciloscopio D=0.25



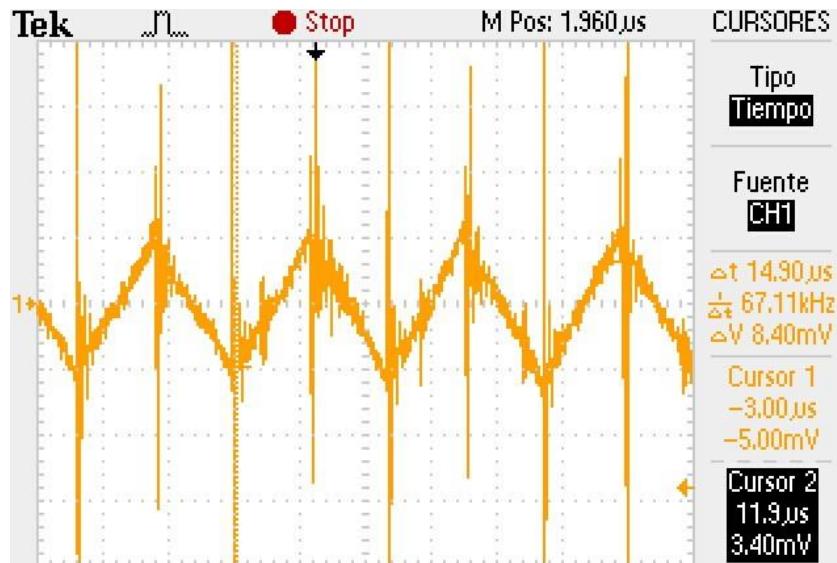
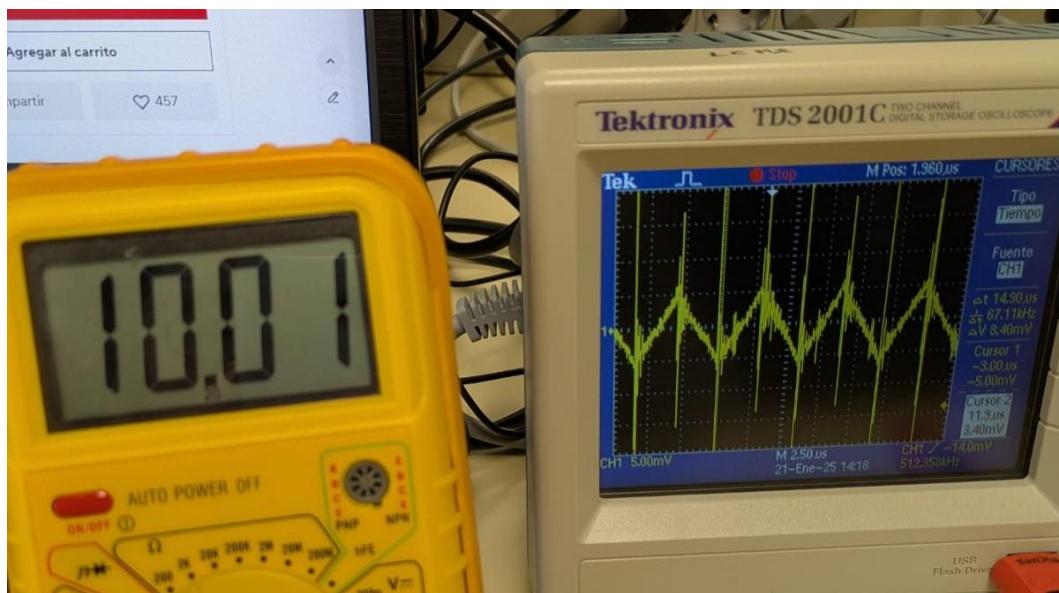


Ilustración 35. Osciloscopio D=0.5

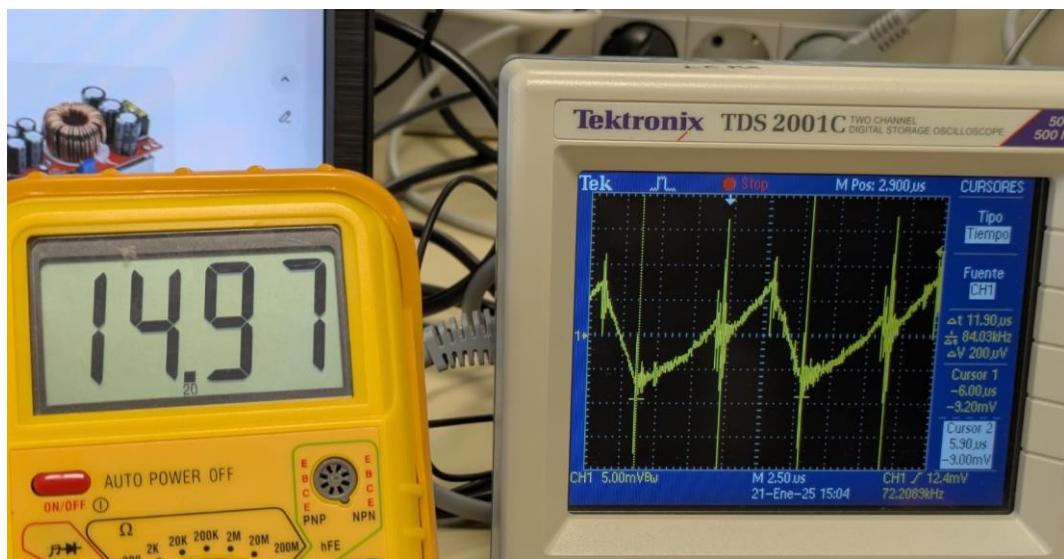


Para un ciclo de $D=0.5$, en el cual el interruptor se encuentra cerrado la mitad del tiempo en un periodo y abierto la segunda mitad del periodo, se obtiene una forma de onda triangular de la tensión de salida. A pesar del ruido, puede en la ilustración como cuadrado equivale a 5mV y se obtiene mas o menos dos cuadrados (10mV) y el pico del triángulo coincide en la mitad de los dos cuadrados.

Para este ciclo de servicio, con una tensión de entrada $V_i=20V$, se obtiene una tensión de salida $V_o=10V$, como refleja el polímetro.



Ilustración 36. Osciloscopio D=0.75



Como se puede ver en las ilustraciones anteriores para cada ciclo de servicio se obtiene una frecuencia de conmutación diferente. La máxima frecuencia se obtiene para D=0.25 con $f=167.8$ kHz. Las especificaciones, en cuanto a frecuencia, establecía su valor máximo en 150kHz.

El mayor rizado de la tensión que se obtiene es de 10mV, de acuerdo con las especificaciones cuyo valor máximo es de 50mV.



5. Convertidor elevador (BOOST)

El convertidor elevador, que también recibe nombre de boost o set-up, es un convertidor conmutado, que obtiene una tensión de salida mayor que la tensión de entrada con la misma polaridad. A continuación, se muestra la topología que permite obtener el mayor rendimiento de este convertidor:

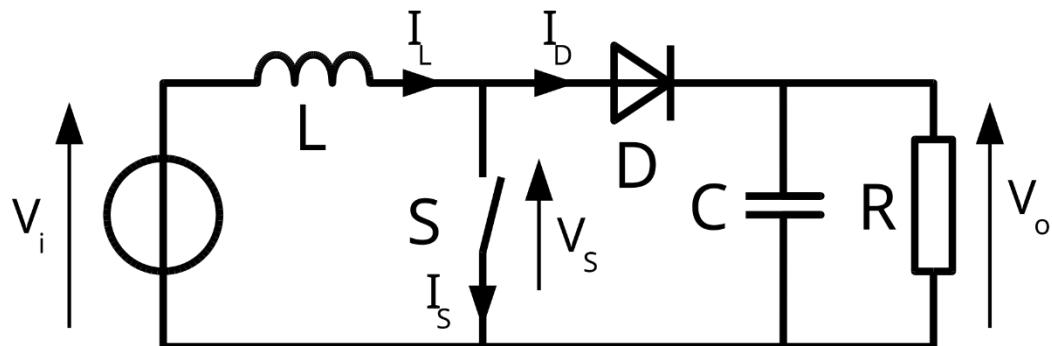


Ilustración 37. Estructura básica convertidor Boost

En cuanto a su funcionamiento, podríamos separarlo en dos etapas. La primera etapa, considerando cerrado el polo de potencia, el diodo esta polarizado en inversa, aislando la salida. La bobina almacena energía con una tensión entre bornes igual a V_i . En la segunda etapa, cuando abrimos el polo de potencia, la energía almacenada en la bobina durante la primera etapa es la diferencia entre la tensión de entrada y la salida. Sabiendo que la tensión a la salida es mayor que a la entrada, la inductancia comienza a descargarse. El diodo esta polarizado en directa, comportándose como un cable. Se puede asumir que la tensión de salida sea constante siempre y cuando el condensador del filtro sea lo suficientemente grande.

5.1 Modo de conducción continua (MCC)

En MCC la corriente por la inductancia siempre fluye de manera continua ($i_L(t) > 0$). Siempre conduce alguno de los polos de potencia.

Se puede suponer constantes tanto la tensión en el condensador como la corriente de salida.

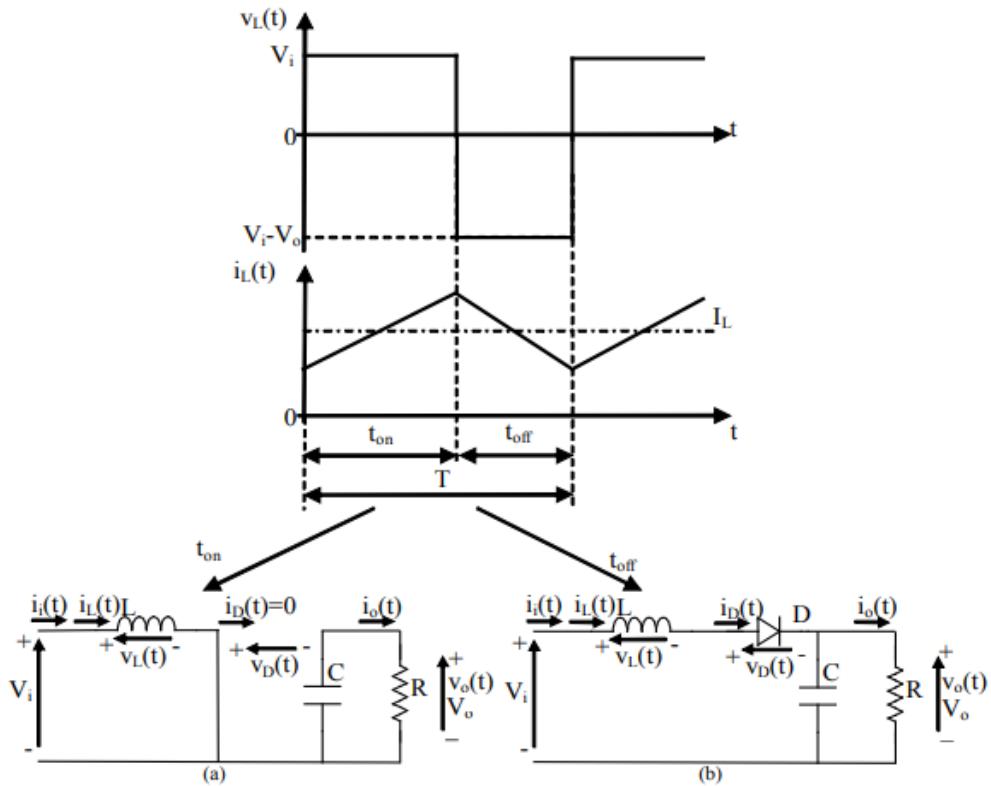


Ilustración 38. MCC Boost a) Interruptor cerrado b) Interruptor abierto

Cuando el interruptor está cerrado (ton) el diodo se polariza en inversa, lo que provoca que la entrada suministre energía a la inductancia y que su intensidad, $i_L(t)$, comience a crecer linealmente. Cuando el interruptor está abierto (toff) el diodo se polariza en directa, lo que provoca que la caída de tensión en la bobina sea negativa. La energía que se almacenó en ella mientras el interruptor estaba cerrado permite que siga circulando una intensidad $i_L(t)$ que decrece de manera lineal.

En estado estacionario, las áreas de la gráfica de la tensión de la inductancia son iguales y se repiten de un periodo a otro, por lo que la integral de la tensión en la bobina será 0.

$$\int_0^T v_L(t)dt = \int_0^{t_{on}} v_L(t)dt + \int_{t_{on}}^T v_L(t)dt = 0 \quad \dots (4)$$

$$V_i t_{on} + (V_i - V_o) t_{off} = 0 \quad \dots (29)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{T}{t_{off}} = \frac{1}{1 - D} \quad \dots (30)$$



Suponiendo que no existen pérdidas de potencia

$$P_i = P_o \quad \dots (6)$$

$$V_i I_i = V_o I_o \quad \dots (7)$$

$$\frac{I_o}{I_i} = (1 - D) \quad \dots (31)$$

En la siguiente ilustración se muestran las formas de onda de la corriente por el interruptor y por la bobina, donde vemos cómo la del interruptor es pulsante mientras que por la bobina es continua y lineal.

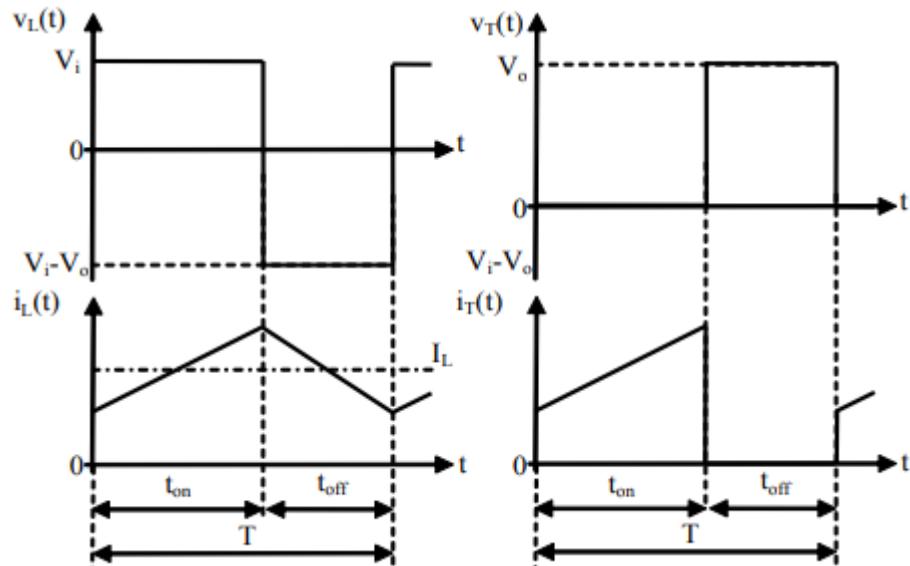


Ilustración 39. Formas de ondas I , V en interruptor y en bobina

En cuanto al polo de potencia activo, la corriente que circula por él durante el tiempo t_{on} es la misma que atraviesa la bobina, pero cuando termina el tiempo t_{on} y deja de conducir, tiempo t_{off} , la corriente cae rápidamente a cero. Este comportamiento genera interferencias electromagnéticas (EMI) elevadas en la salida, ya que los pulsos del polo de potencia activo llegan directamente al condensador. En un convertidor buck, estos pulsos están más atenuados gracias a la presencia de la bobina en la etapa de salida. Por otro lado, en un convertidor elevador, como la bobina está situada en la entrada, las EMI serán más bajas en la entrada y más altas en la salida. En consecuencia, las EMI son más notorias en la etapa del convertidor que no cuenta con una bobina. Para mitigar los efectos de estas interferencias, puede ser necesario añadir un filtro adicional.



5.2 Frontera entre conducción continua y discontinua

En la frontera entre MCC y MCD, la corriente de la bobina se anula al final del periodo de conmutación. Para cada valor del ciclo de servicio D, hay un valor de $I_L = I_{LF}$

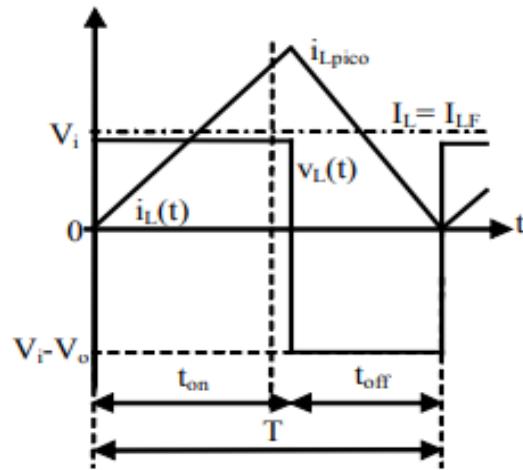


Ilustración 40. Frontera entre MCC y MCD Boost

En la frontera, el valor medio de la corriente por la inductancia es:

$$I_{LF} = \frac{1}{2} i_{pico} = \frac{V_i}{2L} t_{on} = \frac{TV_o}{2L} D(1 - D) \quad \dots (32)$$

Para el convertidor elevador, la intensidad de la inductancia y de la entrada son las mismas ($i_L = i_i$), entonces la corriente de salida en la frontera en MCC es:

$$I_{oF} = \frac{TV_o}{2L} D(1 - D)^2 \quad \dots (33)$$

En la siguiente ilustración, se representa I_{LF} e I_{oF} en función del ciclo de servicio D, con una V_o de salida constante. Variar el ciclo de servicio D y mantener una tensión de salida V_o constante implica que la tensión de entrada V_i varíe.

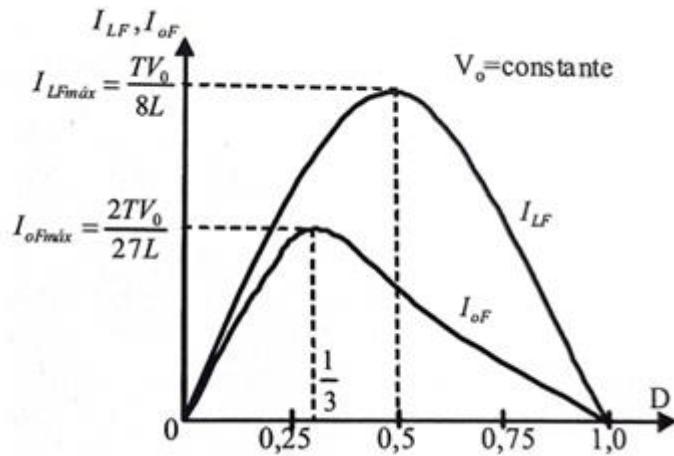


Ilustración 41. Parábola en la frontera en función del ciclo de servicio

En la ilustración, I_{LF} alcanza su máximo valor para un $D=0,5$

$$I_{LFmáx} = \frac{TV_o}{8L} \quad \dots (34)$$

La corriente I_{OF} alcanza su máximo valor para un $D=1/3$:

$$I_{OFmáx} = \frac{2}{27} \frac{TV_o}{L} = 0.074 \frac{TV_o}{L} \quad \dots (35)$$

Todas las ecuaciones de este apartado han sido expresadas considerando una V_o constante. Sin embargo, se puede expresar su equivalente para una V_i constante.

V_i constante	V_o constante
$I_{LF} = \frac{T}{2L} V_i D$	$I_{LF} = \frac{T}{2L} V_o D(1 - D)$
$I_{LFmax(D=1)} = \frac{TV_i}{2L}$	$I_{LFmax(D=0.5)} = \frac{TV_o}{8L}$
$I_{OF} = \frac{T}{2L} V_i D(1 - D)$	$I_{OF} = \frac{T}{2L} V_o D(1 - D)^2$
$I_{OFmax(D=0.5)} = \frac{TV_i}{8L}$	$I_{OFmax(D=\frac{1}{3})} = \frac{2}{27} \frac{TV_o}{L}$

5.3 Modo de conducción discontinua (MCD)

Cuando $I_o < I_{oF}$ ó $I_L < I_{LF}$ en sus valores medios, el convertidor elevador entra en MCD.

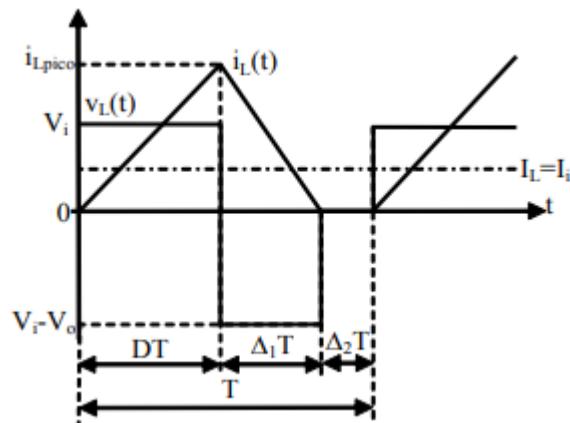


Ilustración 42. Formas de onda MCD Boost

Si igualamos a cero e integramos la tensión en la inductancia a lo largo de un periodo:

$$\int_0^T v_L(t) dt = 0 \quad \dots (36)$$

$$V_i DT + (V_i - V_o) \Delta_1 T = 0 \quad \dots (37)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \quad \dots (38)$$

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \quad \dots (39)$$

$$I_i = \frac{1}{2} (D + \Delta_1) T \left(\frac{1}{L} \int_0^{DT} V_i dt \right) \frac{1}{T} = \frac{V_i}{2L} DT (D + \Delta_1) \quad \dots (40)$$

A partir de las ecuaciones (36), (37), (38), (39) y (40) se obtiene la ecuación (41). Donde V_o depende del ciclo de servicio D y de la corriente de entrada I_i

$$D = \sqrt{\frac{2I_i L}{V_i T \left(1 + \frac{V_i}{V_o - V_i} \right)}} \quad \dots (41)$$

En la siguiente ilustración puede verse como sería el comportamiento del convertidor elevador con V_o constante en función del ciclo de servicio D.

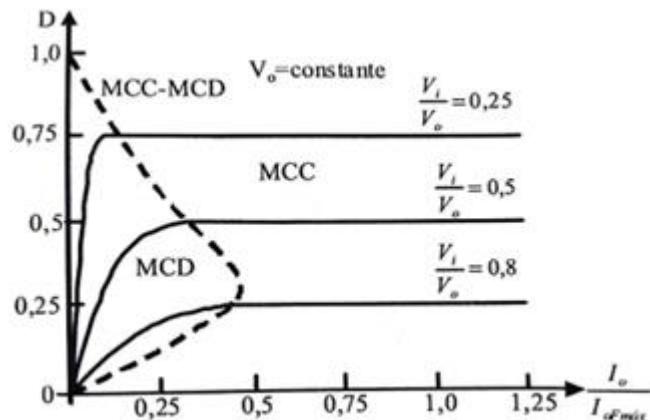


Ilustración 43. Parábola entre MCD y MCC con V_o constante

5.4 Rizado de la tensión de salida

El rizado de la tensión de salida se puede calcular a partir de las formas de onda de la siguiente ilustración en modo de conducción continua (MCC).

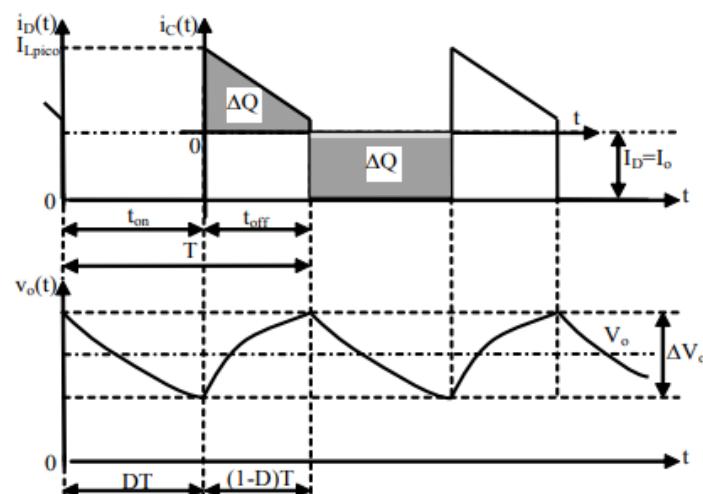


Ilustración 44. Rizado de la tensión de salida Boost



Toda la parte alterna de la señal que circula por el diodo, pasa por el condensador, y su valor medio por la carga, el área sombreada representa la carga ΔQ , Entonces el rizado de pico a pico suponiendo lo constante es:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT}{C} = \left(\frac{V_o}{R}\right) \frac{DT}{C} \quad \dots (39)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT}{RC} \quad \dots (40)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT}{RC} = D \frac{T}{\tau} \quad \dots (41)$$

Donde τ es la constante de tiempo

En el convertidor Buck la inductancia está en serie con el condensador lo que hace reducir la corriente de este, esto produce que el rizado del convertidor Buck dependa de la inductancia L . En el caso del convertidor elevador o Boost el rizado de la tensión no depende de la corriente de la inductancia, pero sí de la corriente de salida.

Las fórmulas obtenidas para calcular el rizado del convertidor elevador sólo sirven para el caso de MCC.

5.5 Efecto de los elementos parásitos

Hasta ahora se han considerado ideales todos los elementos del circuito de potencia (semiconductores y componentes pasivos). Realmente, todos los elementos tienen pérdidas de potencia. Los elementos parásitos lo encontramos en la inductancia, el condensador, el polo de potencia y el diodo.

Teóricamente, cuando D tiende a 1, la relación entre V_o y V_i tiende a infinito, pero la realidad es distinta debido a los elementos parásitos: cuando D tiende a 1, V_o/V_i tiende a cero. Esto se va a demostrar analizando el efecto del elemento parásito del inductor, su resistencia asociada R_L .

La corriente i_L por la inductancia apenas varía, por lo que supondremos que la tensión de R_L es el producto del valor medio de i_L por R_L .

Debido a que en estado estacionario la integral de la tensión en la inductancia a lo largo de un período T es cero:

$$\int_0^T v_L(t) dt = \int_0^{t_{on}} v_L(t) dt + \int_{t_{on}}^T v_L(t) dt = 0 \quad \dots (4)$$



$$\int_0^{DT} (V_i - I_L R_L) dt = - \int_{DT}^T (V_i - I_L R_L - V_o) dt \quad \dots (42)$$

$$(V_i - I_L R_L) DT = (I_L R_L + V_o - V_i)(1 - D)T$$

$$V_i = I_L R_L + V_o(1 - D) \quad \dots (43)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\frac{R_L}{R(1 - D)} + (1 - D)} \quad \dots (44)$$

En la siguiente ilustración, se representa V_o/V_i en función de D , para un caso real, tomando como ejemplo $\frac{R_L}{R} = 0.015$ y para el caso ideal donde el cociente de $\frac{R_L}{R} = 0$.

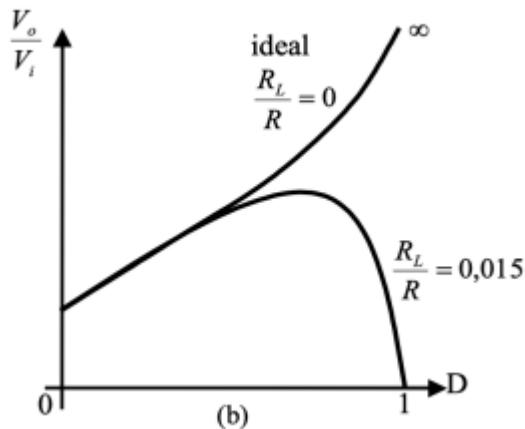


Ilustración 45. Efecto elemento parásito en la inductancia en función de las tensiones

En el comportamiento real del convertidor, se observa que a medida que el ciclo de servicio D aumenta hay mayor diferencia entre la curva real e ideal.

La gráfica anterior muestra que si V_i se reduce supone un aumento de la relación V_o/V_i , para mantener V_o estable se incrementaría el ciclo de servicio D . Si, V_o/V_i se acerca al valor máximo de la curva real, una disminución de V_o provoca el aumento de D , el ciclo de servicio también aumentaría para compensarlo, lo que provocaría el efecto contrario al deseado: que V_o decreciera aún más, lo que produciría que D tendería a la unidad y V_o a cero. Para que esto no ocurra, se limita el ciclo de trabajo D .



5.6 Simulación del convertidor elevador

En este apartado se llevarán a cabo las simulaciones necesarias para validar las deducciones y ecuaciones desarrolladas en los apartados anteriores. En primer lugar, se simulará un convertidor Boost operando en modo de conducción continua bajo distintos ciclos de servicio. A continuación, se llevará al convertidor a la frontera entre conducción continua y discontinua, para después ver su funcionamiento en modo de conducción discontinua. Se analizará el rizado de la tensión de salida y, por último, se simulará un modelo más real con la resistencia en serie de la inductancia, R_L .

La herramienta utilizada para llevar a cabo las simulaciones ha sido LTspice XVII.

5.6.1 Modo de conducción continua

El polo principal se construye con un componente de tipo switch y el diodo con un modelo ideal. Se configura en el controlador PWM un ciclo de trabajo de $D=0,4$ con una frecuencia de 20 kHz. Para que la simulación sea más realista se ha considerado que inicialmente no circula corriente por la bobina (.ic $I(L1)=0$).

Las especificaciones para esta simulación son las siguientes:

- Tensión de entrada de 12V.
- Inductancia L de $150\mu\text{H}$.
- Frecuencia operación de 20 KHz.
- Condensador de salida de $100\mu\text{F}$.
- Resistencia a la salida de 30Ω .

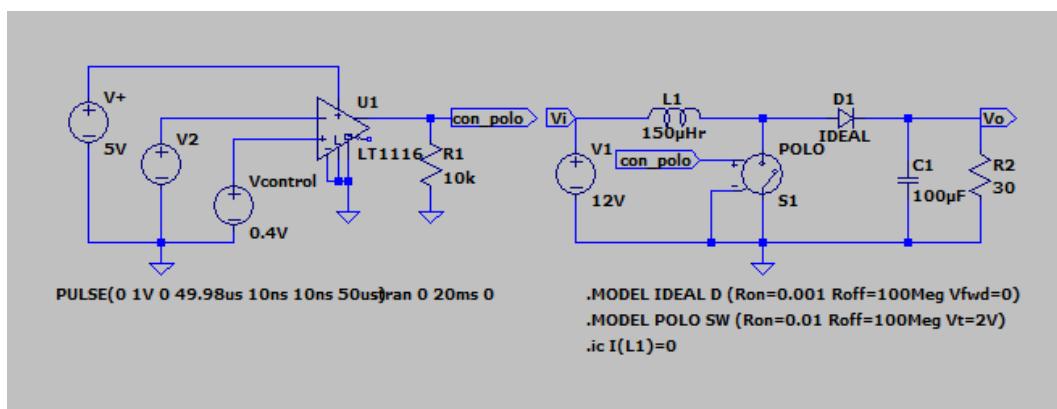


Ilustración 46. Convertidor Boost LTspice XVII



Las gráficas obtenidas a partir del circuito anterior:

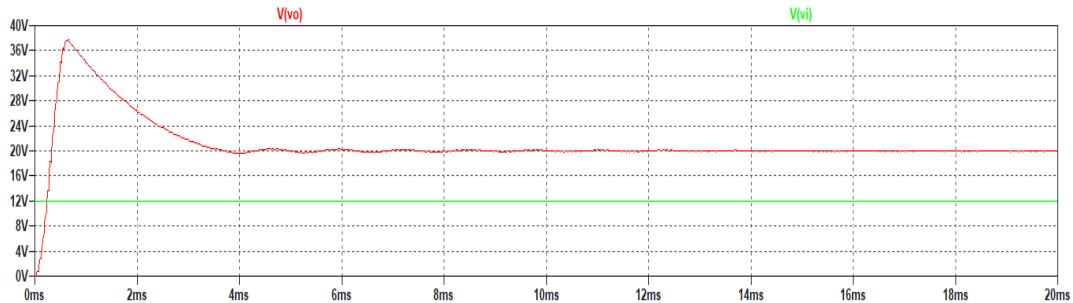


Ilustración 47. Tensión de entrada y salida $D=0.4$ Boost

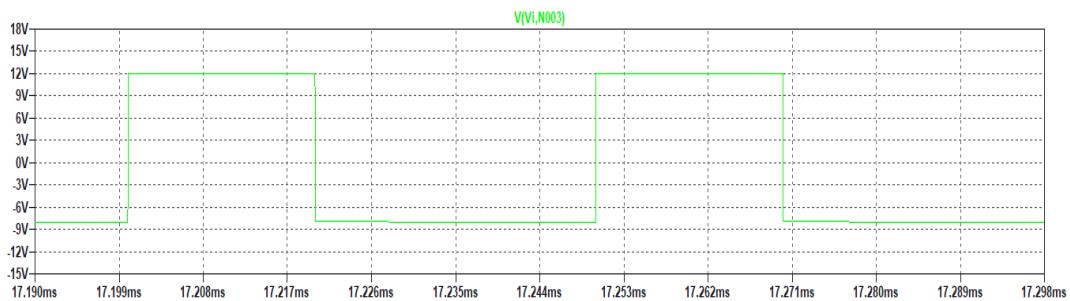


Ilustración 48. Tensión en la bobina MCC $D=0.4$ Boost

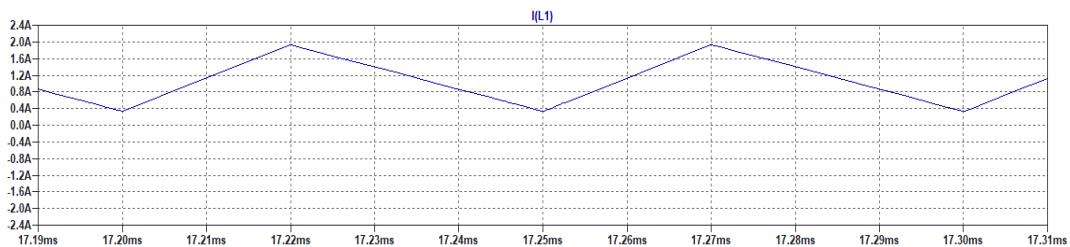


Ilustración 49. Corriente en la bobina MCC $D=0.4$ Boost

En las gráficas se puede observar como el convertidor trabaja en MCC ya que la corriente por la inductancia es mayor que cero. También se puede ver como la tensión de salida toma un valor de 20V, coincidiendo con el valor teórico.

$$V_o = \frac{Vi}{1 - D} = \frac{12}{1 - 0.4} = 20 V$$

La tensión de la inductancia coincide con los valores teóricos. Cuando el polo de potencia está cerrado tenemos Vi , 12 V. En el caso opuesto, cuando el polo de potencia está abierto, la tensión ha de ser $Vi - Vo$, coincidiendo con los -8V que obtenemos. Por último, vemos que las áreas formadas por la tensión en la inductancia en un periodo con el corte con el eje de 0V son iguales.



Cambiamos el ciclo de servicio $D=0,7$. A continuación, se muestran las gráficas obtenidas para esta simulación:

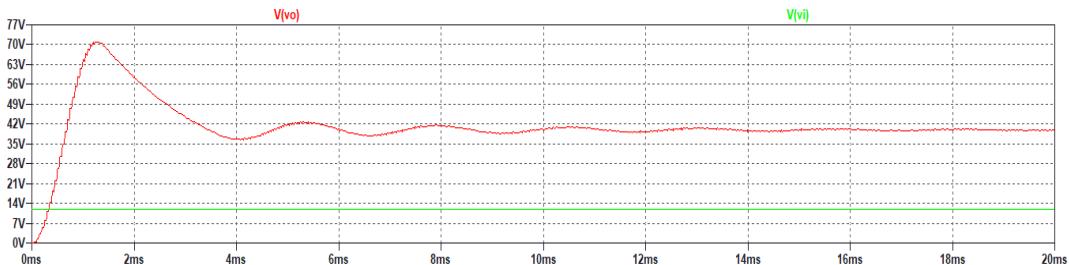


Ilustración 50. Tensión entrada y salida MCC $D=0,7$ Boost

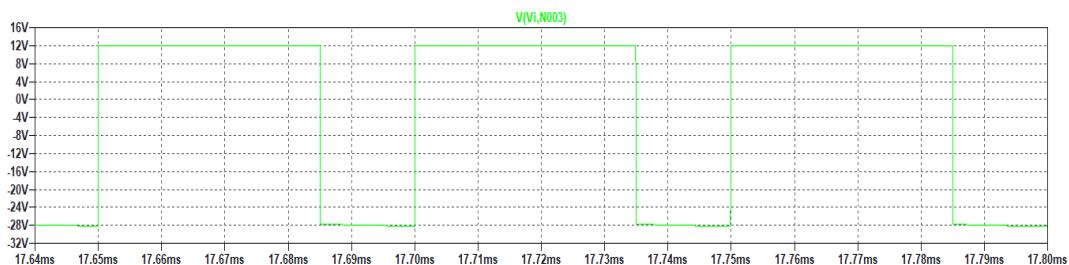


Ilustración 51. Tensión en la bobina MCC $D=0,7$ Boost

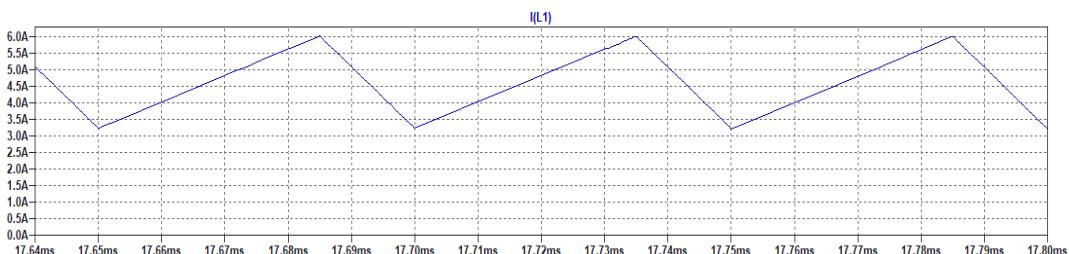


Ilustración 52. Tensión en la bobina MCC $D=0,7$ Boost

Al igual que en el convertidor Buck, cuando aumentamos el ciclo de servicio el tiempo de estabilización en el transitorio es mayor, aunque en el caso del boost el sistema es mucho más lento en alcanzar el valor estable, tardando 8ms.

El valor de la tensión de salida es igual al valor teórico

$$Vo = \frac{Vi}{1 - D} = \frac{12}{1 - 0.7} = 40 V$$

Además, la tensión de la inductancia también coincide con los valores teóricos, cuando el polo de potencia está cerrado, la tensión que tenemos es de 12V, coincidiendo con la tensión de salida y cuando el polo de potencia está abierto, obtenemos una tensión de -28V, coincidiendo con la diferencia entre la tensión



de entrada y de salida del convertidor. También se cumple así la condición de la igualdad de áreas de la gráfica en Ton y Toff.

5.6.2 Frontera entre conducción continua y discontinua

Una forma de llevar al convertidor al punto de operación en la frontera es mediante la variación de la carga.

Para alcanzar dicha frontera, la corriente a través de la inductancia debe anularse al final de cada período. Además, manteniendo constante la tensión de salida y conociendo el valor del ciclo de trabajo, es posible determinar el valor de la intensidad media de salida, desarrollada anteriormente en la ecuación (33), con el cual el convertidor operará en la frontera. A partir de la ley de Ohm, se puede calcular la carga necesaria que debe conectarse al convertidor para lograr operar en este punto.

$$I_{oF} = \frac{TV_o}{2L} D(1 - D)^2 = \frac{50 * 10^{-6} * 20}{2 * 150 * 10^{-6}} * 0.4 * 0.6^2 = 0.48A$$

$$R_o = \frac{V_o}{I_{oF}} = \frac{20}{0.48} = 41.66 \Omega$$

Cuando $R_o \geq 41.66 \Omega$, i_L se hará discontinua.

En la siguiente ilustración puede observarse la gráfica i_L en modo de conducción discontinua. Se utiliza una resistencia de salida de 44Ω ya que con una de 41.66Ω apenas se aprecia la discontinuidad ($\Delta_2 T$)

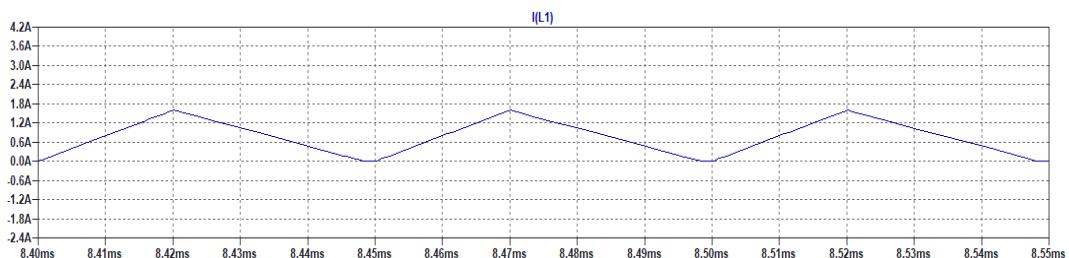


Ilustración 53. Corriente bobina en MCD Boost



5.6.3 Modo de conducción discontinua

Para la simulación del modo de conducción discontinua se ha utilizado una carga de 60Ω . Con esta carga superior a los 41.66Ω y para el ciclo de servicio $D=0.4$, ya no obtendremos una tensión de salida de 20V, ya que la relación que sigue el convertidor en el modo de conducción discontinua es la vista en la ecuación (38).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1}$$

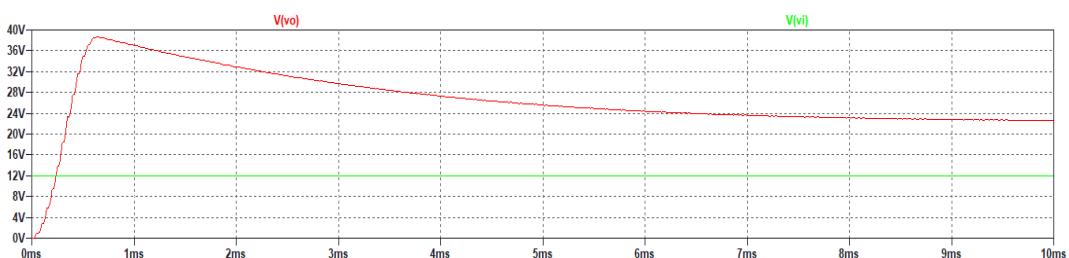


Ilustración 54. Tensión de entrada y salida MCD Boost

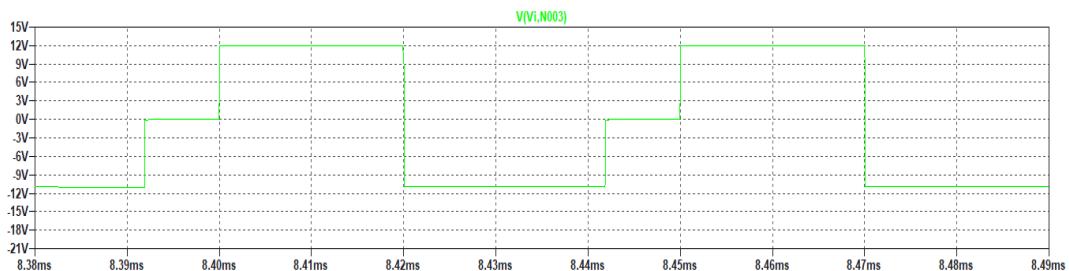


Ilustración 55. Tensión en la inductancia MCD Boost

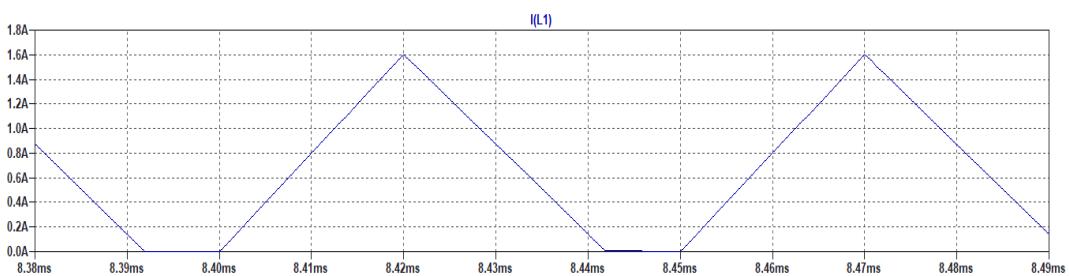


Ilustración 56. Corriente en la inductancia MCD Boost

Se observa que la tensión de salida V_o ha aumentado para el mismo ciclo de servicio D.

En el modo de conducción discontinuo, la tensión en la inductancia V_L se hace cero cuando la corriente en la inductancia se anula.



5.6.4 Rizado de la tensión de salida

En el convertidor elevador se puede apreciar el elevado rizado de la tensión de salida. Como se muestra en la ecuación (39) el rizado depende del valor de la carga. Utilizando una carga $R=1\Omega$ y $C=50\mu F$ podemos observar este rizado en la siguiente ilustración.

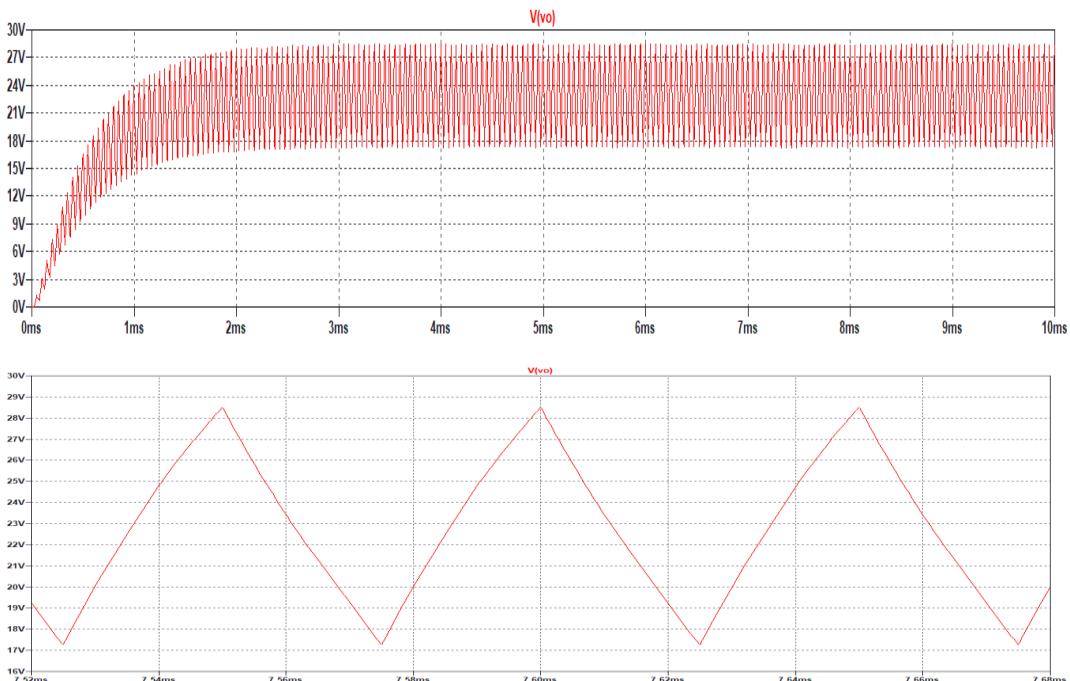


Ilustración 57. Rizado de la tensión de salida $R=1\Omega$

A medida que aumentamos la carga el rizado disminuye. Utilizando una carga elevada sin llegar a de los 41.66Ω , que haría pasar al convertidor a MCD, se elimina en gran medida el rizado. En la siguiente ilustración se puede observar la disminución del rizado con una carga de 30Ω para el mismo ciclo de servicio D.

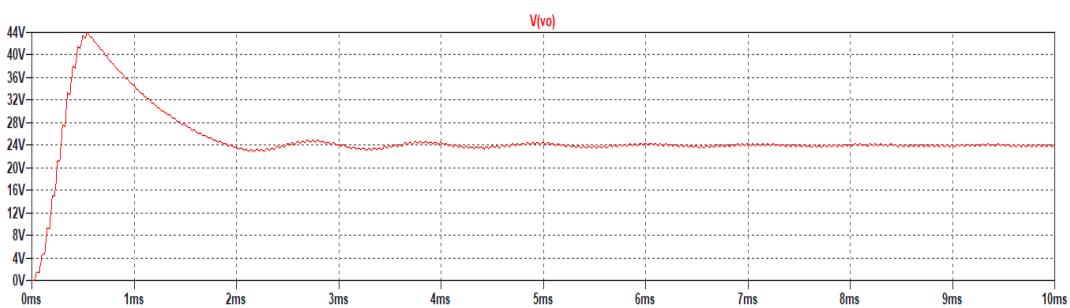


Ilustración 58. Rizado de la tensión de salida $R=30\Omega$



Existe gran diferencia con el convertidor Buck, ya que en Boost el rizado de la tensión de salida no depende de la inductancia L mientras que en el reductor sí; al encontrarse la inductancia L en serie con el condensador C . Además, para MCC, como podemos ver en la ecuación (39), en el Boost el rizado depende linealmente de la corriente de salida I_o a diferencia del Buck que no depende de I_o como puede verse en la ecuación (25).

5.6.5 Efecto de elementos parásitos

En este apartado, se analizará los efectos de los elementos parásitos en un convertidor elevador. El estudio se llevará a cabo para el modo de conducción continua, en el que se dispondrá una resistencia $R_L = 0.05\Omega$ en la inductancia L . Después, se compararán los resultados obtenidos con los de las simulaciones ideales anteriores.

Para un ciclo de servicio $D=0.4$

Modelo real con efecto parásito $R_L = 0.05\Omega$ en las gráficas siguientes:

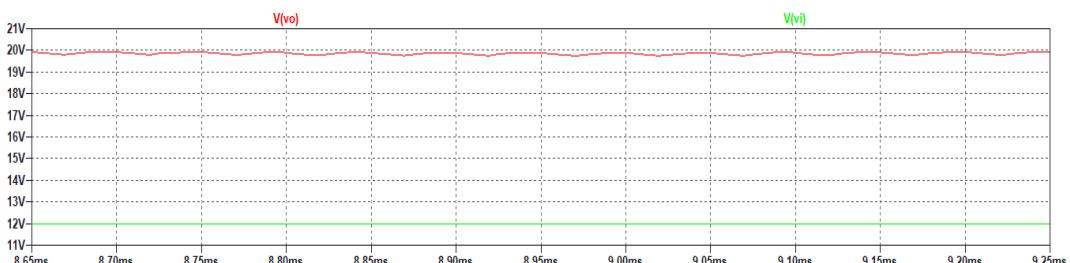


Ilustración 59. Tensión entrada y salida con $RL D=0.4$

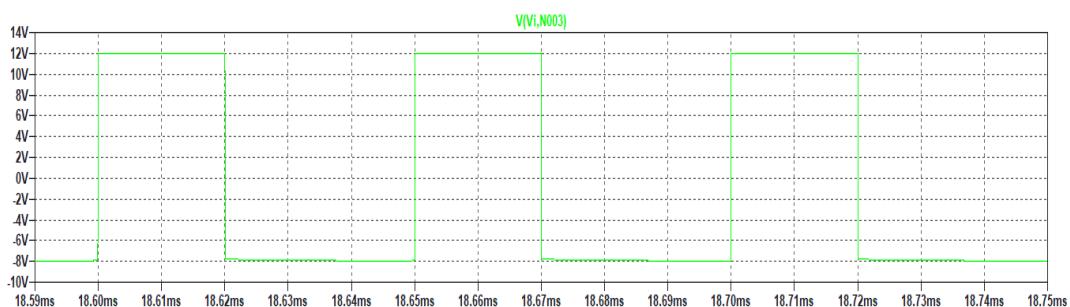
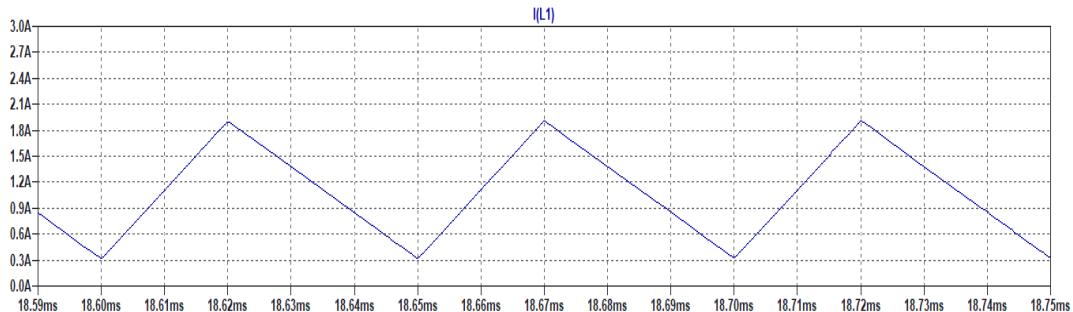
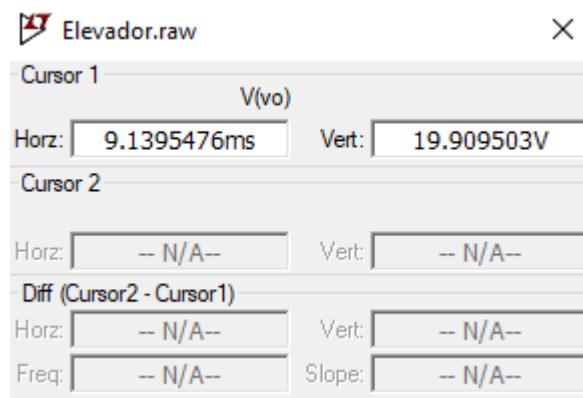


Ilustración 60. Tensión en la inductancia con $RL D=0.4$

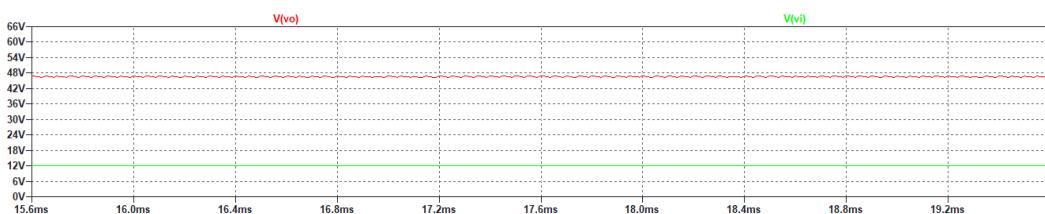
Ilustración 61. Corriente en la inductancia con $RL D=0.4$ 

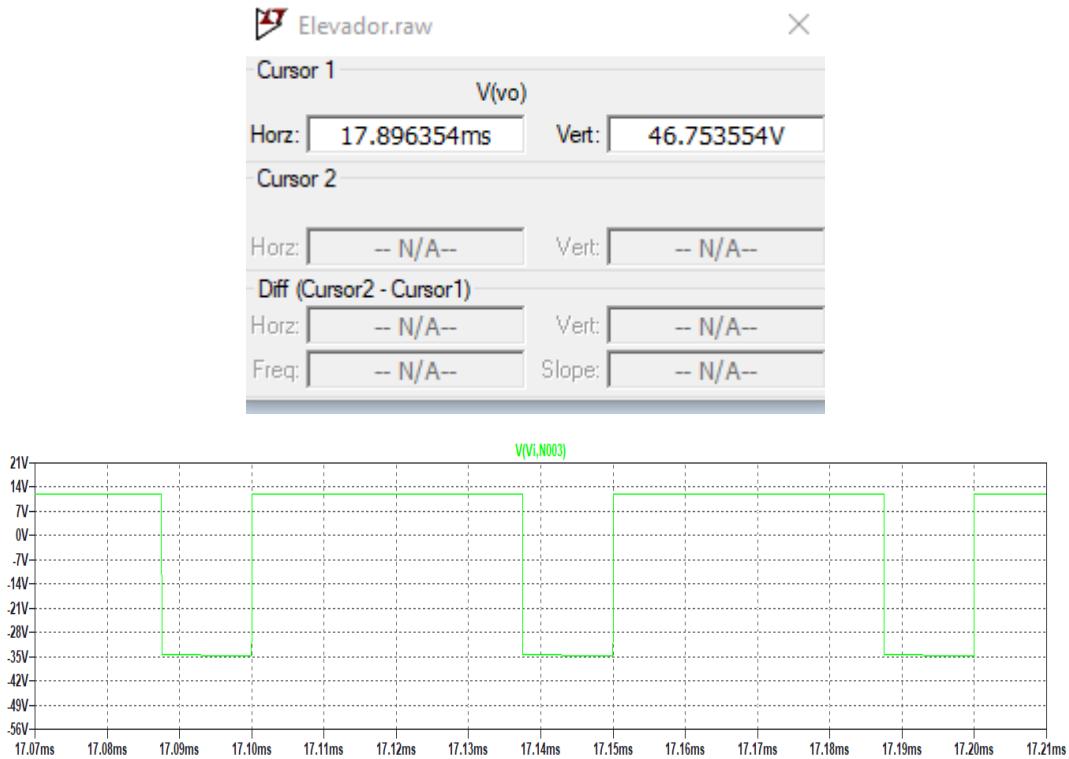
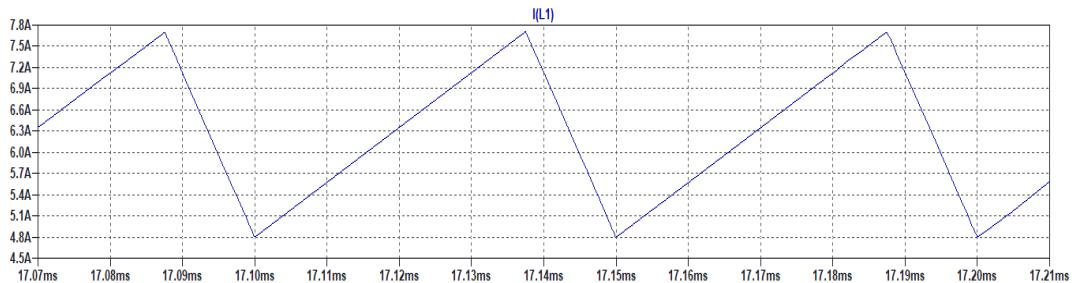
Para el modelo con la resistencia $R_L = 0.05\Omega$ obtenemos una tensión de salida $V_o=19.909$ V, mientras que en el modelo ideal simulado anteriormente se obtiene una $V_o=20$ V. El valor teórico visto en la ecuación anterior (30), coincide con el modelo que utiliza la resistencia R_L .

$$V_o = \frac{V_i}{\frac{R_L}{R(1-D)} + (1-D)} = \frac{12}{\frac{0.05}{30(1-0.4)} + (1-0.4)} = 19.909$$

Para un ciclo de servicio de $D=0.75$

Modelo real con efecto parásito $R_L = 0.05\Omega$

Ilustración 62. Tensión entrada y salida con $RL D=0.75$


 Ilustración 63. Tensión en la inductancia con $RL D=0.75$

 Ilustración 64. Corriente en la inductancia con $RL D=0.75$

Para el modelo real con la resistencia $R_L = 0.05\Omega$ obtenemos una tensión de salida $V_o=46.75$ V, mientras que en el modelo ideal se obtiene una $V_o=48$ V. El valor teórico coincide con el modelo que utiliza la resistencia R_L .

$$V_o = \frac{V_i}{\frac{R_L}{R(1-D)} + (1-D)} = \frac{12}{\frac{0.05}{30(1-0.75)} + (1-0.75)} = 46.75$$



Para un ciclo de servicio $D=0.95$

Modelo real con efecto parásito $R_L = 0.05\Omega$

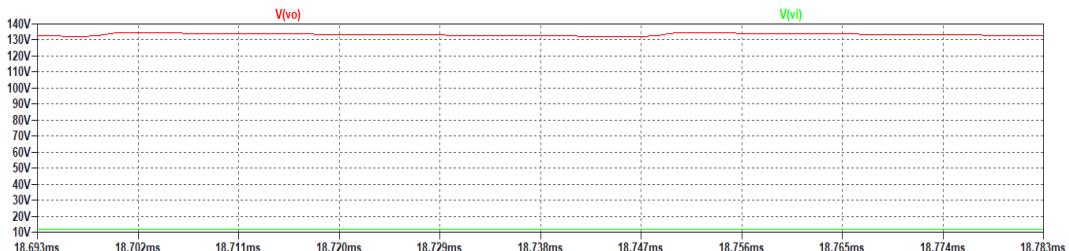


Ilustración 65. Tensión entrada y salida con $RL D=0.95$

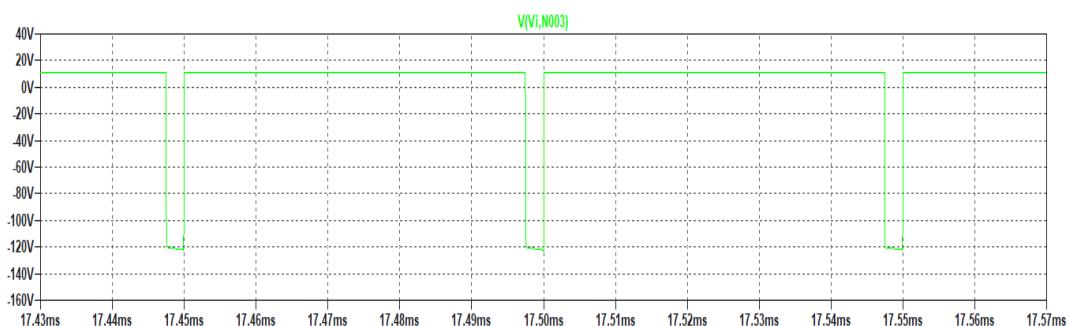


Ilustración 66. Tensión en la inductancia con $RL D=0.95$

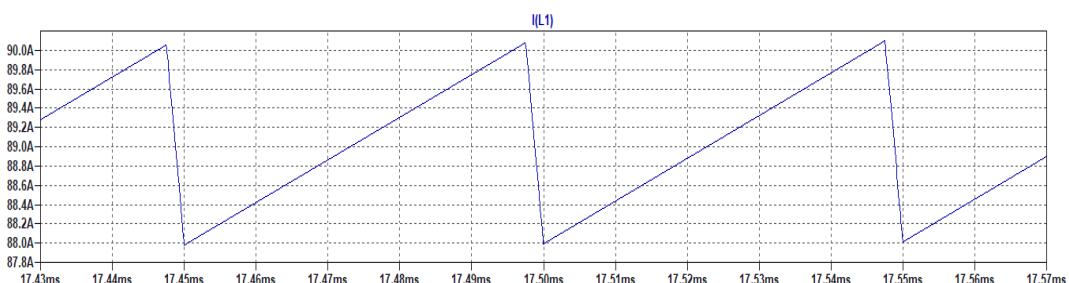


Ilustración 67. Corriente en la inductancia con $RL D=0.95$

Para el modelo real con la resistencia $R_L = 0.05\Omega$ obtenemos una tensión de salida de unos $V_o=132$ V, mientras que en el modelo ideal se obtiene una $V_o=240$ V. El valor teórico resulta una $V_o=144$ V.

$$V_o = \frac{V_i}{\frac{R_L}{R(1-D)} + (1-D)} = \frac{12}{\frac{0.05}{30(1-0.95)} + (1-0.95)} = 144$$



El valor del modelo real y el valor teórico no coinciden para el ciclo de servicio $D=0.95$. Para el convertidor boost no es recomendable trabajar con ciclos de servicio próximos a la unidad ya que la diferencia entre el modelo ideal y el modelo real es muy elevada.

6. Convertidor reductor-elevador (BUCK-BOOST)

El convertidor reductor-elevador, también conocido como buck-boost, es un convertidor conmutado, que obtiene una tensión de salida mayor o menor que la tensión de entrada con distinta polaridad. Teóricamente, se podría construir un reductor-elevador situando consecutivamente un reductor y un elevador:

$\frac{V_o}{V_i} = (D)\left(\frac{1}{1-D}\right)$. Sin embargo, se puede construir de forma más sencilla mediante un único convertidor, como se puede ver en la siguiente ilustración

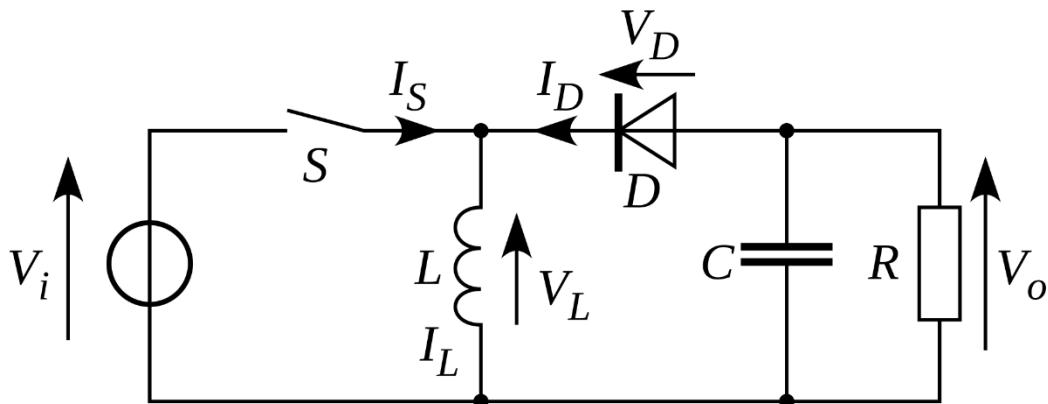


Ilustración 68. Estructura básica convertidor Buck-Boost

En cuanto a su funcionamiento suponemos que $i_L(t) = cte = I_L$. El interruptor conmuta, cuando está cerrado, I_L circula por S y cuando está abierto circula por D. El valor medio de I_o es igual al valor medio de la corriente por el diodo I_D .

La corriente I_o puede ser mayor o menor que I_i , según t_{off} sea mayor o menor que t_{on} , respectivamente. Suponiendo que no hay perdidas en el circuito, la potencia a la entrada P_i es igual que la potencia a la salida P_o , entonces la tensión de salida V_o será mayor o menor que la tensión de entrada V_i .

Cabe destacar que la unión en un único convertidor Buck-Boost, invierte las polaridades de la tensión de entrada V_i y de la tensión de salida V_o .

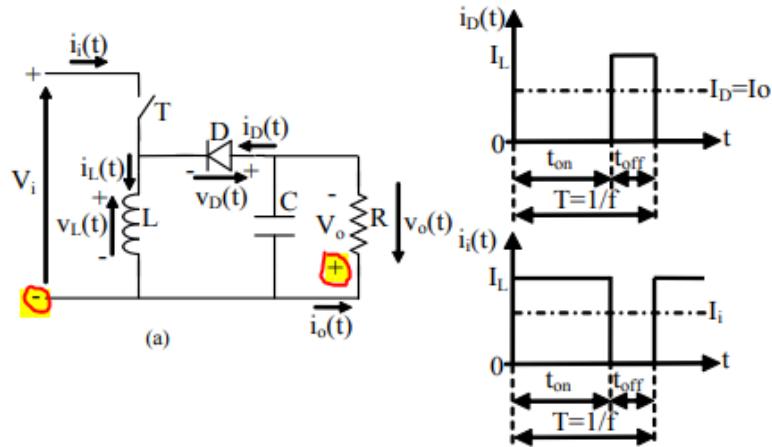


Ilustración 69. Convertidor Buck-Boost

6.1. Modo de conducción continua (MCC)

Cuando el interruptor está cerrado, la entrada suministra energía a la inductancia lo que hace crecer linealmente su corriente $i_L(t)$. El diodo queda polarizado en inversa. Cuando el interruptor está abierto, la energía almacenada en la inductancia circula por la salida y por D, lo que hace decrecer linealmente su corriente $i_L(t)$. El diodo queda polarizado en directa. Se supone que el condensador de salida tiene un valor lo suficientemente elevado como para considerar constante la tensión de salida, $v_o(t)=V_o$.

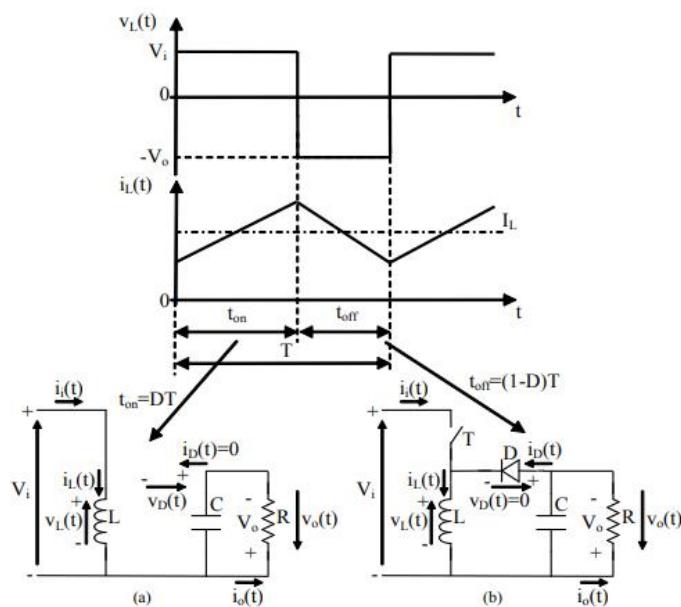


Ilustración 70. MCC Boost a) Interruptor cerrado b) Interruptor abierto



Integrando la tensión de la inductancia a lo largo de un periodo e igualándolo a 0 se obtiene lo siguiente:

$$\int_0^T v_L(t)dt = \int_0^{t_{on}} v_L(t)dt + \int_{t_{on}}^T v_L(t)dt = 0 \quad \dots (4)$$

$$V_i DT + (-V_o)(1 - D)T = 0 \quad \dots (45)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1 - D} \quad \dots (46)$$

Suponiendo un circuito ideal donde no hay perdidas de potencia suponemos que $P_i = P_o$. Sustituyendo en la ecuación anterior:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{1 - D}{D} \quad \dots (47)$$

De la ecuación (46), se deduce que en función del ciclo de servicio D, la tensión de salida V_o puede ser mayor o menor que la de entrada V_i .

$$\text{Si } 0 < D < 0.5 \rightarrow V_o < V_i$$

$$\text{Si } 0.5 < D < 1 \rightarrow V_o > V_i$$

6.2 Frontera entre conducción continua y discontinua

La frontera entre conducción continua y discontinua se alcanza cuando $i_L(t)$ se hace cero al final del periodo T.

La condición de frontera es que el valor medio de la corriente en la inductancia I_{LF} sea igual a la mitad del rizado de la corriente de la inductancia i_{Lpico} :

$$I_{LF} = \frac{1}{2} i_{Lpico} = \frac{TV_i}{2L} D \quad \dots (48)$$

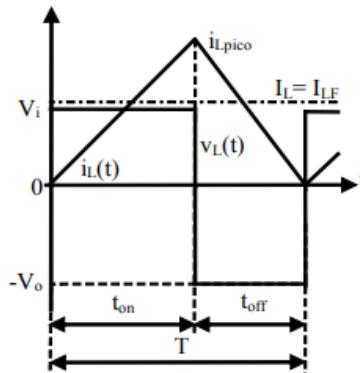


Ilustración 71. Frontera entre MCC y MCD Buck-Boost

5.2.1 Para V_o constante

A partir de las ecuaciones (46) y (48) obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$I_{LF} = \frac{TV_o}{2L} (1 - D) \quad \dots (49)$$

$$I_{oF} = \frac{TV_o}{2L} (1 - D)^2 \quad \dots (50)$$

Para aplicaciones en las que se utiliza el convertidor Buck-Boost se requiere un V_o constante, como más adelante se mostrará en la aplicación a cabo con Simulink. Los valores máximos de ambas corrientes se obtienen para los ciclos de servicio de $D=0$.

5.2.1 Para V_i constante

La intensidad máxima de la inductancia y la corriente media de salida en la frontera de conducción entre MCC y MCD en función de V_i son:

$$I_{LF} = \frac{TV_i}{2L} (1 - D) \quad \dots (51)$$

$$I_{oF} = \frac{TV_i}{2L} (1 - D)^2 \quad \dots (52)$$

Los valores máximos de ambas corrientes se obtienen para los ciclos de servicio de $D=1$ y $D=0.5$ respectivamente.

$$I_{LFmax} = \frac{TV_i}{2L} \quad \dots (53)$$

$$I_{oFmax} = \frac{TV_i}{8L} \quad \dots (54)$$

6.3 Modo de conducción discontinua (MCD)

Cuando el convertidor está en la frontera entre MCC y MCD, si la intensidad media de la bobina, I_L , sigue disminuyendo el convertidor entrará en modo de conducción discontinua.

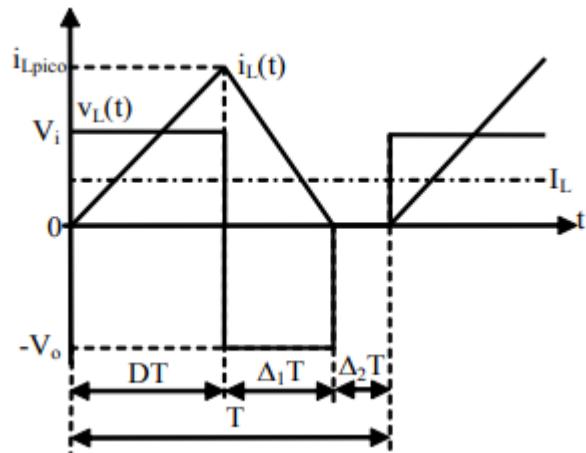


Ilustración 72. MCD Buck-Boost

Durante el intervalo $\Delta_2 T$ la corriente por la inductancia es nula y, por tanto, la tensión en la inductancia es nula también. Con corriente por la inductancia nula, solamente el condensador suministra la potencia a la carga, y tanto el interruptor como el diodo están abiertos.

Si igualamos a cero la integral de la tensión en la bobina sobre un periodo

$$\int_0^T v_L(t) dt = 0 \quad \dots (33)$$

$$V_i DT + (-V_o) \Delta_1 T = 0 \quad \dots (55)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{\Delta_1} \quad \dots (56)$$

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\Delta_1}{D} \quad \dots (57)$$



A partir de la ilustración anterior calculamos la intensidad media de la inductancia:

$$I_L = \frac{1}{2} \frac{(D + \Delta_1)T}{T} * i_{Lpico} \quad \dots (58)$$

$$I_L = \frac{1}{2} (D + \Delta_1)T \left(\frac{1}{L} \int_0^{DT} V_i dt \right) \frac{1}{T} = \frac{V_i}{2L} DT(D + \Delta_1) \quad \dots (59)$$

Como la corriente media por el condensador es cero:

$$I_o = I_L - I_i \quad \dots (60)$$

A partir de las ecuaciones (59) y (60)

$$I_o = \frac{V_i T}{2L} D \Delta_1 \quad \dots (61)$$

A partir de las ecuaciones (54), (56) y (61) se obtiene el ciclo de servicio D, donde I_{oFmax} se obtiene para un D=0.5:

$$D = \frac{V_o}{V_i} \sqrt{\frac{I_o}{I_{oFmax}}} = \frac{V_o}{V_i} \sqrt{\frac{\frac{V_o}{R}}{\frac{TV_o}{2L}}} = \frac{V_o}{V_i} \sqrt{\frac{2L}{TR}} \quad \dots (62)$$

La siguiente ilustración muestra D en función de $\frac{I_o}{I_{oFmax}}$ para tres valores diferentes de V_i/V_o :

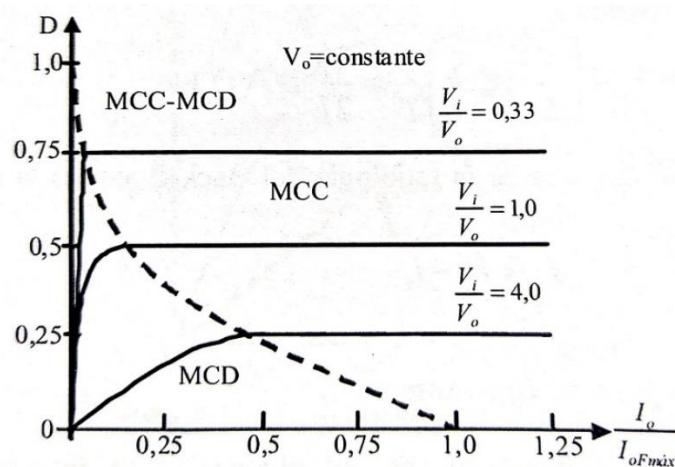


Ilustración 73. D en función de la corriente de salida para tres valores de V_i/V_o

6.4 Rizado de la tensión de salida

El rizado de la tensión de salida se puede calcular considerando el área bajo la curva de la corriente del condensador en modo de conducción continua (MCC).

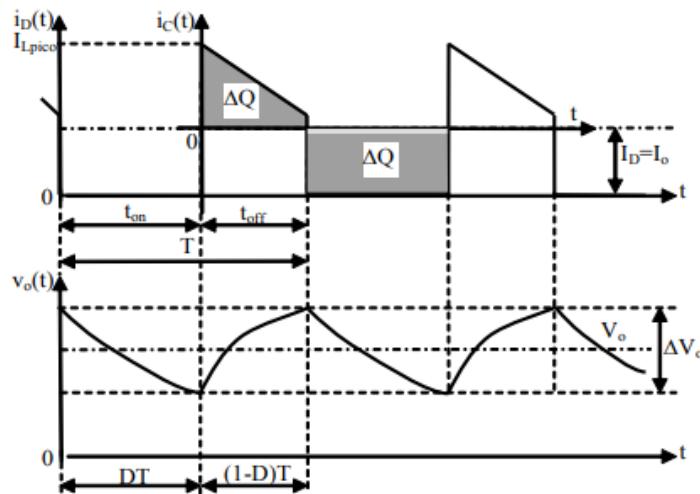


Ilustración 74. Rizado de la tensión de salida Buck-Boost

Toda la corriente alterna que circula por el diodo, pasa por el condensador, y su valor medio por la carga, el área sombreada representa la carga ΔQ , Entonces el rizado de pico a pico suponiendo lo constante es:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT}{C} = \left(\frac{V_o}{R}\right) \frac{DT}{C} \quad \dots (62)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT}{RC} \quad \dots (63)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT}{RC} = D \frac{T}{\tau} \quad \dots (64)$$

Donde $\tau = RC$ es la constante de tiempo

6.5 Efecto de los elementos parásitos

De la misma forma que en el convertidor elevador, los elementos del circuito de potencia, tanto los semiconductores como los componentes pasivos, tienen perdidas de potencia. Encontramos elementos parásitos en la inductancia, el condensador, el polo de potencia y el diodo. En la ecuación característica del Buck-Boost número (46), si $D = 1$, la relación teórica entre V_o/V_i tiende a infinito. Sin embargo, de forma real no se comporta de esa manera. Por ello,



para poder tener un control del comportamiento del convertidor se debe evitar utilizar valores próximos a 1.

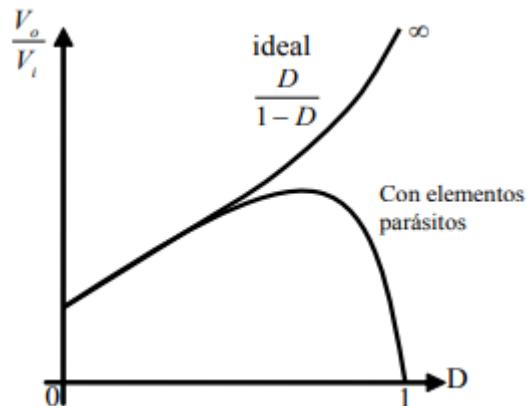


Ilustración 75. Efecto elemento parásito en la inductancia en función de las tensiones

6.6 Simulación del convertidor reductor-elevador

En este apartado se llevarán a cabo las simulaciones necesarias para validar las deducciones y ecuaciones desarrolladas en los apartados anteriores. En primer lugar, se simulará un convertidor reductor y un convertidor elevador mediante su conexión en cascada. Después, se llevarán a cabo las simulaciones en un único convertidor reductor-elevador operando en modo de conducción continua bajo distintos ciclos de servicio. A continuación, se llevará al convertidor a la frontera entre conducción continua y discontinua, para después ver su funcionamiento en modo de conducción discontinua. Se analizará el rizado de la tensión de salida y, por último, se simulará un modelo más real con la resistencia en serie de la inductancia, R_L .

La herramienta utilizada para llevar a cabo las simulaciones ha sido LTspice XVII.

En la siguiente ilustración se muestra un convertidor reductor y un convertidor elevador en cascada. Los polos de potencia se construyen con un componente de tipo switch y los diodos con un modelo ideal. Se configura en el controlador PWM con una frecuencia de 20 kHz. Para que la simulación sea más realista se ha considerado que inicialmente no circule corriente por las bobinas (.ic I(L1) = 0 y .ic I(L2) = 0).

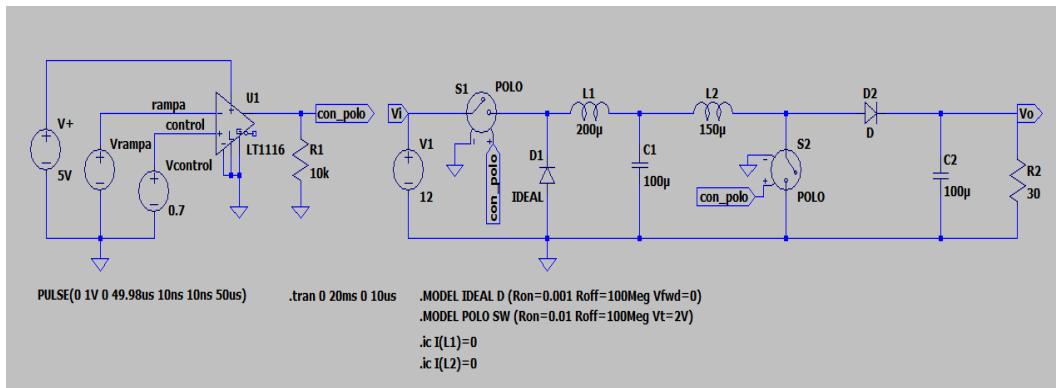
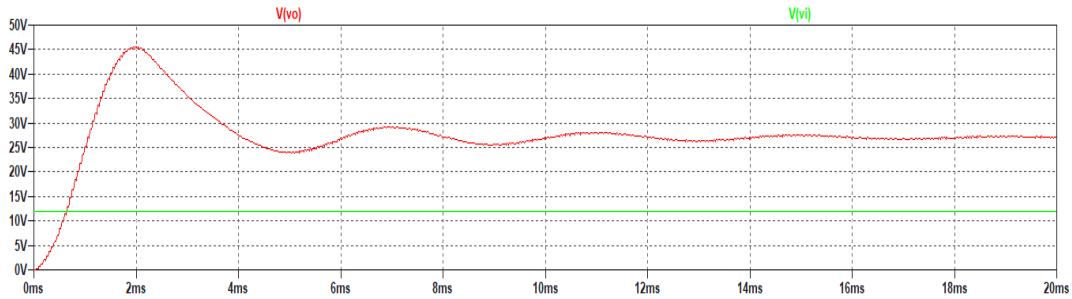


Ilustración 76. Convertidor Buck y Boost en cascada LTspice XVII

Para un ciclo de servicio $D=0.7$ y un $V_i=12V$ se obtiene una tensión de salida:

Ilustración 77. Tensión de entrada y salida $D=0.7$ Buck y Boost en cascada

$$V_o = \frac{V_i * D}{1 - D} = \frac{12 * 0.7}{1 - 0.7} = 28 V$$

Como se observa en las ilustraciones anteriores, la unión en cascada de los dos convertidores no supone una inversión en la polaridad de la tensión de salida.

6.6.1 Modo de conducción continua

En esta simulación los polos de potencia se construyen con un componente de tipo MOSFET RSL020P03 de canal P y diodo rápido Schottky 1N5817. Se configura en el controlador PWM una frecuencia de 20 kHz. Además, se ha considerado que inicialmente no circule corriente por las bobinas (.ic I(L1) = 0).

Las especificaciones para esta simulación son las siguientes:

- Tensión de entrada de 5V.
- Inductancia L de $1.5\mu\text{H}$.
- Frecuencia operación de 20 KHz.
- Condensador de salida de $20\mu\text{F}$.
- Resistencia a la salida de 30Ω .

En la siguiente ilustración pueden verse los convertidores Buck y Boost combinados en un único circuito

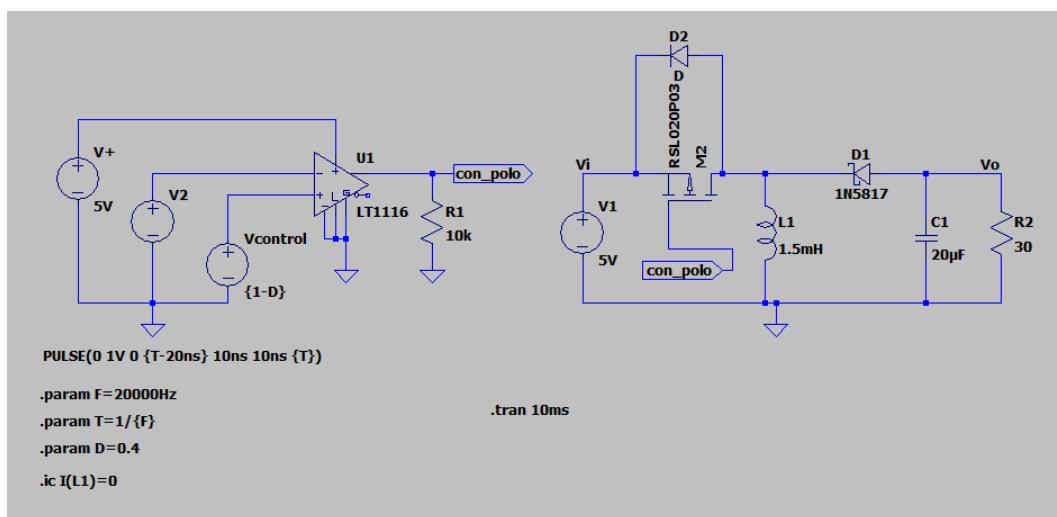


Ilustración 78. Convertidor Buck-Boost LTspice XVII

Para un ciclo de servicio $D=0.4$

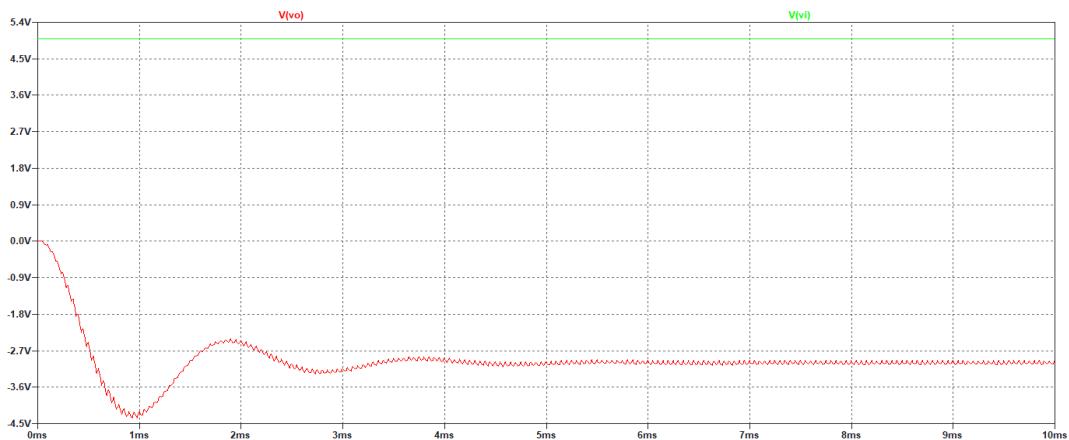


Ilustración 79. Tensión de entrada y salida MCC $D=0.4$ Buck-Boost

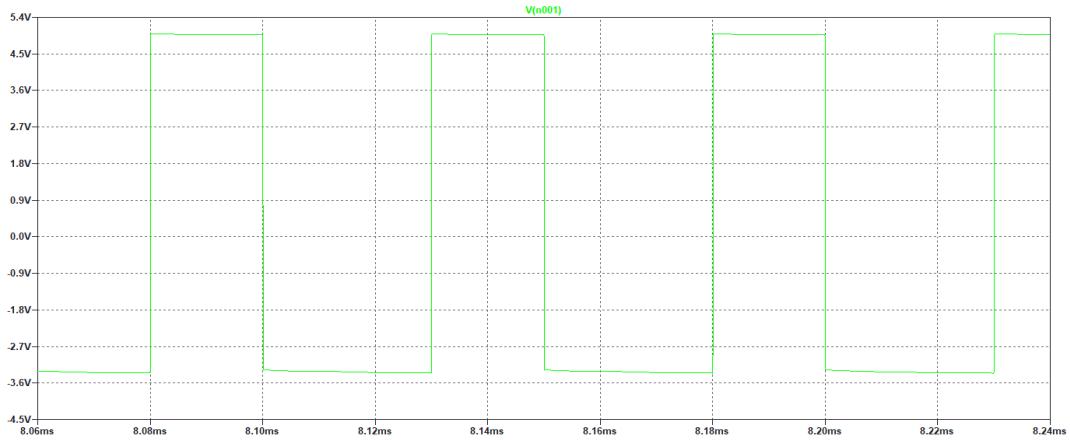


Ilustración 80. Tensión en la inductancia $D=0.4$ Buck-Boost

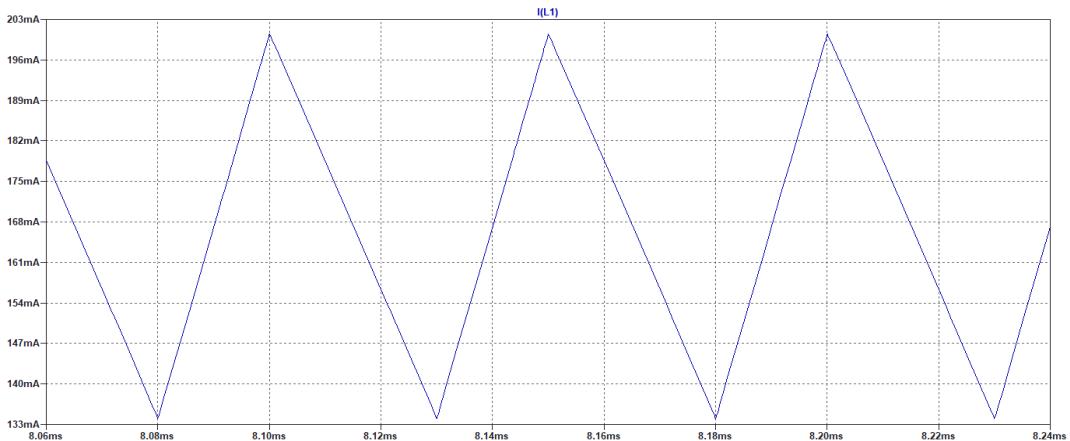


Ilustración 81. Corriente en la inductancia MCC $D=0.4$ Buck-Boost

Con $D < 0.5$, el convertidor trabaja como reductor. Como se puede ver en la anterior simulación, la tensión de salida $V_o = -3.32V$ es menor que la de entrada $V_i = 5V$ y tiene diferente polaridad.

La tensión en bornes de la inductancia coincide con los valores teóricos. Cuando el polo de potencia está cerrado en bornes de la inductancia tenemos V_i , 5 V. Cuando el polo de potencia está abierto, la tensión en bornes ha de ser $-V_o$, coincidiendo con los -3.33V que obtenemos. Por último, vemos que las áreas formadas por la tensión en la inductancia en un periodo con el corte con el eje de 0V son iguales.

Cambiamos el ciclo de servicio $D=0.7$. A continuación, se muestran las gráficas obtenidas para esta simulación:

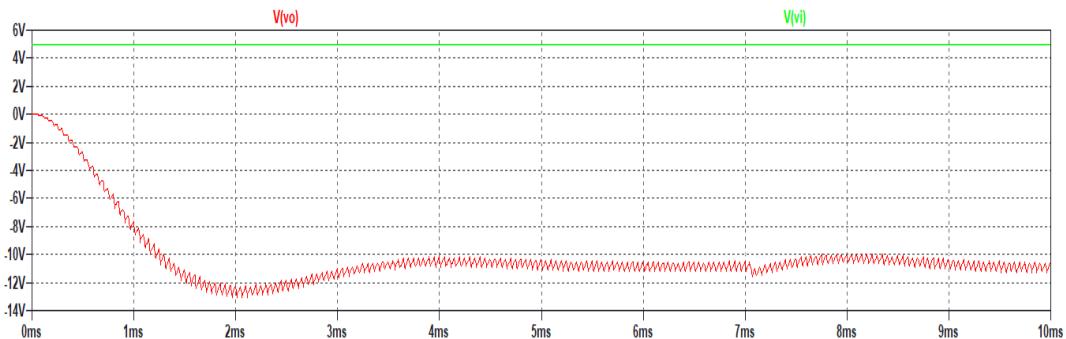


Ilustración 82. Tensión de entrada y salida MCC $D=0.7$ Buck-Boost

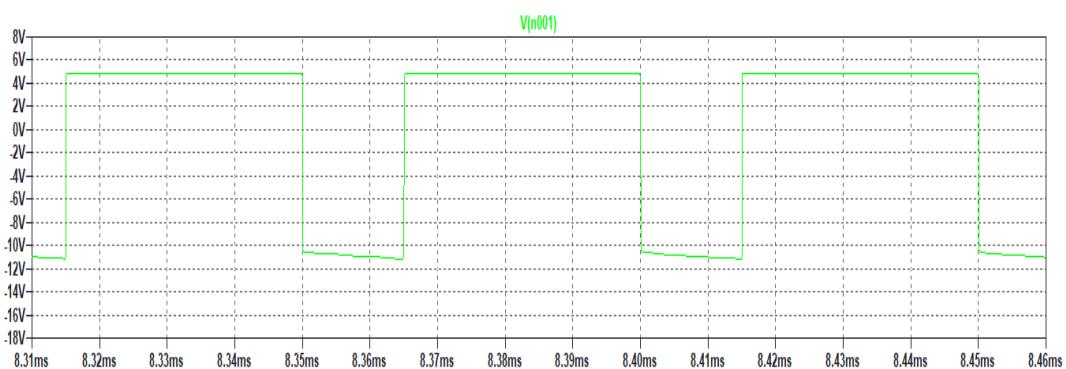


Ilustración 83. Tensión en la inductancia MCC $D=0.7$ Buck-Boost

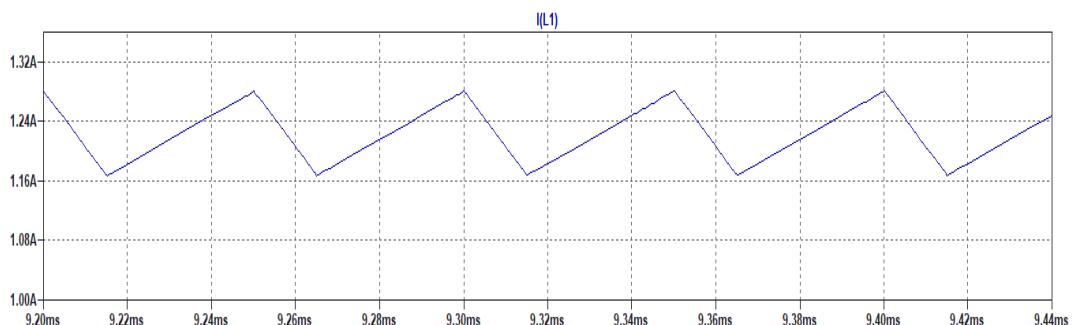


Ilustración 84. Corriente en la inductancia MCC $D=0.7$ Buck-Boost

Con $D>0.5$, el convertidor trabaja como elevador. La tensión de salida $V_o=11.66V$, es mayor que la de entrada, $V_i=5V$ con diferente polaridad.

De igual manera que la simulación anterior, la tensión en bornes de la inductancia coincide con los valores teóricos. Cuando el polo de potencia está cerrado en bornes de la inductancia tenemos $V_i=5 V$. Cuando el polo de potencia está abierto, la tensión ha de ser $-V_o$, coincidiendo con los $-V$ que obtenemos.



6.6.2 Frontera entre conducción continua y discontinua

Una forma de llevar al convertidor al punto de operación en la frontera es mediante la variación de la carga.

Como se ha visto anteriormente, para alcanzar dicha frontera, la corriente a través de la inductancia debe anularse al final de cada período. Además, manteniendo constante la tensión de salida y conociendo el valor del ciclo de trabajo, es posible determinar el valor de la intensidad media de salida, desarrollada anteriormente en la ecuación (50), con el cual el convertidor operará en la frontera. A partir de la ley de Ohm, se puede calcular la carga necesaria que debe conectarse al convertidor para lograr operar en este punto

Se utilizan los datos obtenidos en la simulación para D=0.7

$$I_{oF} = \frac{TV_o}{2L} (1 - D)^2 = \frac{50 * 10^{-6} * 11.66}{2 * 1.5 * 10^{-3}} * 0.3^2 = 0.0175 A$$

$$R_o = \frac{V_o}{I_{oF}} = \frac{11.66}{0.0175} = 666.28 \Omega$$

Cuando $R_o \geq 666.28 \Omega$, i_L se hará discontinua.

En la siguiente ilustración puede observarse la gráfica i_L en la frontera entre MCC y MCD, en la que a final de cada período se hace cero. Se utiliza una resistencia de salida de 666.28Ω

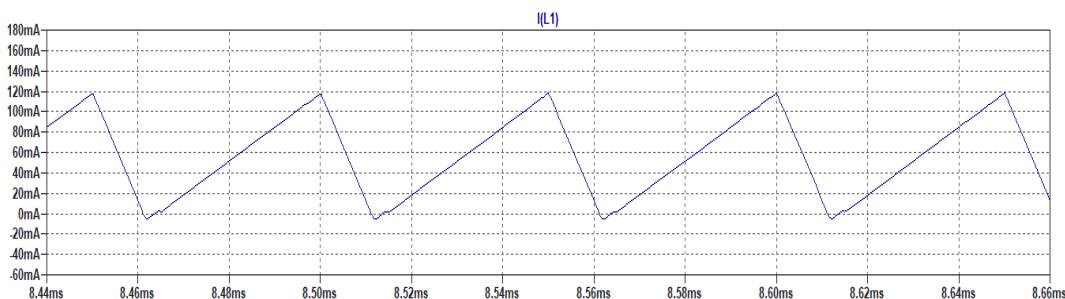


Ilustración 85. Corriente inductancia en la frontera Buck-Boost

Para el caso de trabajar con V_i constante, el procedimiento sería el mismo utilizando la ecuación (52).



6.6.3 Modo de conducción discontinua

Si continuamos aumentando la carga, por ejemplo, a 1000Ω , pasará al modo de conducción discontinua, y para el ciclo de servicio $D=0,7$, ya no obtendremos una tensión de salida de $-11.66V$, ya que la relación que sigue el convertidor en el modo de conducción discontinua es la vista en la ecuación (56).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{\Delta_1}$$

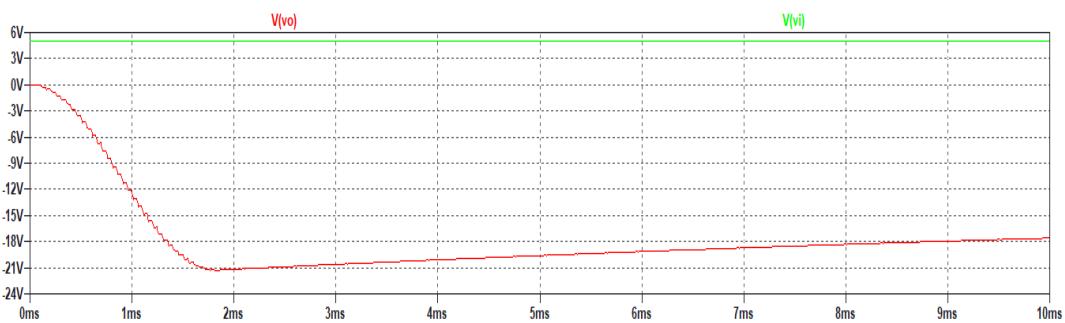


Ilustración 86. Tensión de entrada y salida MCD $D=0,7$ Buck-Boost

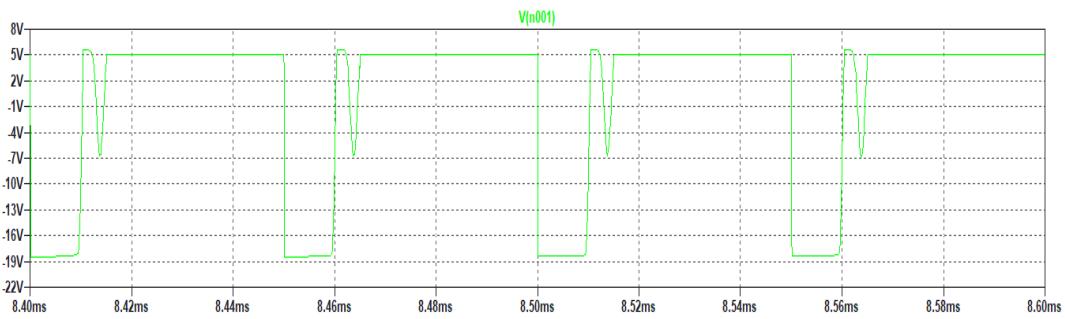


Ilustración 87. Tensión bobina MCD $D=0,7$ Buck-Boost

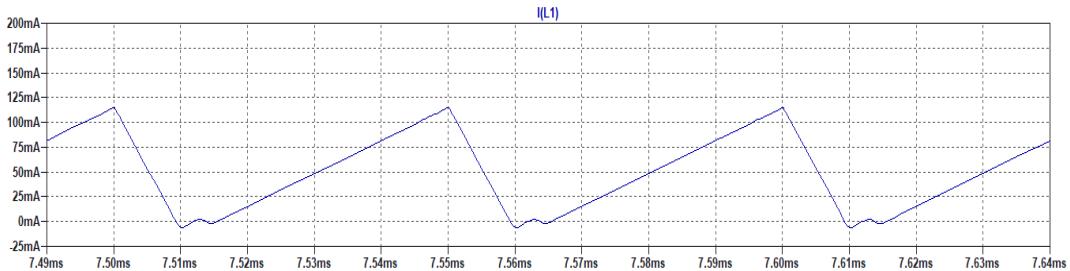


Ilustración 88. Corriente bobina MCD $D=0,7$ Buck-Boost

En el modo de conducción discontinua, la tensión en la inductancia V_L se hace cero cuando la corriente en la inductancia se anula.



6.6.4 Rizado de la tensión de salida

En el convertidor reductor-elevador se puede apreciar un mayor rizado de la tensión de salida debido a un valor de carga pequeño. Utilizando una carga $R=1\Omega$ se observa el rizado cuando trabaja como reductor y posteriormente como elevador.

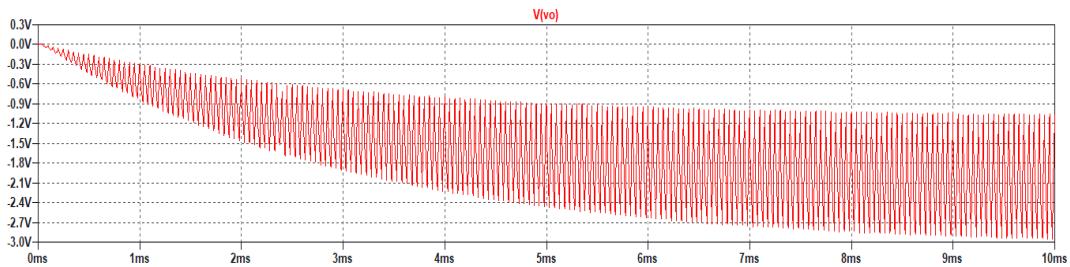


Ilustración 89. Rizado de la tensión de salida $R=1\Omega$ $D=0.4$

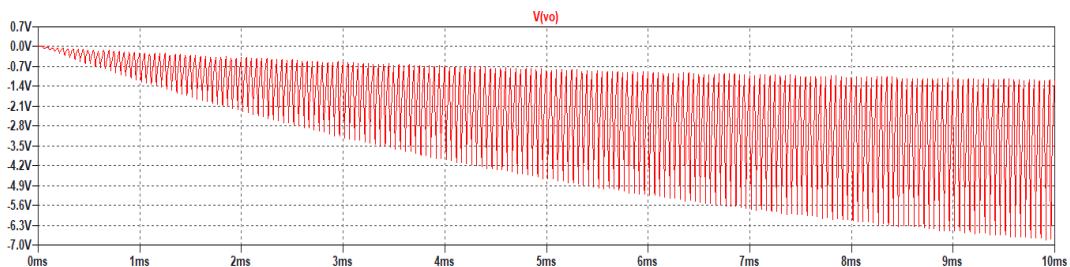


Ilustración 90. Rizado de la tensión de salida $R=1\Omega$ $D=0.7$

Con un valor de carga de 30Ω evita en gran medida el rizado de la tensión. En este apartado, cabe destacar utilizar una carga lo suficientemente elevada para eliminar el rizado, pero sin llegar a pasar de los 66.66Ω , que haría pasar al convertidor al modo de conducción discontinua. En la siguiente ilustración se puede observar la disminución del rizado con una carga de 30Ω para el mismo ciclo de servicio D.

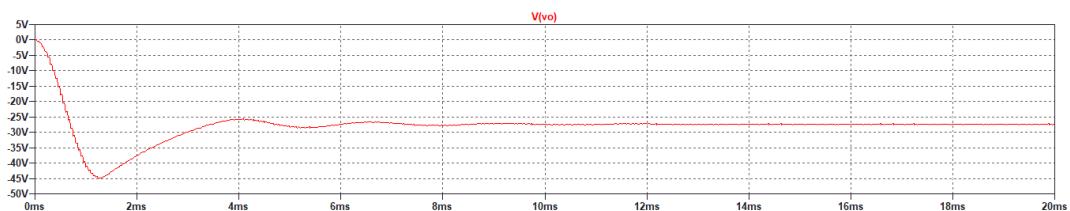


Ilustración 91. Rizado de la tensión de salida $R=30\Omega$

De la misma forma que en convertidor Boost, para MCC, como podemos ver en la ecuación (62), en el Buck-Boost el rizado depende linealmente de la corriente de salida I_o



6.6.5 Efecto de elementos parásitos

En este apartado, se analizará los efectos de los elementos parásitos en un convertidor reductor-elevador. El estudio se llevará a cabo para el modo de conducción continua, en el que se dispondrá una resistencia $R_L = 0.05\Omega$ en la inductancia L. Después, se compararán los resultados obtenidos con los de las simulaciones anteriores. Cabe mencionar, que este modelo sería más realista ya que todo componente supone un tipo de resistencia al circuito.

Para un ciclo de servicio $D=0.4$

Modelo real con efecto parásito $R_L = 0.05\Omega$ en las gráficas siguientes:

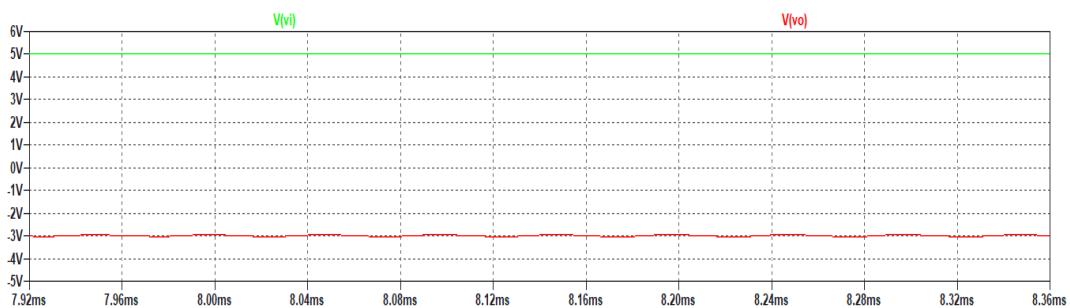


Ilustración 92. Tensión entrada y salida con $RL D=0.4$

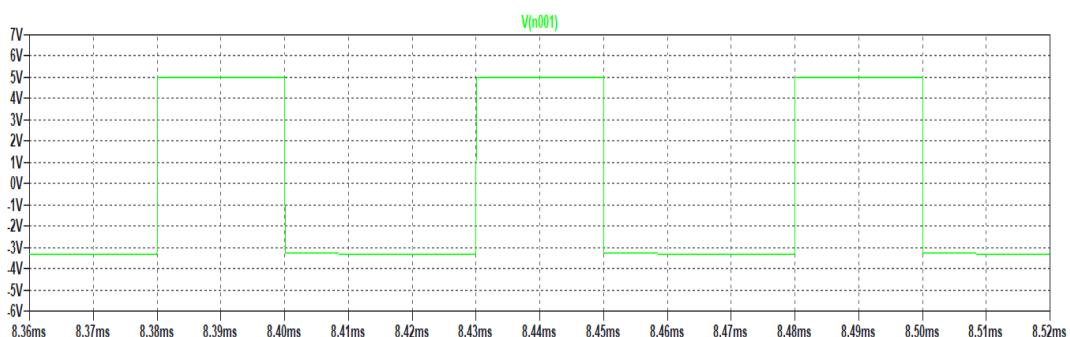


Ilustración 93. Tensión en la inductancia con $RL D=0.4$

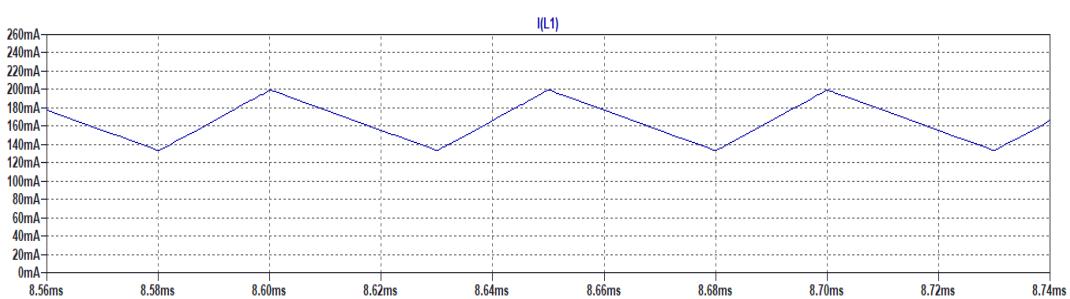
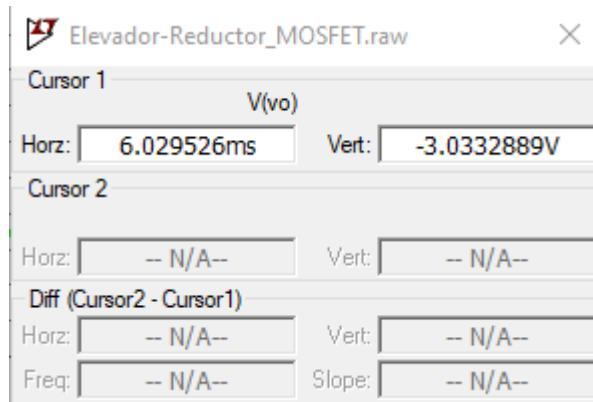


Ilustración 94. Corriente en la inductancia con $RL D=0.4$



Para el modelo real con la resistencia $R_L = 0.05\Omega$ obtenemos una tensión de salida $V_o = -3.03$ V, mientras que en el modelo simulado anteriormente se obtiene una $V_o = -3.32$ V. El valor teórico coincide con el modelo que no utiliza la resistencia R_L .

$$V_o = \frac{DV_i}{\frac{R_L}{R(1-D)} + (1-D)} = \frac{0.4 * 5}{\frac{0.05}{30(1-0.4)} + (1-0.4)} = 3.32 \text{ V}$$

Para un ciclo de servicio de $D=0.75$

Modelo real con efecto parásito $R_L = 0.05\Omega$

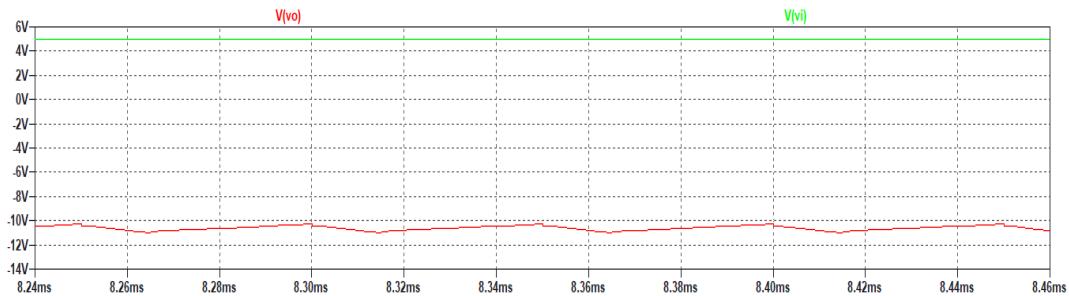


Ilustración 95. Tensión entrada y salida con $RL D=0.7$

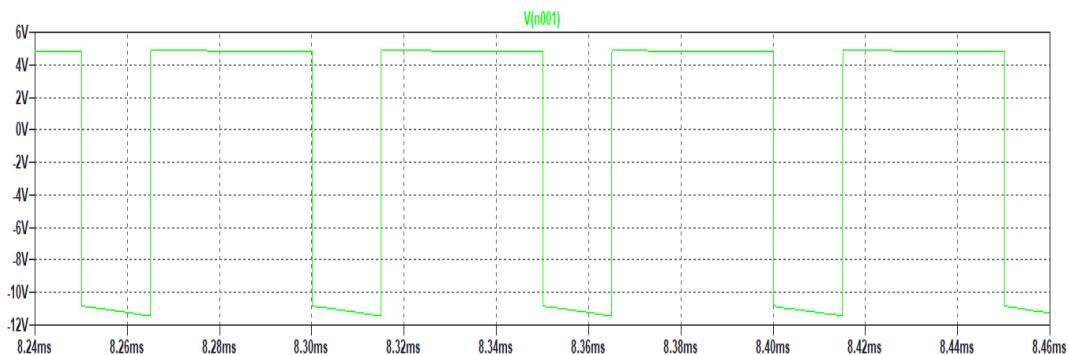
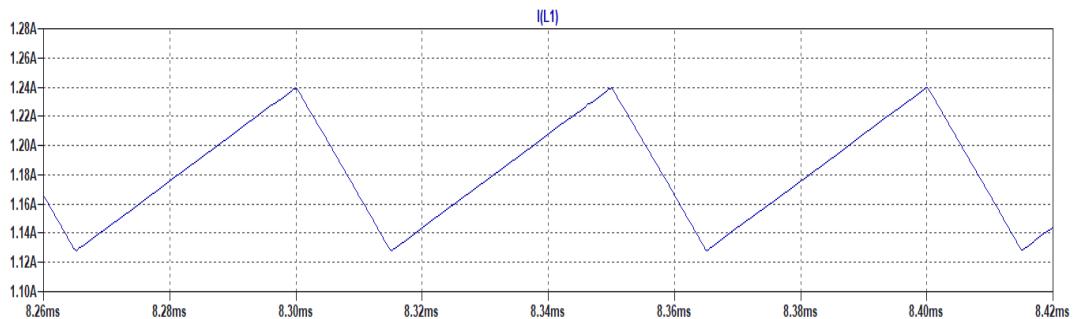
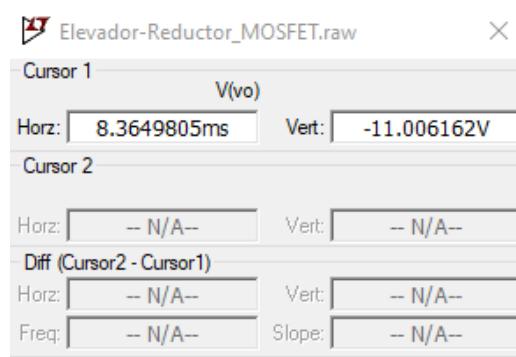


Ilustración 96. Tensión en la inductancia con $RL D=0.7$

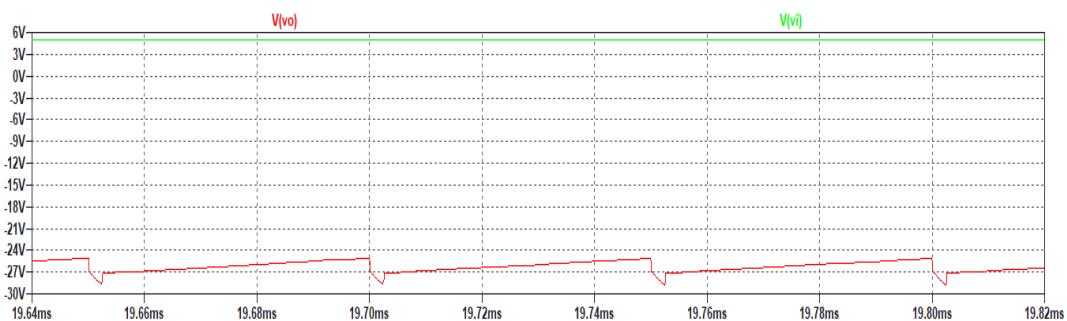
Ilustración 97. Corriente en la inductancia con $RL D=0.7$ 

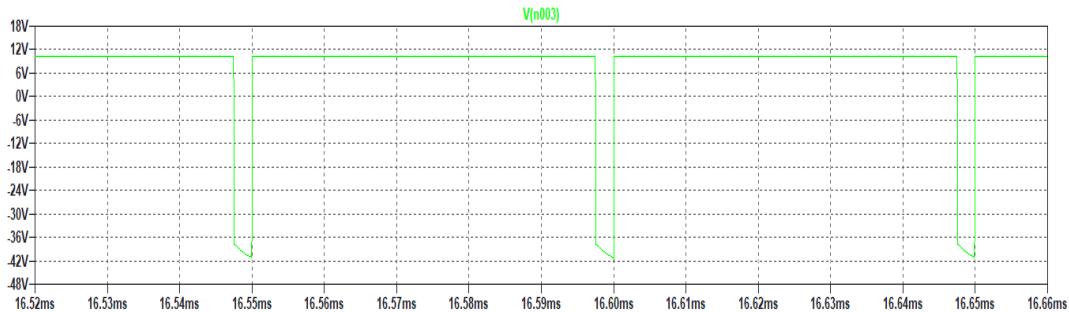
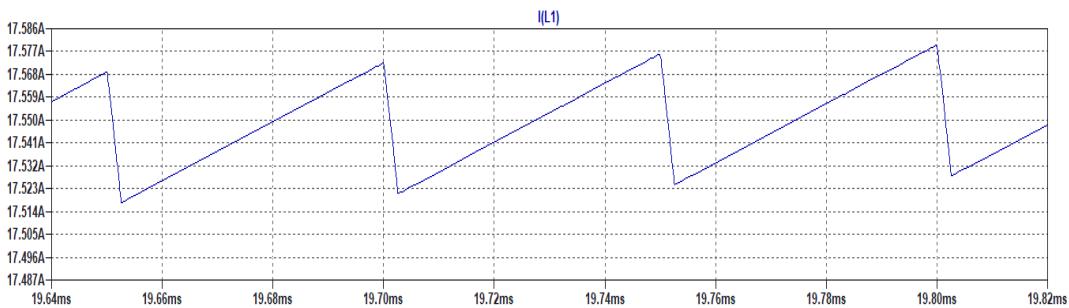
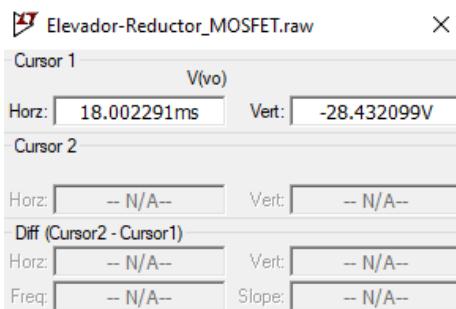
Para el modelo con resistencia $R_L = 0.05\Omega$ obtenemos una tensión de salida $V_o=-11$ V, mientras que en el modelo simulado anteriormente se obtiene una $V_o=-11.66$ V. El valor teórico obtiene una $V_o=-11.45$ V.

$$V_o = \frac{D * V_i}{R_L + (1 - D)} = \frac{0.7 * 5}{0.05 + (1 - 0.7)} = 11.45 V$$

Para un ciclo de servicio $D=0.95$

Modelo real con efecto parásito $R_L = 0.05\Omega$

Ilustración 98. Tensión entrada y salida con $RL D=0.95$

Ilustración 99. Tensión en la inductancia con $RL D=0.95$ Ilustración 100. Corriente en la inductancia con $RL D=0.95$ 

Para el modelo real con la resistencia $R_L = 0.05\Omega$ obtenemos una tensión de salida de unos $V_o=-28.43$ V, mientras que en el modelo sin R_L se obtiene una $V_o=-33.39$ V. El valor teórico visto en la ecuación anterior (46), resulta una $V_o=-57$ V.

$$V_o = \frac{D * V_i}{\frac{R_L}{R(1-D)} + (1-D)} = \frac{0.95 * 5}{\frac{0.05}{30(1-0.95)} + (1-0.95)} = 57 \text{ V}$$

Al igual que en el Boost, para el convertidor Buck-Boost no es recomendable trabajar con ciclos de servicio próximos a la unidad ya que la diferencia entre el modelo con R_L y el modelo ideal es muy grande.



7. Convertidores CC en sistemas fotovoltaicos autónomos

7.1 Introducción

Los convertidores CC/CC se utilizan en una amplia variedad de aplicaciones debido a su eficiencia y versatilidad. Una de las muchas aplicaciones donde podemos ver este tipo de conversores es en los sistemas de energía renovable, en particular en la energía fotovoltaica. Estos dispositivos permiten transformar la corriente continua (CC) generada por los paneles solares a una tensión adecuada para la carga o para el almacenamiento en baterías. La eficiencia en la conversión de energía es un factor clave para optimizar el rendimiento global de una instalación fotovoltaica, ya que la variabilidad en la radiación solar y las condiciones ambientales generan fluctuaciones en la salida de los paneles solares. En este contexto, los convertidores CC-CC desempeñan un papel fundamental al garantizar una gestión eficiente de la energía, adaptando la tensión de salida para satisfacer las necesidades de los sistemas de almacenamiento, distribución o uso directo de la energía.

En este trabajo se llevará a cabo la simulación de una instalación fotovoltaica autónoma en la se ha dispuesto un módulo solar Grape Solar GS-P-215-Fab5 compuesto por sesenta células conectados en serie para recrear una instalación aislada cuyo objetivo es la cargar de baterías. Los generadores FV trabajan en el punto de máxima potencia (MPPT), obteniendo de esta forma el mayor rendimiento de los módulos solares. Debido a que las condiciones ambientales de trabajo varían de manera importante a lo largo del año, el convertidor utilizado en la aplicación ha sido el Buck-Boost con el objetivo de poder elevar o reducir la tensión de entrada y ofrecer una tensión de salida estable y próxima con la tensión nominal de la batería para su correcta carga. Las posibles tensiones nominales de las baterías utilizadas en la aplicación ofrecen un rango que va desde 12V hasta 48V, baterías comunes para instalaciones fotovoltaicas aisladas.

Por último, el software utilizado para llevar a cabo la simulación ha sido Simulink. Esta herramienta integrada de Matlab ofrece una biblioteca especializada y componentes predefinidos como es el caso del PV o de la batería de ion-litio. Además, Simulink permite simular el comportamiento dinámico de sistemas en tiempo real, lo que es crucial para modelar el rendimiento de un sistema fotovoltaico, donde se incluyen factores como la radiación solar, temperatura y variabilidad de la carga.



7.2 Sistemas fotovoltaicos autónomos

Los Sistemas Fotovoltaicos Autónomos (SFA) son un conjunto de elementos interconectados entre sí con el objetivo de proporcionar energía eléctrica a determinadas cargas, en ausencia de red eléctrica. Estas cargas pueden ser elementos de iluminación, electrodomésticos, etc.

Estos sistemas están compuestos, por norma general, por tres elementos: Generador, acumulador y carga. En las siguientes ilustraciones se muestran los elementos de un SFA teniendo en cuenta el tipo de cargas:



Ilustración 101. Esquema SFA cargas CC

La ilustración anterior corresponde a un sistema en el que las cargas necesitan corriente continua: iluminación, equipos electrónicos, frigoríficos especiales, etc. En el otro caso, la siguiente ilustración muestra un sistema con cargas que necesitan corriente alterna tales como electrodomésticos caseros, motores en bombeo, etc.



Ilustración 102. Esquema SFA cargas AC

7.3 Célula fotovoltaica

El elemento básico de la tecnología FV es la célula fotovoltaica que es un dispositivo electrónico semiconductor que convierte la energía procedente de la radiación solar en forma de luz (fotones) en energía eléctrica (electrones) gracias al efecto fotoeléctrico.

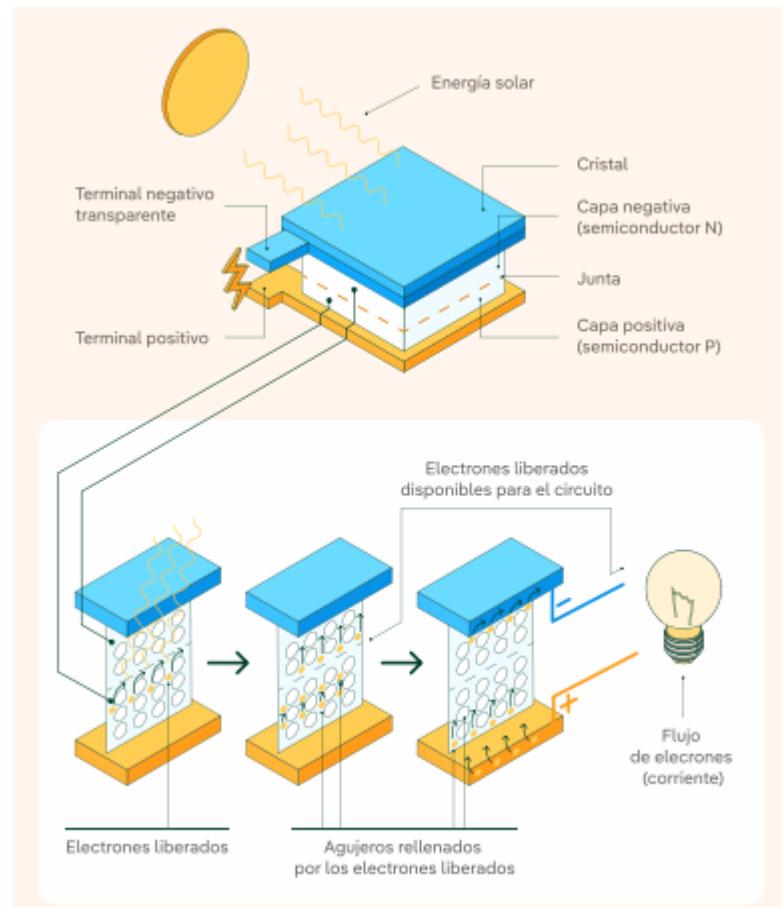


Ilustración 103. Célula fotovoltaica

Las células fotovoltaicas están formadas por dos capas de material semiconductor con cargas opuestas, separadas por una unión llamada junta de PN. La capa negativa (semiconductor tipo N) se crea modificando la estructura cristalina del silicio para generar un exceso de electrones. Por otro lado, la capa positiva (semiconductor tipo P) tiene una deficiencia de electrones, lo que la convierte en una región con una carga positiva dentro de la red cristalina. En la zona de la unión PN, se produce una neutralización de cargas. Al exponerse a la luz solar en la región N, los electrones son liberados,



lo que incrementa la diferencia de potencial entre las zonas N y P. Esta diferencia de potencial genera una corriente eléctrica.

Actualmente, la mayoría de las células están compuestas por silicio. El silicio se depura y cristaliza para cortarlo en finas capas y formar la célula. Según el proceso de fabricación del silicio, estas se clasifican en:

- Células de silicio monocristalino
Formadas por un único cristal uniforme de silicio con un rendimiento entre el 18-25%. Estas células ofrecen un mayor rendimiento, pero su coste es el más elevado.
- Células de silicio monocristalino
Formadas por varios cristales de silicio. La fabricación de estas células es más económica, pero ofrecen menor rendimiento, entre un 16-20%.
- Células de silicio amorfo
Con una estructura atómica irregular, este silicio se deposita en películas delgadas sobre sustratos flexibles, como el vidrio, el metal y el plástico, facilitando que estos paneles se adapten a cualquier superficie y permitan una mejor integración. Su rendimiento es mucho menor que el del silicio cristalino (6-8 %), pero es más económico.

Los módulos se construyen mediante la conexión en serie de células (los módulos suelen tener una o dos series de células conectadas en paralelo).

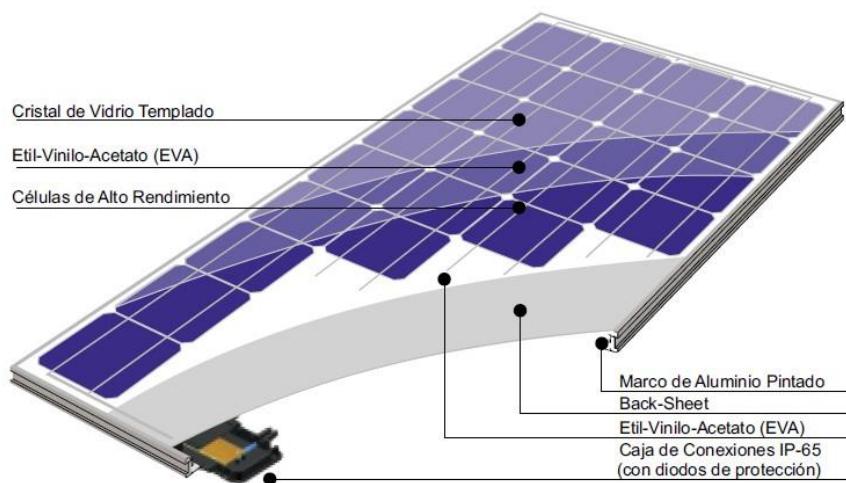


Ilustración 104. Estructura de un módulo fotovoltaico



7.4 Módulo Solar

En la aplicación desarrollada en Simulink se emplea un módulo fotovoltaico Grape Solar GS-P-215-Fab5 formado por sesenta células conectadas en serie, el cual produce 36.24V y 7.66A en circuito abierto. En cuanto a su punto de máxima potencia a 25°C, cada módulo genera 30V y 7.16A, como podemos observar en la siguiente ilustración:

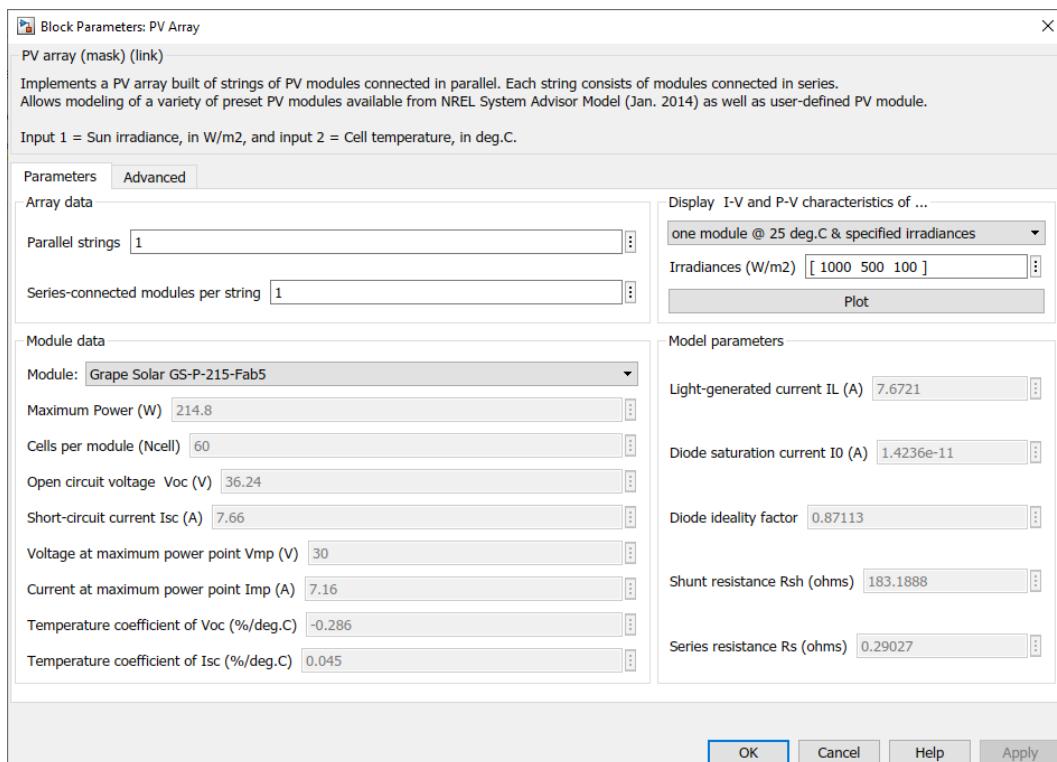


Ilustración 105. Parámetros PV Array Simulink

La curva característica de un campo fotovoltaico reproduce la de la célula individual: la tensión depende del número de módulos conectados en serie, y la corriente del número de arrays conectados en paralelo. En la aplicación desarrollada en Simulink el módulo esta compuesto por sesenta células en serie en un array. En caso de conectar más módulos en serie se producirá la suma de tensiones de cada módulo y la corriente permanecerá constante. La curva característica del PV varía en función de la irradiancia y de la temperatura a la que trabaja.

Para la aplicación se ha empleado un módulo fotovoltaico trabajando a 25°C para diferentes irradiancias de entrada.

Simulink muestra las curvas características I-V y P-V con la irradiancia en función diferentes temperaturas de la célula fotovoltaica en grados centígrados. También, tiene la posibilidad de mostrar la curva característica con la temperatura para diferentes irradiancias en W/m².

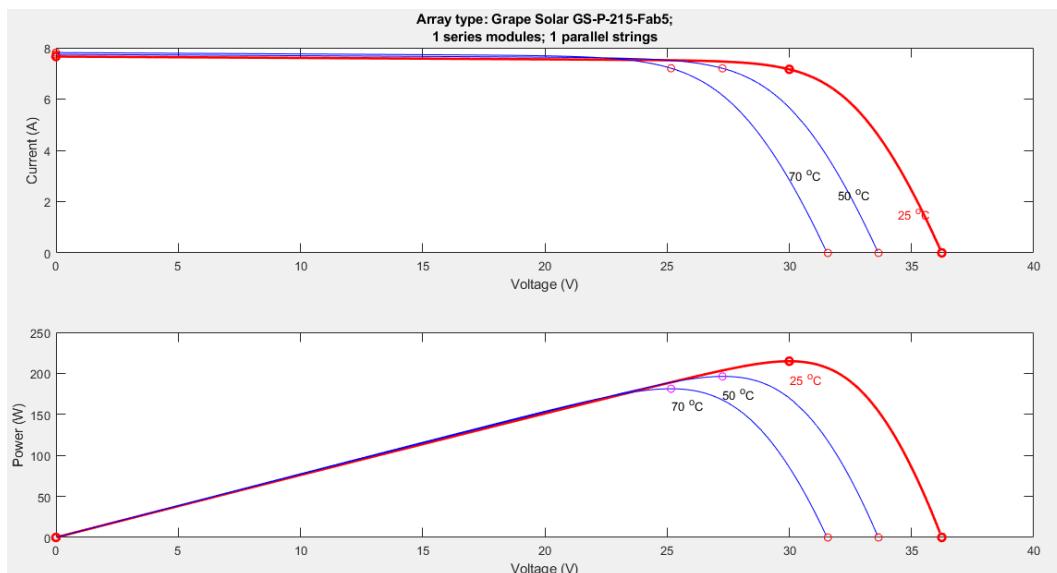


Ilustración 106. Curvas características con la temperatura

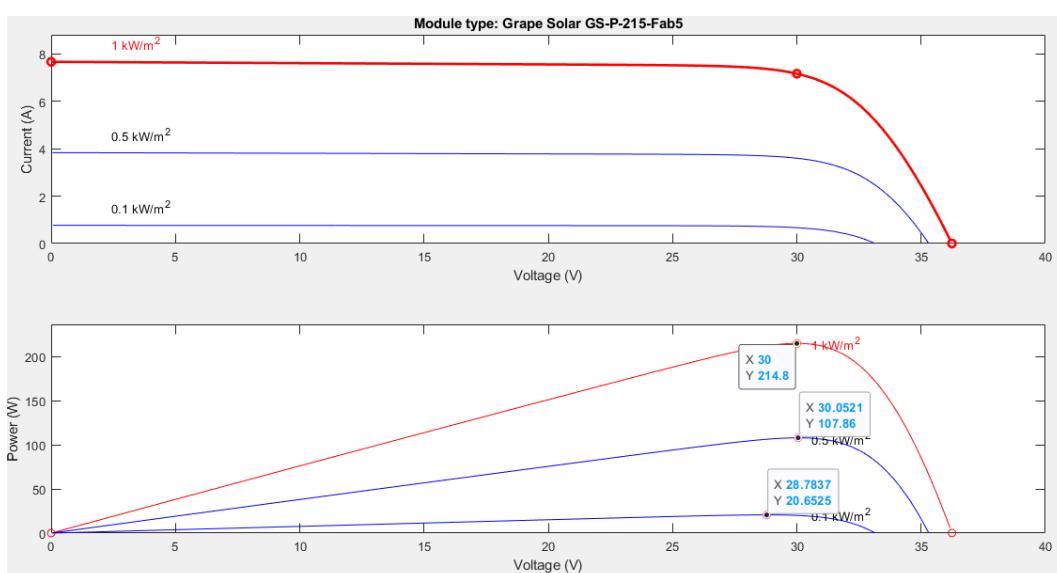


Ilustración 107. Curvas características con la irradiancia



En las figuras anteriores, en cada curva aparece el punto de máxima potencia que será aquel en que deba trabajar el generador fotovoltaico para proporcionar la máxima energía con el mayor rendimiento posible en todo momento.

7.5 Punto de máxima potencia

En el siguiente esquema se representa una instalación fotovoltaica aislada sin convertidor de tensión.

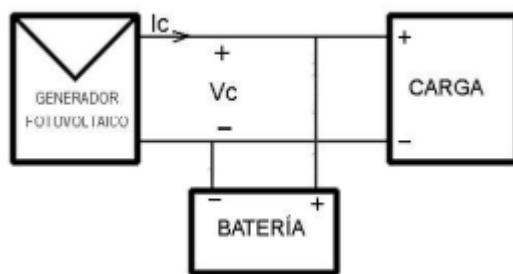


Ilustración 108. Esquema instalación fotovoltaica sin regulador FV

En dicho sistema, la tensión del generador fotovoltaico vendrá dada por la que tenga la batería. Para un correcto funcionamiento del sistema, es necesario un buen diseño en el que se elegirá un generador FV con una tensión en el punto de máxima potencia, MPP, próximo a la tensión nominal de la batería.

Sin embargo, debido a las condiciones ambientales de trabajo cambiantes a lo largo del año, el punto de máxima potencia del generador FV también se verá afectado por una variación importante.

En la siguiente ilustración 103 se observa:

- Distintas curvas características correspondientes al generador FV para diferentes irradiancias de entrada. En estas se indica el punto de máxima para cada valor de irradiancia.
- Las rectas de carga y descarga de la batería.
- Las áreas (rodeadas en verde) correspondientes a la zona de trabajo del generador FV en conexión con la batería para cada valor de irradiancia.

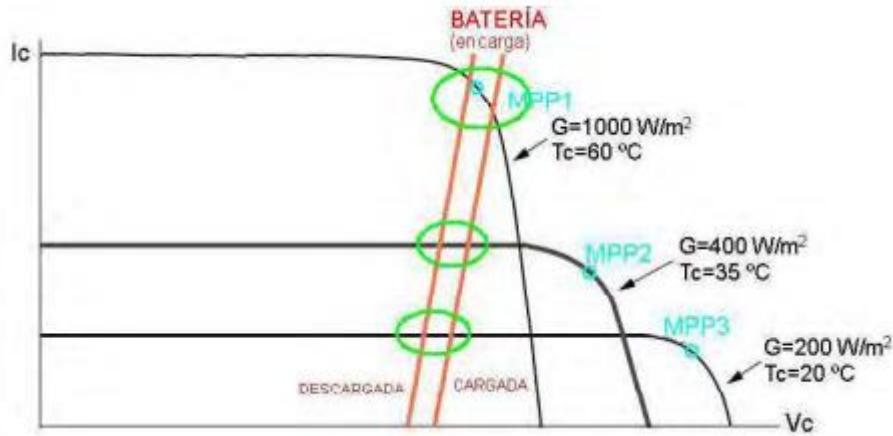


Ilustración 109. Zona de trabajo del generador FV

Debido a que únicamente el sistema extraerá toda la energía posible en la temporada de verano a mediodía ($G=1000 \text{ W/m}^2$, $T_c=60^\circ\text{C}$, diseñado para esta temporada del año). Esto supone que en otras condiciones ambientales el sistema genera menos energía de la que podría proporcionar los módulos fotovoltaicos en cada caso.

Para optimizar la energía extraída por los módulos fotovoltaicos y llevar a este a su punto de máxima potencia durante todo el año, con sus respectivas condiciones ambientales, en cuanto a la irradiancia y temperatura que modificarían la tensión de salida del generador FV, se acopla al sistema un regulador fotovoltaico (cargador de baterías fotovoltaico). Este regulador se basa en los convertidores CC/CC.

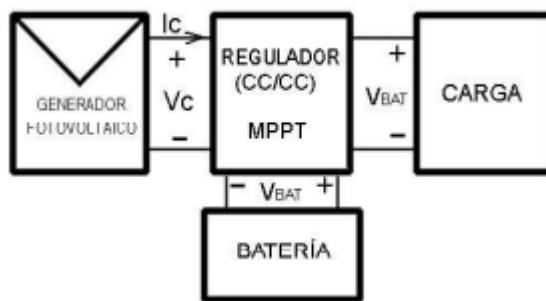


Ilustración 110. Esquema instalación fotovoltaica con regulador FV



La función del regulador es el control del estado de carga de la batería, evitando tanto la descarga por debajo del nivel mínimo de la batería, como la sobrecarga por encima de su carga nominal. Además, el regulador impide que la batería siga recibiendo energía de los módulos una vez alcanza su máxima carga. El seguir introduciendo energía en la batería, una vez alcanzada su carga máxima, podría inducir a esta en procesos de gasificación o de calentamiento pudiendo ser peligroso tanto para la propia batería como elementos a su alrededor.

El objetivo del convertidor CC/CC es conseguir que independientemente de la tensión de salida del generador FV y que será la tensión de entrada al convertidor, obtengamos una tensión a la salida del convertidor estable coincidente con la tensión nominal de la batería para llevar a cabo una eficiente carga.

Cuando módulo fotovoltaico se encuentra en funcionamiento, en un panel solar se producen sombras u otros fenómenos que hacen que cada módulo se comporte de una manera distinta, es aquí donde entra en juego el MPPT (Maximum Power Point Tracker) o seguidor del punto de máxima potencia, un controlador con MPPT es capaz de seguir el punto de máxima potencia en cada instante a través de una serie de algoritmos y así hacer más eficiente el sistema.

Los convertidores utilizados en los reguladores fotovoltaicos suelen ser de tipo Buck, Boost o Buck-Boost. En la aplicación de Simulink se ha implementado un Buck-Boost el cual permite cargar diferentes baterías con sus respectivas tensiones nominales desde 12V hasta 48V.

En los anexos del trabajo de fin de grado se incluyen a modo de ejemplo unas hojas de características de reguladores fotovoltaicos en los que se incorporan los convertidores CC/CC explicados a lo largo del trabajo. Estas hojas de características pertenecen a compañías con un gran número de años en el sector, demostrando la robustez y eficiencia de sus productos.



7.6 Baterías

En los sistemas fotovoltaicos, es común emplear un banco de baterías para almacenar la energía eléctrica generada durante las horas de mayor radiación solar, permitiendo su uso posterior durante períodos de baja o nula radiación solar. En cuanto a las características de las baterías:

Capacidad: La capacidad se refiere a la cantidad total de electricidad que puede proporcionar una batería completamente cargada cuando se descarga. Se mide en amperios-hora (Ah), dependiendo del tiempo de descarga especificado. Por ejemplo, una batería con una capacidad de 130 Ah puede suministrar 130 amperios durante una hora o 13 amperios durante 10 horas. En aplicaciones fotovoltaicas, es común utilizar tiempos de descarga de 100 horas para expresar la capacidad.

Eficiencia de carga: La eficiencia de carga es la relación entre la energía suministrada a la batería durante el proceso de carga y la energía que realmente se almacena. Una eficiencia del 100 % indica que toda la energía empleada para la carga se puede recuperar durante la descarga. Sin embargo, cuando la eficiencia de carga es baja, se requiere un mayor número de paneles solares para generar la misma cantidad de energía utilizable.

Autodescarga: La autodescarga es el fenómeno mediante el cual una batería pierde carga incluso cuando no está en uso. Este proceso puede variar dependiendo del tipo de batería y las condiciones de almacenamiento.

Profundidad de descarga: La profundidad de descarga es el porcentaje de la capacidad total extraída de una batería completamente cargada durante un ciclo de descarga. Por ejemplo, si una batería con una capacidad de 100 Ah es descargada en 20 Ah, la profundidad de descarga es del 20 %. Se pueden distinguir descargas superficiales (menos del 20 %) y descargas profundas (hasta el 80 %). La durabilidad de una batería depende en gran medida de la profundidad de descarga: los ciclos menos profundos prolongan la vida útil del acumulador.

Dentro de las clases de baterías que nos permite Simulink (plomo-ácido, iones de litio, níquel-cadmio, hidruro metálico de níquel)

La batería elegida para la aplicación ha sido la de iones de litio. A continuación, se muestran ventajas y desventajas de este tipo de batería:



Ventajas de las baterías de iones de litio (ion-litio):

- Excepcional capacidad de almacenamiento de energía en relación con el peso
- De larga duración, con hasta 10-15 años o más de 5000 ciclos de carga
- Carga y descarga altamente eficiente (~95%)
- Diseño compacto y ligero
- Requiere un mantenimiento mínimo

Desventajas de las baterías de iones de litio (ion-litio):

- Mayores costos iniciales
- Requiere sofisticados sistemas de gestión de baterías (BMS) para un funcionamiento seguro
- Ligeramente más sensible al calor en comparación con las baterías LiFePO4

7.7 Aplicación convertidor CC en Simulink

El convertidor CC se ha diseñado para un sistema solar de 214.8W donde se ha conectado un módulo fotovoltaico Grape Solar GS-P-215-Fab5 compuesto por sesenta células fotovoltaicas conectadas en serie. El módulo solar genera 36.24V CC en lazo abierto a su salida, el cual será la fuente de voltaje del convertidor. Para esta aplicación el convertidor CC utilizado ha sido el Buck-Boost.

Para el control del convertidor se ha utilizado la modulación PWM. Simulink ofrece un bloque, PWM Generator, para convertidores continua-continua. Como polo de potencia del convertidor se ha utilizado un mosfet de tipo p, el cual está configurado con una frecuencia de conmutación de 10 kHz.

El modelo MPPT utiliza el algoritmo PandO (Pertubar y Observar) para controlar el ciclo de trabajo del convertidor, el duty D y, que el módulo solar busque en todo momento trabajar en su punto de máxima potencia.

A la salida del convertidor Buck-Boost se conectan baterías desde 12V hasta 48V y 180 Ah. Estas baterías se cargan con la energía solar procedente del módulo fotovoltaico. Cuando se conectan baterías de 12 o 24V, el convertidor trabaja como reductor, con un $D < 0.5$. Cuando se conectan baterías de 48V el convertidor trabaja como elevador, $D > 0.5$.



El modelo desarrollado en Simulink se muestra en la siguiente ilustración:

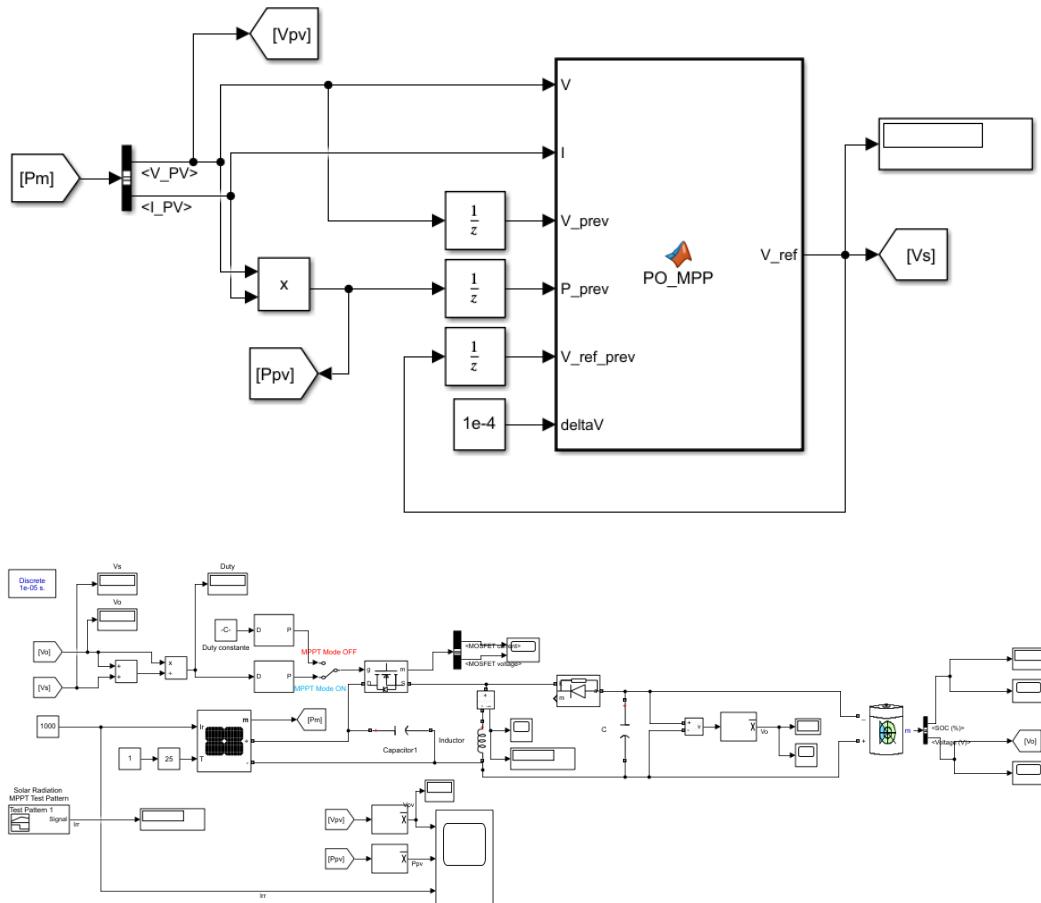


Ilustración 111. Modelo completo Simulink

Se ha dispuesto un amperímetro conectado en serie con la bobina para medir su intensidad y poder conocer el modo de conducción del convertidor. De igual manera se ha conectado un voltímetro en paralela. Su función es conocer la tensión de salida del convertidor ya que el objetivo de la aplicación es cargar una batería durante las horas de mayor radiación solar para después poder disponer de energía en horas con nula radiación. La tensión de salida y carga nominal de la batería han de ser próximamente coincidentes. En cuanto a la carga de la batería, la tensión de salida debe ser mínimamente superior a la tensión nominal de la batería para que la carga sea adecuada.



Dentro de la biblioteca de Simulink se implementa el PV module, que permite conectar células en serie y arrays en paralelo. El PV tiene dos variables de entrada, la irradiancia solar (W/m^2) y la temperatura de las células ($^{\circ}\text{C}$). En la ilustración 101, se muestra la configuración de sus parámetros. Para la irradiancia de entrada se ha dispuesto el bloque Test Pattern, para observar como el MPPT se ajusta para diferentes irradiancias de entrada. Para la temperatura se ha dispuesto un deslizante de ganancia, el que te permite dar un valor máximo y mínimo para poder establecer la temperatura deseada.

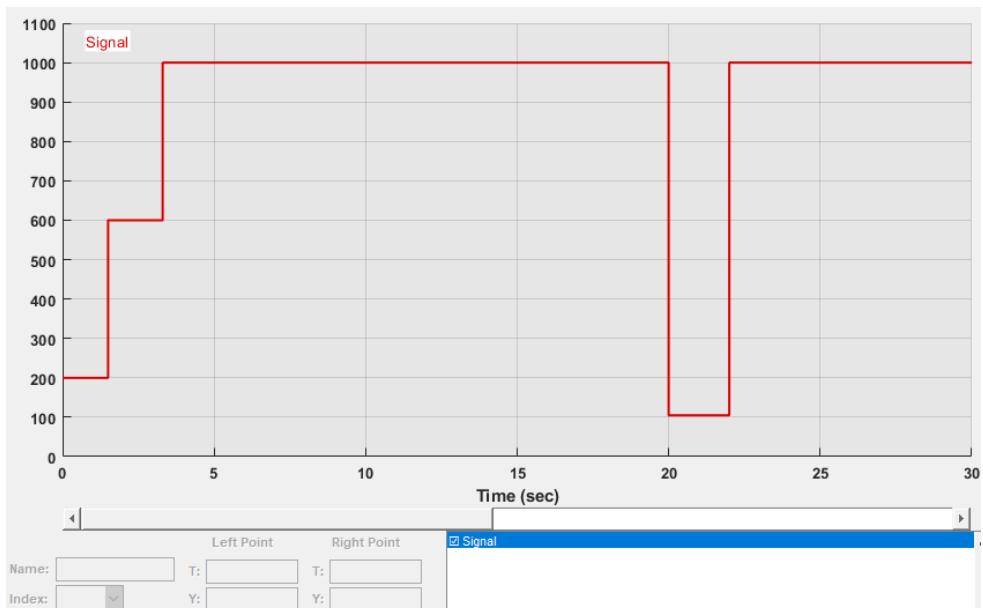


Ilustración 112. Solar Radiation MPPT

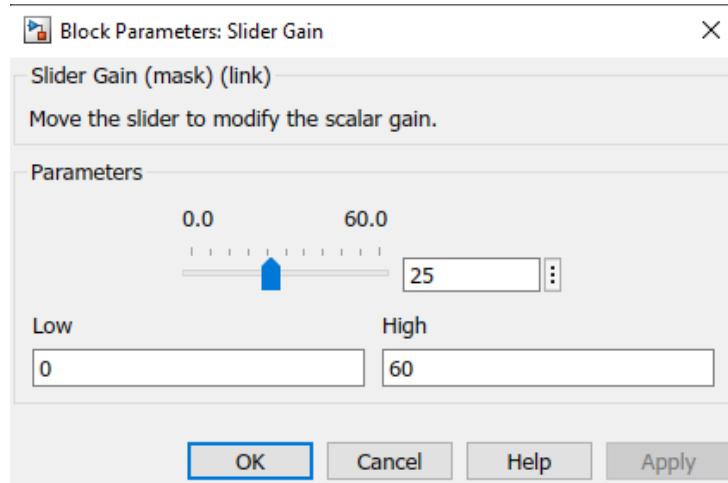


Ilustración 113. Slider Gain Simulink



La potencia de salida del módulo se divide en la tensión y corriente de salida para buscar el punto de máxima de potencia de este. Observando la curva característica del módulo, en la que se refleja V-P se compara la potencia en cada instante con la del instante anterior. Si no se ha llegado al punto de máxima potencia se suma la perturbación deltaV. En el caso de sobrepasar el punto, se resta la perturbación. De esta manera el MPPT se ajusta de forma continua. A continuación, se muestra el código de la función PO_MPP:

```
function V_ref = PO_MPP(V, I, V_prev, P_prev, V_ref_prev, deltaV)
% Esta función implementa el algoritmo MPPT Perturbar y Observar (P&O).
% Entradas:
% V - Voltaje actual del panel (Voltios)
% I - Corriente actual del panel (Amperios)
% V_prev - Voltaje del panel anterior (Voltios)
% P_prev - Potencia anterior (Watts)
% V_ref_prev - Tensión de referencia anterior (Voltios)
% deltaV - Perturbación de voltaje (Voltios)
%
% Salida:
% V_ref - Voltaje de referencia actualizado (Voltios)

% Potencia actual
P = V * I;

% Compara la potencia actual y anterior
if P > P_prev
    % Potencia aumentada: mantener la misma dirección
    if V > V_prev
        V_ref = V_ref_prev + deltaV; % Aumentar el voltaje de referencia
    else
        V_ref = V_ref_prev - deltaV; % Descender el voltaje de referencia
    end
else
    % Potencia disminuida: dirección inversa
    if V > V_prev
        V_ref = V_ref_prev - deltaV; % Descender el voltaje de referencia
    else
        V_ref = V_ref_prev + deltaV; % Aumentar el voltaje de referencia
    end
end

% Límite de voltaje negativos o demasiado altos (opcional)
V_ref = max(0, V_ref); % Prevenir voltaje negativo
if V_ref >= 40
    V_ref = 34;
end
```

La salida V_ref de la función PO_MPP, se etiqueta como Vs para controlar el ciclo de trabajo D del convertidor. Siguiendo la relación entre tensión de salida y entrada del convertidor vista en la ecuación (46), se calcula el ciclo de trabajo:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{1 - D} \rightarrow D = \frac{V_o}{V_s + V_o}$$



En la siguiente ilustración se muestra el cálculo del ciclo de trabajo D (Duty). El control de apertura y cierre del mosfet se realiza con modulación PWM como se ha explicado anteriormente. Simulink dispone de un bloque específico, PWM Generator (DC-DC), para convertidores CC. La frecuencia de conmutación a la que el modelo trabaja de forma correcta es de 10kHz. Además, el modelo ofrece la opción de utilizar el modo MPPT o no. Cuando se trabaja en MPPT Off, a través del Scope (Vvp), se puede observar que el modelo no regula y la tensión de salida del PV se descontrola, dejando de operar en su punto de máxima potencia.

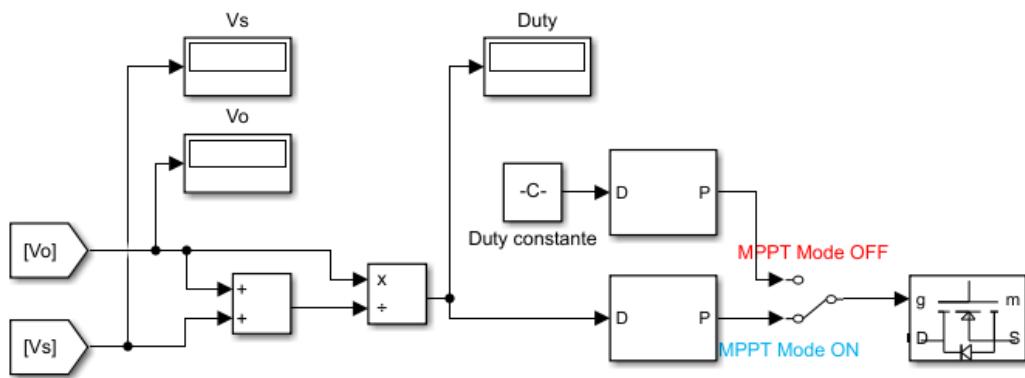
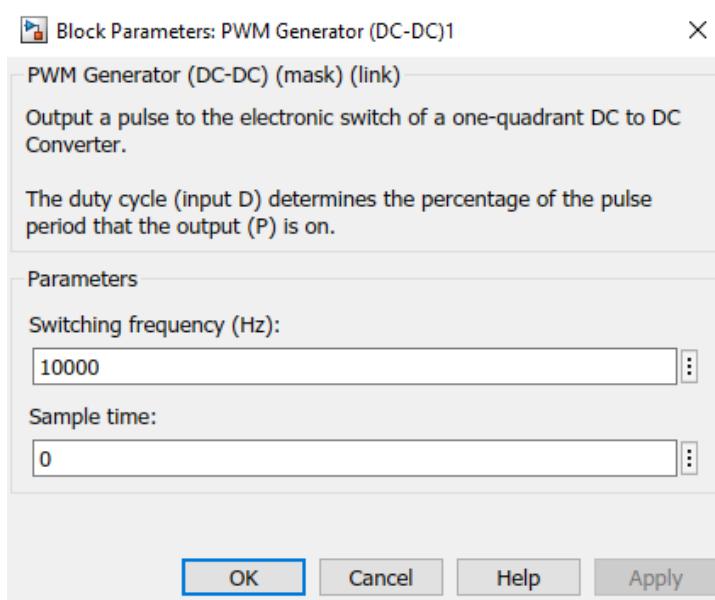


Ilustración 114. Cálculo de D y modo MPPT ON





El modelo utiliza un convertidor Buck-Boost cuya fuente de tensión es una modulo fotovoltaico. En la siguiente ilustración observamos los elementos básicos del convertidor: Interruptor (Mosfet tipo P), bobina L, diodo y condensador C. Como se ha explicado anteriormente, en el convertidor Buck-Boost se invierte la polaridad de la tensión de salida por lo que la batería se debe rotar para conectarla de forma correcta al convertidor.

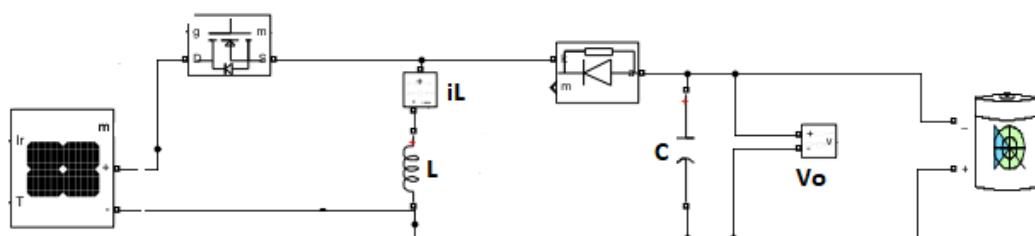


Ilustración 115. Buck-Boost Simulink con PV

El modelo parte desde cero y va sumando el valor de la perturbación (1e-4) hasta alcanzar el punto de máxima potencia. Durante la suma de la perturbación, el sistema va ajustando el ciclo de trabajo (duty) en función del valor de Vs.

Se lleva a cabo la simulación del modelo para un tiempo de simulación

Stop Time 20

Utilizando un scope con las variables que se quieren observar, opción de “Log Signals” y “Data Inspector”, Simulink ofrece un recurso para graficar las variables.

Las especificaciones para esta simulación son las siguientes:

- Batería de 24V
- Irradiancia 100 – 500 - 1000 [W/m²]
- T^a= 25°C
- Tensión de entrada V_{pv} entorno a 29V
- R=15
- Rizado r=0.01
- Inductancia L=(R*(1-D)²)/(2*f).
- Condensador de salida C=D/(R*r*f).
- Frecuencia operación de 10 KHz.



Con una batería de tensión nominal 24V, el sistema trabaja como reductor con un $D < 0.5$ ya que la tensión a la que el módulo trabaja en su punto de máxima potencia es entorno a 30V.

En la siguiente ilustración se puede observar la tensión del módulo y la tensión de salida del convertidor. La tensión del panel solar varía entre 30-30.6, graficada en color marrón. La función PandO, regula la tensión del módulo PV para buscar de forma continua su punto de máxima potencia. Por esta razón encontramos variabilidad en el valor de la tensión de salida del módulo fotovoltaico. En azul, se puede observar la tensión de salida del convertidor, algo por encima de la tensión nominal de la batería, con un valor estable, en torno a -25.9V para la correcta carga de la batería.

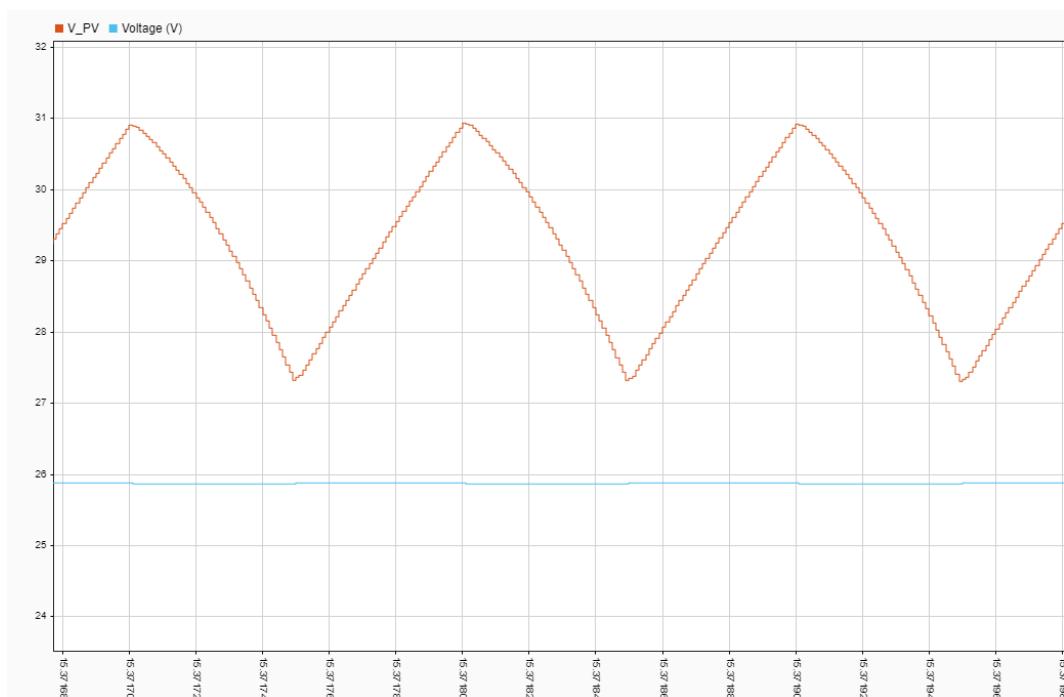


Ilustración 116. Tensión PV y tensión de salida Vo

La tensión de salida del convertidor tiene un mínimo rizado, adecuado para no causar daño a la batería o cualquier carga que se establezca en la instalación. Este rizado es igual a 0.01 respecto al total de la tensión de salida. En la siguiente ilustración se puede observar la tensión de salida Vo.

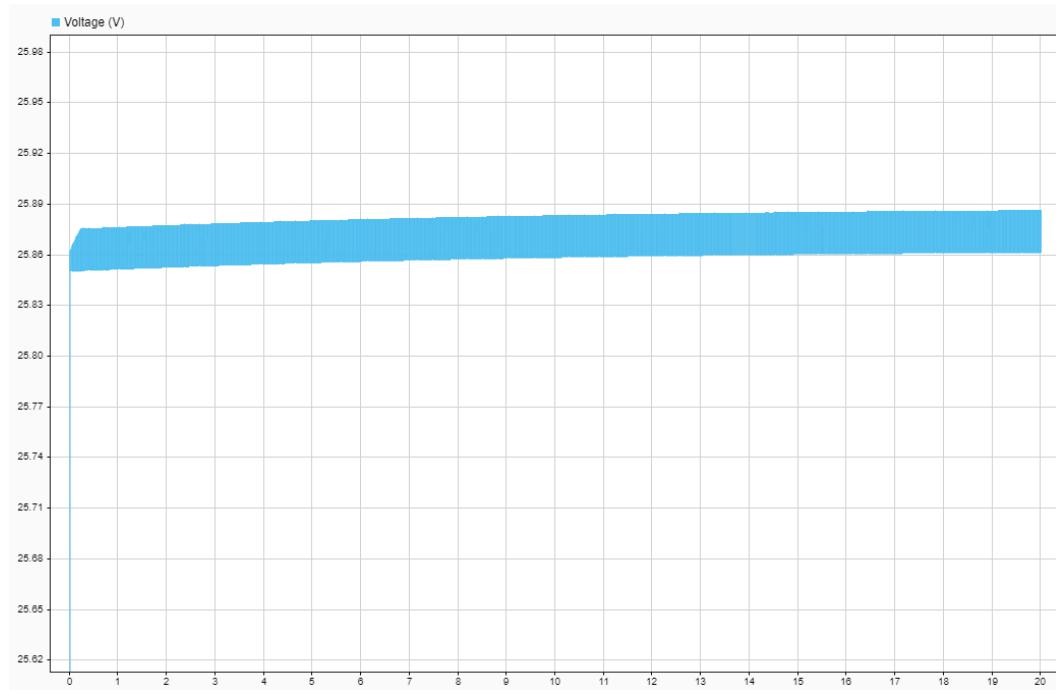


Ilustración 117. Tensión de salida V_o

Con $D < 0.5$, el convertidor trabaja como reductor. Como se puede ver en la anterior ilustración, la tensión de salida $V_o = -24.7V$ es menor que la de entrada $V_i = 30V$ y tiene diferente polaridad debido al modo de operar del Buck-Boost.



Ilustración 118. Tensión en la bobina

La tensión en bornes de la bobina coincide con los valores teóricos explicados anteriormente. Cuando el polo de potencia está cerrado, la tensión en bornes de la inductancia coincide con la tensión de entrada al convertidor V_i , en torno a 30V. Cuando el polo de potencia está abierto, la tensión en bornes de la inductancia ha de ser $-V_o$, coincidiendo con los -24.75V que se obtienen. Por último, vemos que las áreas formadas por la tensión en la inductancia en un periodo con el corte con el eje de 0V son iguales.

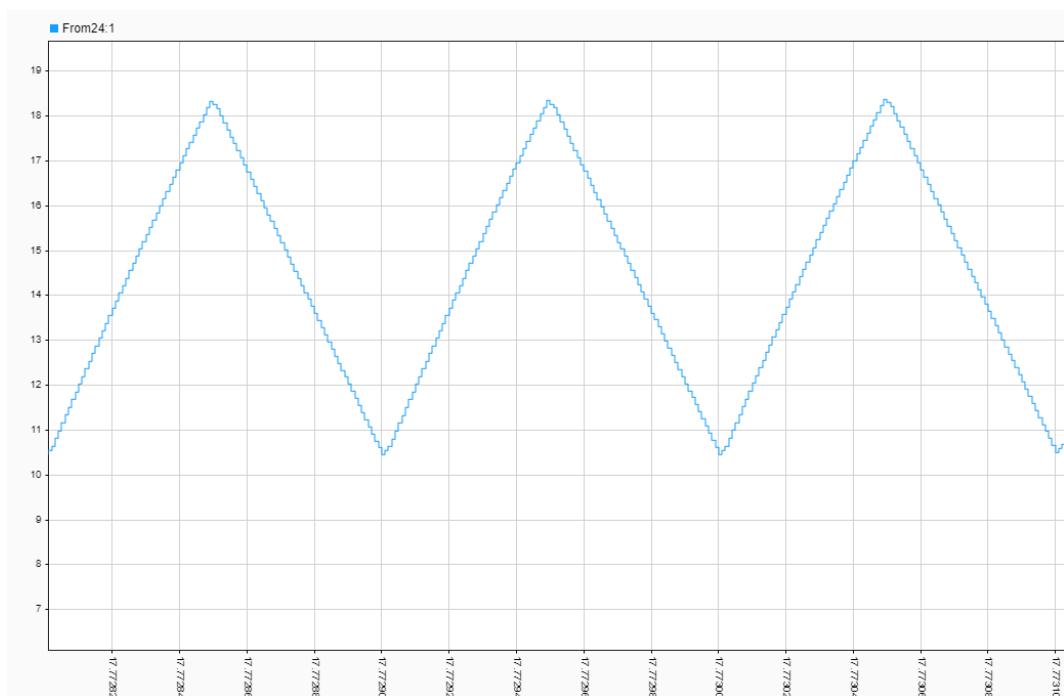


Ilustración 119. Corriente en la bobina

Como podemos ver en la ilustración anterior 115, observamos la forma de onda triangular, característica de la corriente en la bobina. Siempre es mayor que cero por lo que podemos afirmar que el convertidor trabaja en modo de conducción continua, MCC.



Teóricamente, se puede afirmar que P_i y P_o son iguales. En color naranja tenemos la potencia generada por el PV de unos 214.8W, coincidiendo con la máxima potencia que puede ofrecer el PV, lo que verifica que este se encuentra trabajando en su punto de máxima potencia. En color marrón la potencia de salida del convertidor y que es consumida para la carga de la batería.

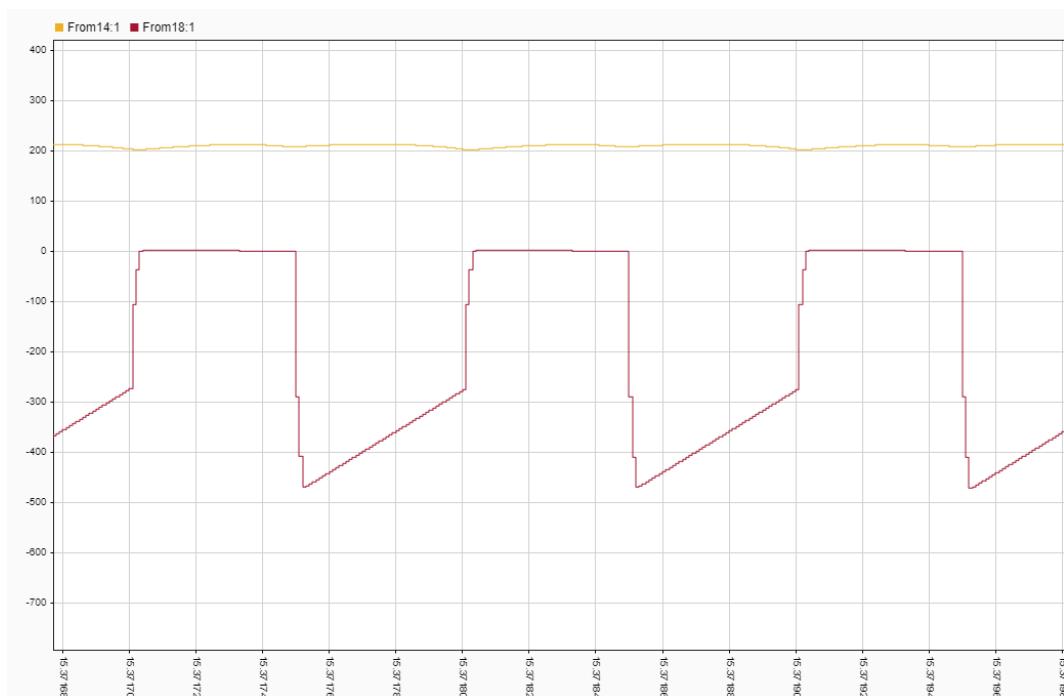
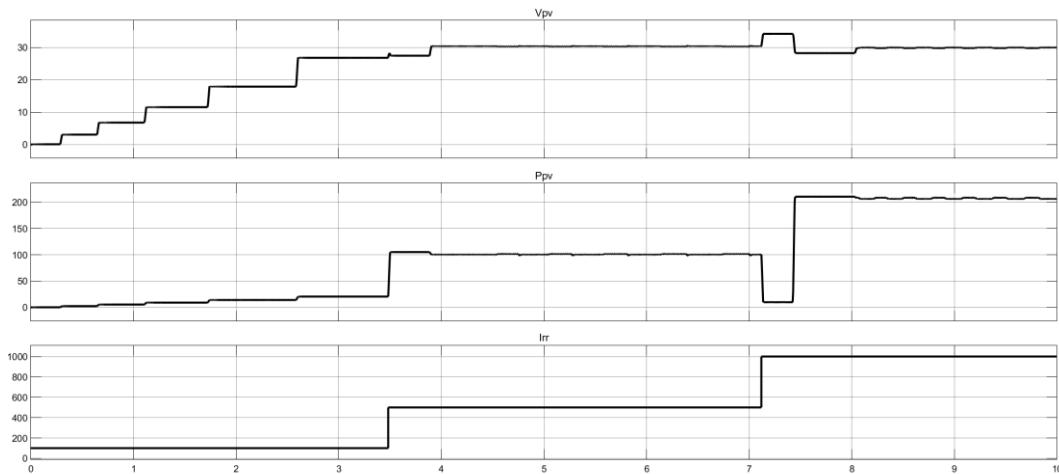
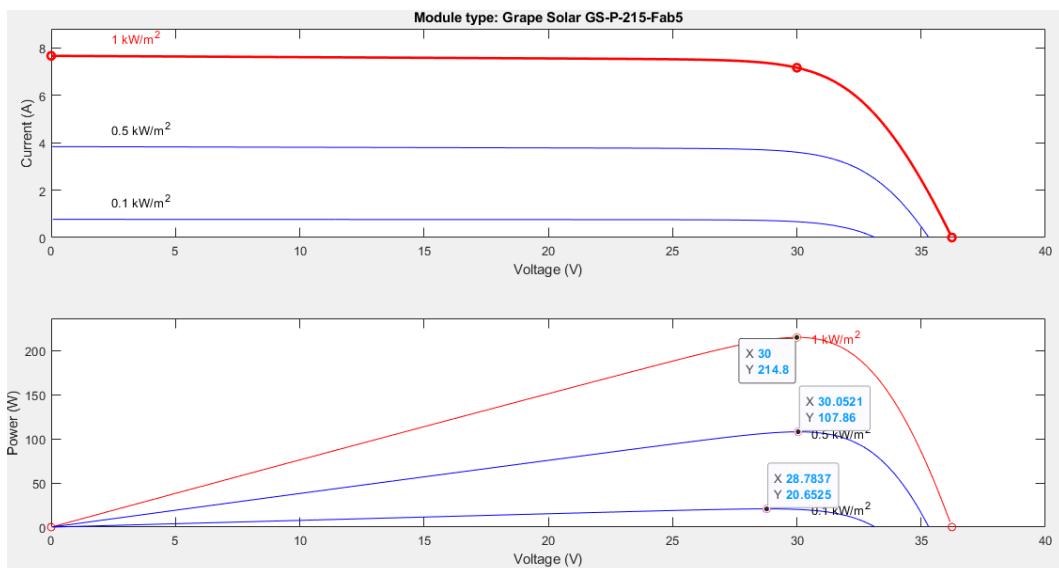


Ilustración 120. Potencia PV y potencia de salida Po

A continuación, se muestran las gráficas de la tensión del módulo solar V_{pv} , las diferentes irradiancias a las que trabaja el módulo solar y su potencia de salida P_{pv} .

En estas gráficas puede verse como para diferentes irradiancias de entrada (100, 500 y 1000 w/m²) el módulo va aumentando su potencia en relación con su tensión de salida. La potencia y tensión van aumentando su valor hasta alcanzar el punto de máxima potencia. En la siguiente ilustración 118, podemos observar los valores de la tensión y potencia en su MPP para los tres valores de la irradiancia de entrada.


 Ilustración 121. V_{pv} , P_{pv} e Irr

 Ilustración 122. Curvas características para diferentes Irr

Para una irradiancia de 100 W/m², el módulo alcanza su punto de máxima potencia en 28.78V y 20.65W. Con una irradiancia de entrada de 500W/m² el MPP se establece en 30.05V y 107.86W. Por último, para una irradiancia de 1000 w/m² su punto MPP se encuentra a 30V y 214.8W, como se puede ver en la anterior ilustración. El algoritmo Pando trabaja como MPPT, buscando el punto de máxima potencia del módulo fotovoltaico para diferentes irradiancias de entrada.



En la siguiente ilustración se muestra la carga de una batería de 24V que parte del 50% de su carga inicial. Cabe mencionar que la carga de baterías es muy lenta, ya que una batería de coche común cuya tensión nominal suele rondar los 12V, tardaría unas 7h para proceder a su carga completa.

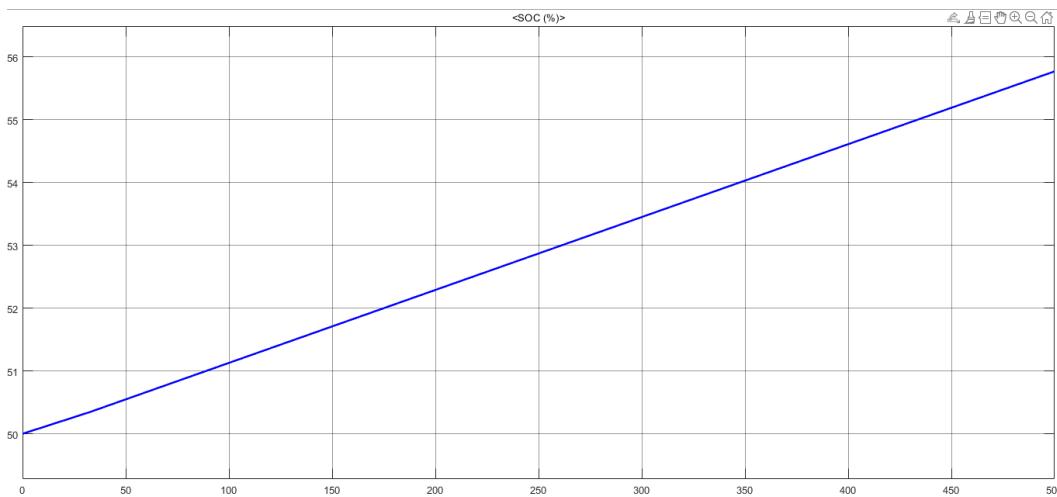


Ilustración 123. Porcentaje carga batería ion-litio 24V

A continuación, se lleva a cabo la simulación para una batería de 48V. Las especificaciones para esta simulación son las siguientes:

- Batería de 48V
- Irradiancia 100 – 300 – 600 - 1000 [W/m²]
- T^a= 25°C
- Tensión de entrada V_{pv} entorno a 29V
- R=15
- Rizado min r=0.01
- Inductancia L=(R*(1-D) ^2) /(2*f).
- Condensador de salida C=D/(R*r*f).
- Frecuencia operación de 10 KHz.

Con una batería de tensión nominal 48V, el convertidor pasa a operar como elevador con un D>0.5. La tensión media de salida del PV y de entrada al convertidor, en su punto de máxima potencia es entorno a 30V.

En la siguiente ilustración, se puede observar la tensión del módulo y la tensión de salida del convertidor. La tensión del panel solar varía entre 30-30.9V. En los displays puede verse como la función P and O continuamente busca el punto de máxima potencia.



En azul, la tensión estable de salida, algo por encima de la tensión nominal de la batería, en torno a -51.72V para la correcta carga de la batería. La polaridad negativa de la tensión de salida demuestra que la batería carga.

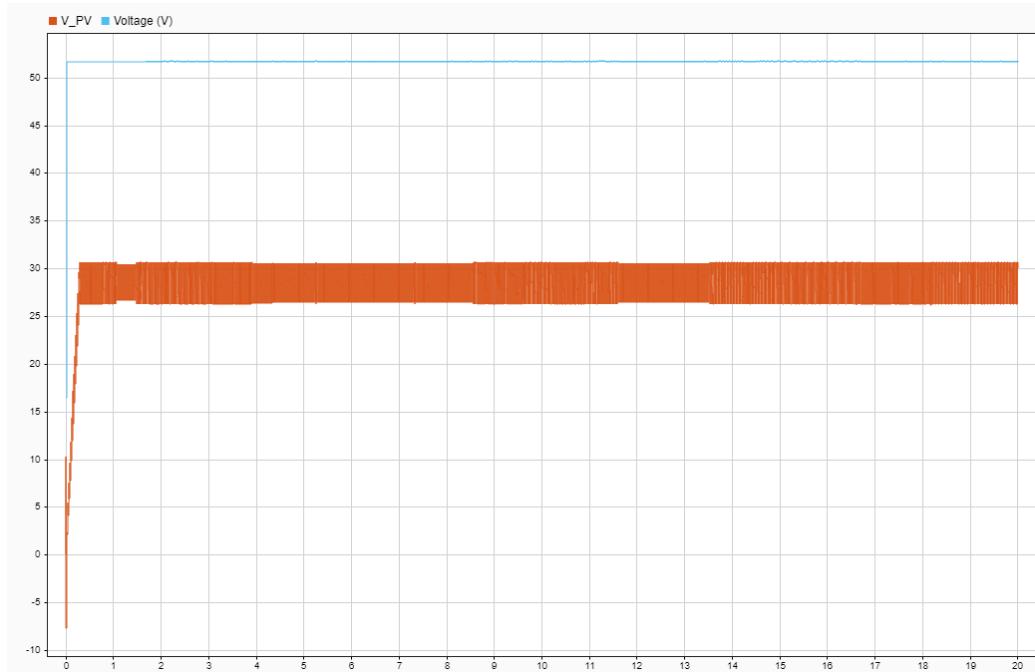


Ilustración 124. Tensión de entrada y salida

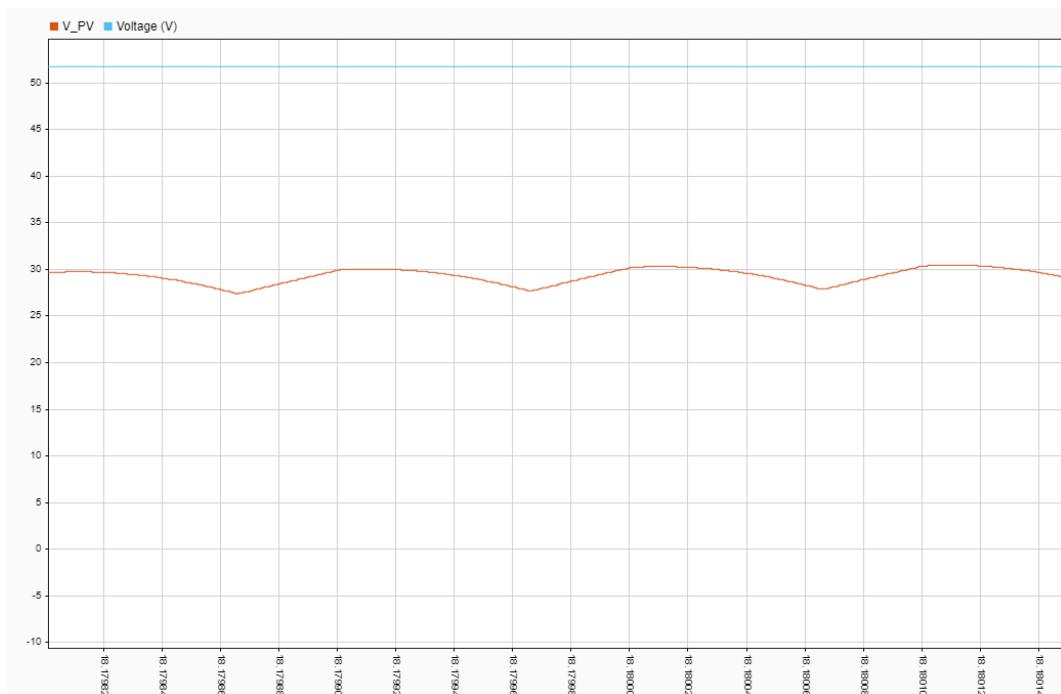


Ilustración 125. Tensión de entrada y salida aumentada



En la siguiente ilustración 121 observamos la tensión en la inductancia. La tensión en bornes de la bobina coincide con los valores teóricos explicados en las simulaciones anteriores con LTSpice XVII. Cuando el polo de potencia, en este caso un mosfet se encuentra cerrado, la tensión de la inductancia se sitúa igual a la tensión de entrada V_i , aproximadamente 30V, ya que en este punto el sistema regula y no es un valor exacto. En el caso cuando el polo de potencia está abierto, la tensión en bornes ha de ser $-V_o$, coincidiendo con los -51.72V que obtenemos. Se puede afirmar que este valor es adecuado ya que la tensión nominal de la batería para esta simulación es de 48V. Este valor es mayor que la tensión nominal de la batería para su correcta carga. Por último, vemos que las áreas formadas por la tensión en la inductancia en un periodo con el corte con el eje de 0V son iguales.

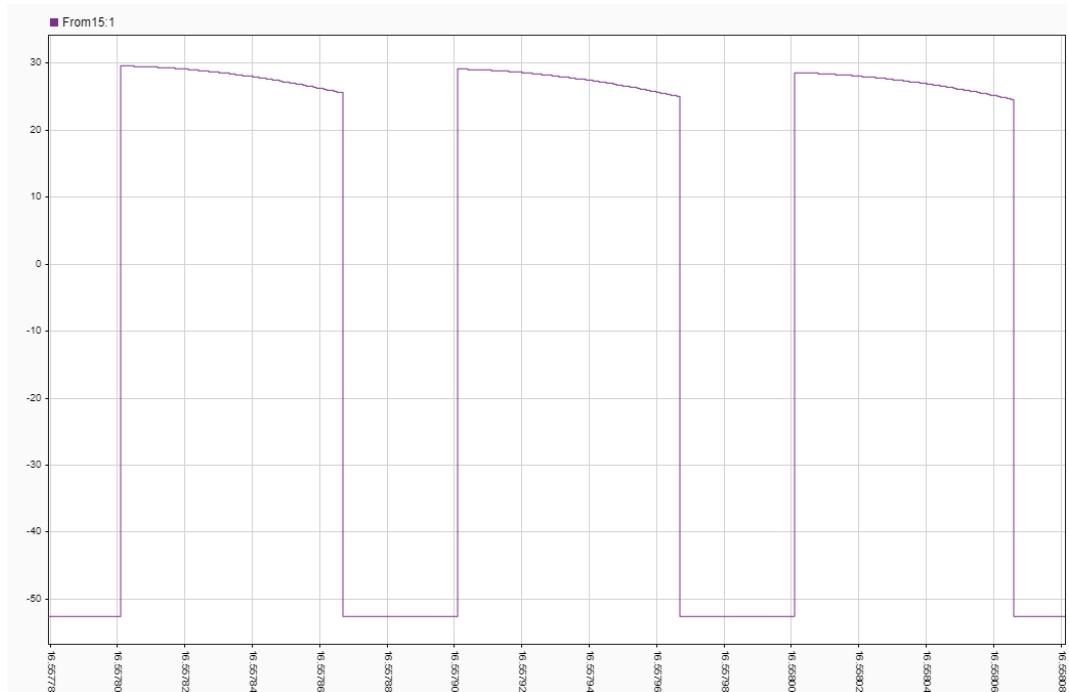


Ilustración 126. Tensión en la inductancia

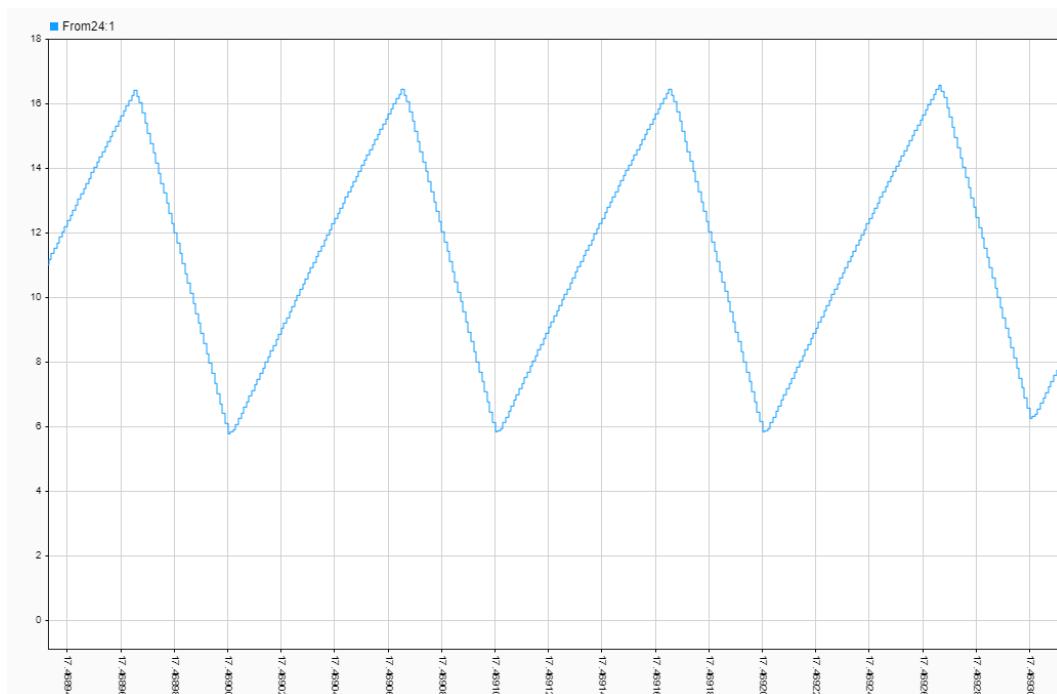


Ilustración 127. Corriente en la inductancia

En la ilustración anterior 122, observamos la forma de onda triangular, característica de la corriente en la bobina. En todo momento tiene un valor mayor que cero por lo que podemos afirmar que el convertidor trabaja en modo de conducción continua, MCC.

Teóricamente, se puede afirmar que P_i y P_o son iguales. En la siguiente ilustración 124, en color naranja tenemos la potencia generada por el PV de unos 214.8W, coincidiendo con la máxima potencia que puede ofrecer el PV, lo que verifica que este se encuentra trabajando en su punto de máxima potencia. En color marrón la potencia de salida del convertidor y que es consumida para la carga de la batería.

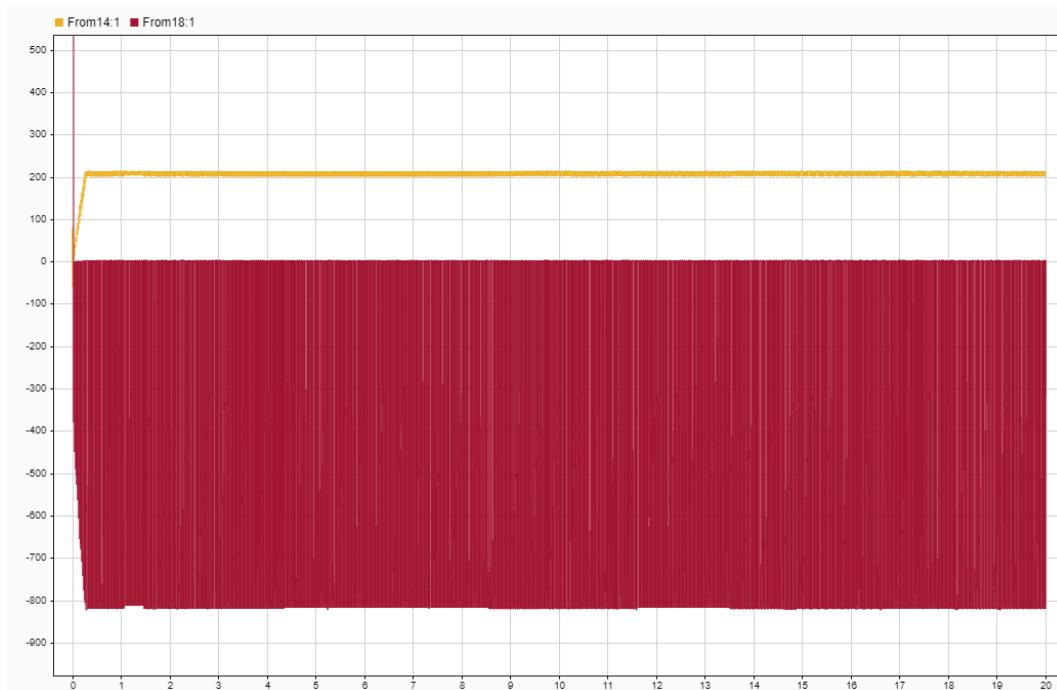


Ilustración 128. P_{pv} y P_o

Los módulos PV alimentan el convertidor a una potencia constante, en torno a 214.8W, como se puede ver en la gráfica amarilla. Durante un período, cuando el polo de potencia está cerrado, la inductancia recibe energía. Cuando el polo de potencia se abre, la inductancia descarga la energía almacenada sobre la batería la cual la consume para su carga. La duración de cada parte dependerá del ciclo de trabajo. Cuanto más grande sea el tiempo de carga de la inductancia y más corto el tiempo de descarga más pico veremos ya que habremos acumulado más energía en la inductancia y tendremos menos tiempo para su descarga sobre la batería. En la gráfica roja vemos eso mismo desde el punto de vista de la batería. Cuando la inductancia está cargando, el diodo no conduce y la batería está en circuito abierto por lo que su potencia es 0 ya que no consume ni alimenta. Cuando la inductancia descarga puede verse un pico de potencia que va cayendo según la inductancia libera toda la energía almacenada. En teoría la potencia eficaz dentro del mismo período en la gráfica amarilla y la gráfica roja deberían ser parecidos.

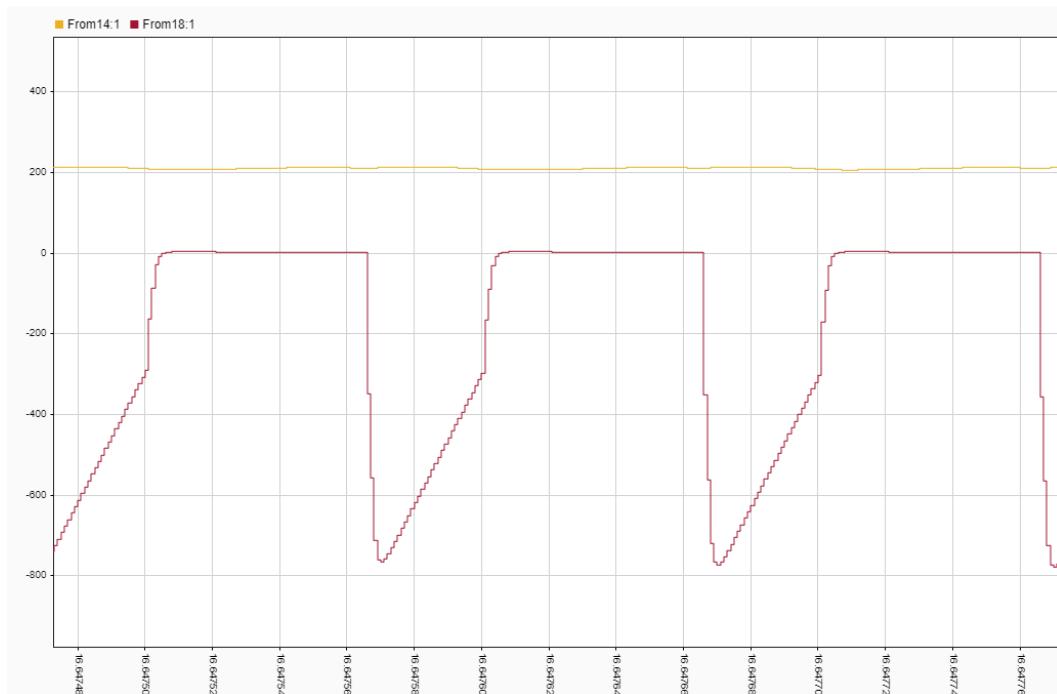


Ilustración 129. P_{pv} y P_o aumentadas

Cuando el convertidor opera como elevador el ciclo de trabajo es más grande que cuando trabaja como reductor. Este hecho supone que tenemos un tiempo mayor de carga de la inductancia y más corto el tiempo de descarga. Por este hecho, la ilustración 125 muestra mayor pico de potencia que la ilustración 116 ya que se habrá acumulado más energía en la inductancia y tendremos menos tiempo para su descarga sobre la batería.

A continuación, se muestran las gráficas de la tensión del módulo solar V_{pv} , las diferentes irradiancias a las que trabaja el módulo solar y su potencia de salida P_{pv} .

De igual manera que para la batería de 24V, en las siguientes gráficas puede verse como para diferentes irradiancias de entrada (100, 300, 600 y 1000 w/m²) el módulo va aumentando su potencia en relación con su tensión de salida. La potencia y tensión van aumentando su valor hasta alcanzar el punto de máxima potencia. En la siguiente ilustración 130, podemos observar los valores de la tensión y potencia en su MPP para los cuatro valores de irradiancia.

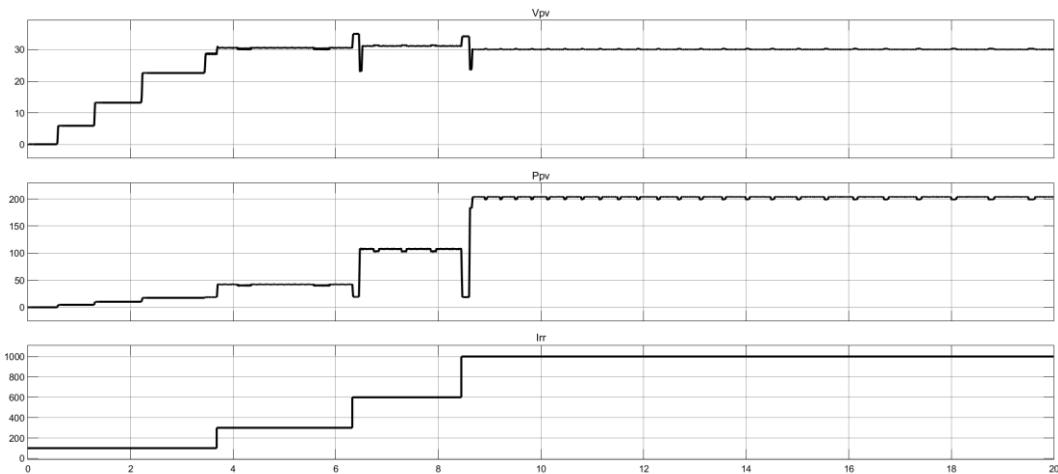


Ilustración 130. V_{pv} , P_{pv} e Irr

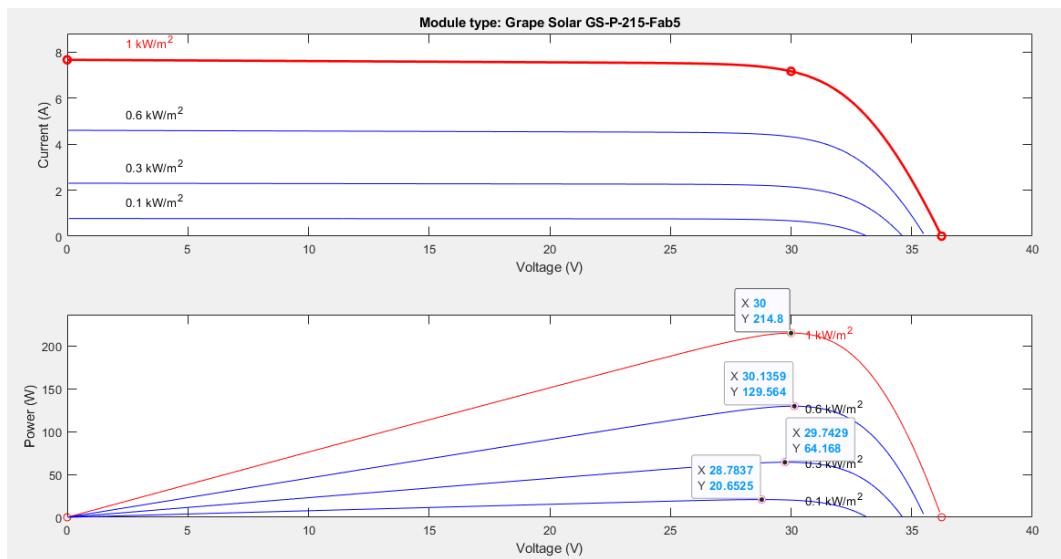


Ilustración 131. Curvas características para diferentes irradiancias

Con la ilustración anterior, para una irradiancia de 100 W/m², el módulo alcanza su punto MPP en 28.78V y 20.65W. Con una irradiancia de entrada de 300W/m² el MPP se establece en 29.74V y 64.16W. Con una irradiancia de entrada de 600W/m² el MPP se establece en 30.14V y 129.56W. Por último, para una irradiancia de 1000 W/m² su punto MPP se encuentra a 30V y 214.8W, como se puede ver en la anterior ilustración. La función Pando trabaja como MPPT, buscando el punto de máxima potencia del módulo fotovoltaico para diferentes irradiancias de entrada.



En la siguiente ilustración se muestra el paso del modo MPPT On al modo MPPT Off. Como puede verse durante el modo MPPT On, el sistema alcanza el punto de máxima potencia, subiendo y bajando entorno a este punto, de potencia 214.8W y voltaje entorno a 30V. Por medio del interruptor, cuando cambiamos al modo MPPT Off la potencia del módulo y por lo tanto su tensión caen a valores entorno a 184W y 24V. Estas graficas demuestran el funcionamiento de PandO.

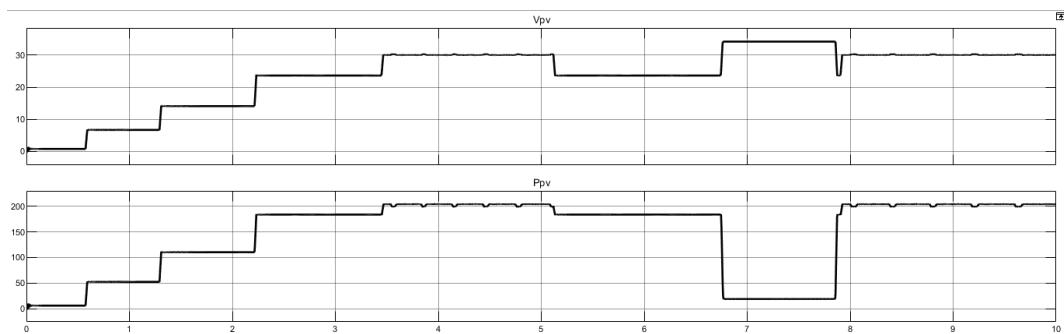


Ilustración 132. V_{pv} y P_{pv} sin MPPT

Por último, en la siguiente ilustración se muestra la carga de una batería de 48V que parte del 50% de su carga inicial. El tiempo de simulación para esta carga ha sido de 20s en tiempo de simulación de Simulink.

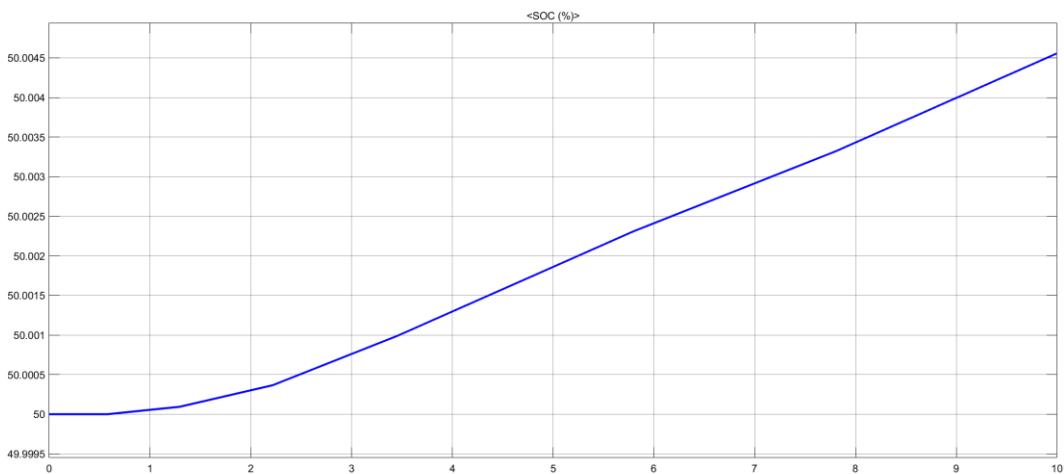


Ilustración 133. Carga batería 48V



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES



8. Conclusiones

El sistema fotovoltaico propuesto ha demostrado ser técnicamente robusto y capaz de proporcionar soluciones energéticas sostenibles y eficientes. El enfoque de simulación dual adoptado se presenta como una metodología confiable y versátil para futuros estudios de los convertidores CC/CC y posibles aplicaciones en el campo de energías renovables.

Validación con LTspice:

Las simulaciones realizadas con LTspice permitieron un análisis detallado de los componentes del circuito, incluyendo los principales convertidores de corriente continua CC/CC y la validación de sus ecuaciones teóricas.

Análisis a nivel de sistema con Simulink:

La simulación integral del sistema fotovoltaico en Simulink proporcionó una visión global al integrar el módulo fotovoltaico, el algoritmo MPPT y la unidad de acondicionamiento de energía. La respuesta dinámica del sistema bajo condiciones reales —como cambios en la irradiancia solar— evidenció su robustez y capacidad para mantener una entrega de potencia estable.

Como posibles mejoras y líneas futuras de investigación, se sugiere modificar el código de la función Perturbar y Observar (PandO) para incluir el cálculo del ciclo de trabajo del convertidor directamente dentro de la función. Esta optimización permitiría simplificar la estructura del sistema de control, facilitando su implementación y análisis. Además, sería útil monitorear y analizar en tiempo real las variaciones de temperatura en la entrada del panel fotovoltaico, lo que contribuiría a mejorar la precisión del modelo y a evaluar de manera más detallada el impacto térmico en la eficiencia del sistema. Asimismo, incorporar técnicas avanzadas de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT), como algoritmos basados en inteligencia artificial, podría aumentar la capacidad del sistema para adaptarse a condiciones ambientales cambiantes de forma más eficiente.



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES



9. Bibliografía

- [1] Electrónica de Potencia. Daniel W. Hart. 2001
- [2] Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones. Rashid, Muhammad H. 2004
- [3] Convertidores continua-continua. Martínez Rodrigo, Fernando; Herrero de Lucas, Luis Carlos; Pablo Gómez, Santiago de Pablo Gómez. 2008
- [4] F. Martínez Rodrigo, L. C. Herrero de Lucas, “Tema 3. Convertidores CC/CC.” Departamento de Tecnología Electrónica, Escuela de Ingenierías Industriales, Universidad de Valladolid, 2021.
- [5] T. L. Floyd, Principios de Circuitos Eléctricos, 8.a ed. Naucalpan de Juárez: Pearson Educación, 2007.
- [6] Fuentes de alimentación Step Up Boost Converters-Prometec <https://www.prometec.net/boost-converters/> [26/11/2024]
- [7] Wikipedia. (última modificación 20 de mayo 2024) https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_elevador#/media/Archivo:Boost_conventions.svg [27/11/2024]
- [8] Wikipedia. (última modificación 30 de noviembre 2024) https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_reductor#/media/Archivo:Buck_conventions.svg [27/11/2024]
- [9] Electrónica de potencia. Principios Fundamentales y Estructuras Básicas. Eduard Ballester, Robert Piqué.
- [10] Centro de ayuda MATLAB. Convertidor Buck-Boost <https://es.mathworks.com/help/sps/ug/buck-boost-converter.html> [28/11/2024]
- [11] Centro de ayuda MATLAB. Introducción al algoritmo MPPT <https://es.mathworks.com/discovery/mppt-algorithm.html> [04/12/2024]
- [12] Centro de ayuda MATLAB. Modelo de controlador de carga MPPT. Rodney Tan(2025). <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/73115-mppt-solar-charge-controller-model> [04/12/2024]
- [13] “Tema 2. Convertidores CC/CC”. ELECTRÓNICA DE POTENCIA PARA APLICACIONES EN SISTEMAS ELÉCTRICOS. Departamento de Tecnología Electrónica. Escuela de Ingenierías Industriales. Universidad de Valladolid.



- [14] Cruz Gómez, José Manuel de la.; Cruz Gómez, Félix de la.; Úbeda Ormeño, Renato, colaborador. 2009. Guía de mantenimiento en instalaciones fotovoltaicas. <https://elibro-net.ponton.uva.es/es/ereader/uva/41986>
- [15] Baterías para energía solar. Blog Tecnosolab (redactado 26/08/2016) <https://tecnosolab.com/noticias/baterias-para-energia-solar-tipos/> [03/01/2025]
- [16] Baterías para energía solar. AutoSolar – Tipos de baterías: baterías de litio <https://autosolar.es/baterias-de-litio> [03/01/2025]
- [17] Energía fotovoltaica. Ciencia. Células fotovoltaicas. Iberdrola. <https://www.iberdrola.com/innovacion/celulas-fotovoltaicas-fotoelectrica> [04/01/2025]
- [18] Energía solar fotovoltaica. Sopelia – El módulo solar (redactado 24/05/2017) <https://www.energiasolar.lat/el-modulo-solar/> [04/01/2025]
- [19] Energía solar fotovoltaica. Grape Solar – Company <https://grapesolar.com/company/> [04/01/2025]
- [20] Solar Hub – PV Modules – Model: Grape Solar GS-P-215-Fab5 <https://www.solarhub.com/product-catalog/pv-modules/all?fmd5=6AA37B9112E8D138E93595D71181F833%27&page=195&pcode=AhN8hRG5LujZK6ZMEChmZ37RU-mKs4j8&userid=8943&v=2> [04/01/2025]
- [21] Blog de ingeniería. Sistemas fotovoltaicos – MPP o punto de máxima potencia (redactado 24/05/2019) <https://ingenieriaeingenieria.wordpress.com/2019/03/24/que-es-el-mpp-o-punto-de-maxima-potencia-en-los-sistemas-fotovoltaicos-serie-ingenieria-fotovoltaica-0-100/> [05/01/2025]
- [22] Morningstar corporation – Productos: Controladores de carga solar https://www.morningstarcorp.com/product_category/solar-charge-controllers/ [07/01/2025]
- [23] OutBack Power – Productos: Controladores de carga Flexmax 60/80 <https://outbackpower.com/product/flexmax-60-80/> [07/01/2025]
- [24] Riuty DC-DC Buck Converter, 300W 20A DC-DC Buck Converter Módulo Reductor Controlador: https://www.amazon.es/dp/B07W63BXNJ/ref=sspa_dk_detail_2?psc=1&pd_rd_i=B07W63BXNJ&pd_rd_w=psjGD&content-id=amzn1.sym.d9fd07ad-



95b5-4079-8602-de55e6918bc7&pf_rd_p=d9fd07ad-95b5-4079-8602-de55e6918bc7&pf_rd_r=GGMHXS09F7NVRDVC09Z4&pd_rd_wg=5xoMd&pd_rd_r=433fd0c6-6baf-477f-ab47-e75bfc1b676e&s=tools&sp_csd=d2lkZ2V0TmFtZT1zcF9kZXRhaWw
[21/01/2025]

[25] Convertidor Buck de DC-DC de 300W y 20A, módulo reductor de corriente constante, LED, condensador electrolítico
https://es.aliexpress.com/item/1005004894829745.html?spm=a2g0o.productlist.main.17.67791ec1hSbKS1&algo_pvid=5a42bdd7-3284-42ee-94e8-d1f4920c65bf&algo_expid=5a42bdd7-3284-42ee-94e8-d1f4920c65bf-8&pdp_npi=4%40dis%21EUR%214.22%211.22%21%21%214.28%211.24%21%40211b815c17374800342676827e93b6%2112000030927228556%21sea%21ES%210%21ABX&curPageLogUid=xBe2ayMtxA6T&utparam-url=scene%3Asearch%7Cquery_from%3A#nav-specification [21/01/2025]