



ULL

Universidad de La Laguna

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA

TRABAJO DE FIN DE GRADO

Diseño de convertidor DC/DC alimentado por panel solar

Autor:

Julio Daniel Pérez Cabrera

Tutor:

Sergio Rodríguez Buenafuente

*Dedico este trabajo a mi
familia en general, a mi padre Julio,
a mi madre María Cecilia, y a
mi novia Teresa.*

Índice

I Fase Previa	10
1. Caracterización del panel solar	10
1.1. Pruebas de campo	10
1.1.1. Mediciones en circuito abierto	10
1.1.2. Mediciones con carga	11
1.1.3. Conclusiones	12
2. Búsqueda de dispositivos similares	12
3. Estimación de calendario	14
II Fase de diseño	16
1. Análisis de ecuaciones de diseño	16
1.1. BUCK	16
1.2. Ecuación de ciclo de trabajo	18
1.3. Ecuación de I_L	19
1.4. Ecuación de rizado de Δi_L	19
1.5. Ecuación de rizado del condensador Δv_C	19
1.6. Cálculo de $L_{critica}$	20
1.7. Ecuaciones de selección del diodo	21
1.7.1. Tensión inversa que soporta	21
1.7.2. Corriente media y corriente de pico repetitiva	21
1.8. Ecuaciones de elección de interruptor	21
1.8.1. Tensión de bloqueo que soporta	21
1.8.2. Corriente media y corriente de pico que soporta	22
1.9. Corrección del ciclo de trabajo por elementos reales	22
1.10. Rendimiento del convertidor	24
1.11. Cálculo del ESR del condensador de salida	26

1.12. SEPIC	27
1.13. Ecuación del ciclo de trabajo	28
1.14. Ecuaciones de I_{L_1} y I_{L_2}	29
1.15. Ecuaciones de rizado de Δi_{L_1} y Δi_{L_2}	30
1.16. Ecuaciones de rizado Δv_{C_1} y Δv_{C_2}	30
1.17. Cálculo de $L_{critica}$	30
1.18. Ecuaciones del diodo	31
1.18.1. Tensión inversa que soporta	31
1.18.2. Corriente media y corriente de pico repetitiva	31
1.19. Ecuaciones del interruptor	32
1.19.1. Tensión de bloqueo que soporta	32
1.19.2. Corriente media y de pico repetitiva	32
1.20. Corrección del ciclo de trabajo por elementos reales	32
1.21. Rendimiento del convertidor	34
1.22. Cálculo del ESR del condensador de salida	36
1.23. ZETA	37
1.24. Ecuación del ciclo de trabajo	38
1.25. Ecuaciones de I_{L_1} y I_{L_2}	39
1.26. Ecuaciones de rizado de Δi_{L_1} y Δi_{L_2}	39
1.27. Ecuaciones de rizado Δv_{C_1} y Δv_{C_2}	40
1.28. Cálculo de $L_{critica}$	40
1.29. Ecuaciones del diodo	41
1.29.1. Tensión inversa que soporta	41
1.29.2. Corriente media y corriente de pico repetitiva	41
1.30. Ecuaciones del interruptor	42
1.30.1. Tensión de bloqueo que soporta	42
1.30.2. Corriente media y de pico repetitiva	42
1.31. Corrección del ciclo de trabajo por elementos reales	42
1.32. Rendimiento del convertidor	45
1.33. Cálculo del ESR del condensador de salida	46
1.34. BUCK ²	47

1.35. Ecuación del ciclo de trabajo	48
1.36. Ecuaciones de I_{L_1} y I_{L_2}	49
1.37. Ecuaciones de rizado de Δi_{L_1} y Δi_{L_2}	49
1.38. Ecuaciones de rizado Δv_{C_1} y Δv_{C_2}	50
1.39. Cálculo de $L_{critica}$	50
1.40. Ecuaciones del diodo	51
1.40.1. Tensión inversa que soporta cada diodo	51
1.40.2. Corriente media y corriente de pico repetitiva	51
1.41. Ecuaciones del interruptor	52
1.41.1. Tensión de bloqueo que soporta	52
1.41.2. Corriente media y de pico repetitiva	53
1.42. Corrección del ciclo de trabajo por elementos reales	53
1.43. Rendimiento del convertidor	55
1.44. Cálculo del ESR del condensador de salida	56
III Fase de cálculos y simulaciones	57
1. Cálculos de cada topología	57
1.1. BUCK	57
1.1.1. Ciclo de trabajo	57
1.1.2. Cálculo de L y C	58
1.1.3. Comparación entre resultados teóricos y prácticos	58
1.1.4. Elección de componentes reales	58
1.2. SEPIC	60
1.2.1. Ciclo de trabajo	60
1.2.2. Cálculo de L_1 , L_2 , C_1 y C_2	60
1.2.3. Comparación entre resultados teóricos y prácticos	60
1.2.4. Elección de componentes reales	61
1.3. ZETA	62
1.3.1. Ciclo de trabajo	62
1.3.2. Cálculo de L_1 , L_2 , C_1 y C_2	63

1.3.3. Comparación entre resultados teóricos y prácticos	63
1.3.4. Elección de componentes reales	64
1.4. BUCK ²	65
1.4.1. Ciclo de trabajo	65
1.4.2. Cálculo de L_1 , L_2 , C_1 y C_2	65
1.4.3. Comparación entre resultados teóricos y prácticos	66
1.4.4. Elección de componentes reales	67
2. Análisis de rendimientos	69
3. Conclusiones y elección de topología	70
4. Selección del circuito de control	72
5. Simulaciones	75
5.1. Regulación de línea	75
5.2. Protección de cortocircuito	76
5.3. Variaciones de carga	77
IV Fase de implementación	78
1. Diseño y fabricación de circuito impreso	78
2. Montaje del dispositivo	79
V Fase final	80
1. Elaboración de presupuesto	80
2. Evaluación de las fases de proyecto	80
VI Conclusiones	82
3. Conclusiones	82

4. Posibles mejoras	82
5. Bibliografía	83
6. Agradecimientos	84

Índice de figuras

1.	RP-SC01-1	13
2.	SOLAR XTORM BASALT	13
3.	CHOETECH SC001	14
4.	Convertidor BUCK	16
5.	Circuito equivalente de ON	17
6.	Circuito equivalente de OFF	18
7.	Corriente en C	20
8.	Circuito equivalente de ON con componentes reales	22
9.	Circuito equivalente de OFF con componentes reales	23
10.	Rendimiento del convertidor BUCK	25
11.	Efecto de ESR en BUCK	26
12.	Convertidor SEPIC	27
13.	Circuito equivalente de ON	27
14.	Circuito equivalente de OFF	28
15.	Circuito equivalente de ON con componentes reales	33
16.	Circuito equivalente de OFF con componentes reales	33
17.	Rendimiento del convertidor SEPIC	35
18.	Efecto de ESR en SEPIC	36
19.	Convertidor ZETA	37
20.	Circuito equivalente de ON	37
21.	Circuito equivalente de OFF	38
22.	Circuito equivalente de ON con componentes reales	43
23.	Circuito equivalente de OFF con componentes reales	43
24.	Rendimiento del convertidor ZETA	46
25.	Convertidor $BUCK^2$	47
26.	Circuito equivalente de ON	47
27.	Circuito equivalente de OFF	48
28.	Circuito equivalente de ON con componentes reales	53
29.	Circuito equivalente de OFF con componentes reales	54

30.	Rendimiento del convertidor <i>BUCK</i> ²	56
31.	Gráfica de pérdidas por conmutación($P_{off_{sw}}$)	69
32.	Pérdidas por conmutación(P_{off})	70
33.	Esquema en LTspice IV de Gen. de PWM y arranque suave	72
34.	Esquema en LTspice IV del Driver	73
35.	Esquema en LTspice IV de <i>High Side</i> Mosfet	73
36.	Esquema en LTspice IV de la Protección de Cortocircuito	74
37.	Regulación de línea (1) $\frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}}$	75
38.	Regulación de línea (2) $\frac{\Delta V_{out}}{V_{in_{min}}}$	75
39.	Regulación de línea (3) $\frac{\Delta V_{out}}{V_{in_{min}}}$	76
40.	Protección de cortocircuito	76
41.	V_{out} con diferentes cargas	77
42.	Esquema en Orcad Capture de nuestro convertidor	78
43.	Esquema en la PCB en Orcad Layout de nuestro convertidor	79
44.	Footprint(cara bottom) de nuestro convertidor	79

Resumen

En este proyecto, la idea es diseñar y montar un convertidor de continua a continua, que esté alimentado por una panel solar. Este dispositivo sería capaz de proporcionar un voltaje y una corriente, ambas constantes, de 5V y 2A, los cuales son admitidos por los dispositivos móviles, a partir del panel solar. Para ello realizamos un estudio completo de 4 topologías de convertidores DC/DC.

El grueso de este proyecto consta de la obtención de las ecuaciones teóricas de diseño de cada uno de los circuitos, las cuales nos aportarán las características necesarias para la elección y dimensionamiento. A continuación realizaremos la verificación de cada una de las ecuaciones con el simulador LTSpice IV.

Una vez escogida la topología adecuada, dimensionaremos y ensamblaremos, previa simulación, las diferentes partes que conformarán nuestro proyecto final.

Abstract

In this project, the idea is to design and mount a DC/DC converter, which his input is connected to a solar panel. This device would be able to give a constant voltage and current that charging different types of mobile devices like mobile phone or tablets. So we make a complete study of four types of DC/DC converter ,and we will choose the one is adapted better to our needs.

The most important part of this project is to obtain the theoretical design equations of each circuit. With that equations we will be able to sizing and choosing the best. Then we will simulate them, for checking them using the LTSpice IV simulator.

When we have chosen the best, we will have to look for the different pieces we need and assembly it, to finish our job.

Parte I

Fase Previa

1. Caracterización del panel solar

Nuestro proyecto consta de una placa solar "SOLARQNT", cuyas características de fábrica son las siguientes:

P_m	V_{oc}	I_{sc}	V_{pm}	I_{pm}
9 W	21,6 V	0,58 A	17,6 V	0,52 A

Cuadro 1: Características del panel solar

donde:

P_m = Potencia máxima (Wattios); V_{oc} = Voltaje en circuito abierto (Voltios); I_{sc} = Intensidad de corto-circuito (Amperios); V_{pm} = Voltaje máximo de trabajo; I_{pm} = Intensidad máxima de trabajo

Una vez conocidos los valores teóricos del panel solar, procedemos a realizar las **Pruebas de campo**.

1.1. Pruebas de campo

Debemos comprobar que las características aportadas por la hoja de datos del fabricante se cumpla en la realidad, por lo que hacemos una serie de mediciones en diferentes condiciones de sol y de carga.

1.1.1. Mediciones en circuito abierto

En primer lugar tomamos medidas de los valores de voltaje de salida, sin ningún tipo de carga para comprobar el V_{oc} . Nuestro ángulo de incidencia perpendicular al sol con respecto a el panel será de 30° sobre el suelo, obteniendo $V_o = 19,96V$:

Nublado:

Desfase	+10°	+20°	+30°	+40°	-10°	-20°
Voltaje	19,86V	19,13V	19,78V	19,74V	19,93V	19,86V

Cuadro 2: Voltajes de salida en función del ángulo de incidencia(1)

Para el otro caso, el ángulo de incidencia perpendicular al sol con respecto a el panel será en este caso de 50° sobre el suelo, obteniendo $V_o = 20,94V$:

Soleado:

Desfase	+10°	+20°	+30°	-10°	-20°	+30°
Voltaje	20,78V	20,72V	20,60V	20,33V	20,1V	19,9V

Cuadro 3: Voltajes de salida en función del ángulo de incidencia(2)

1.1.2. Mediciones con carga

A continuación realizamos las mismas mediciones pero partiendo de cargas que solicitan menos corriente hasta casi llegar a la máxima carga permitida, la cual calculamos así:

$$V_{pm}I_{pm} = R_{pm} \rightarrow R_{pm} = \frac{V_{pm}}{I_{pm}} = \boxed{33,85\Omega}$$

Nota: Basándonos en las medidas en circuito abierto, no tomamos medidas con diferentes inclinaciones pues no afecta prácticamente al voltaje obtenido.

Nublado:

Resistencia	200Ω	150Ω	50Ω	37,5Ω
Voltaje	19V	16,18V	7V	5V
Potencia	1,8W	1,75W	0,98W	0,67W

Cuadro 4: Voltajes de salida en función de la carga(1)

Soleado:

Resistencia	200 Ω	150 Ω	50 Ω	37,5 Ω
Voltaje	21V	20,47V	19V	18,8V
Potencia	2,2W	2,79W	7,22W	9,43W

Cuadro 5: Voltajes de salida en función de la carga(2)

1.1.3. Conclusiones

Como vemos en los datos que hemos recogido en las anteriores medidas, se cumple lo que se denomina ***Curva del panel solar*** en la que, aunque se varíe la carga o el ángulo de incidencia del sol sobre el panel, esta mantendrá el voltaje de salida casi constante, hasta que llegue un punto en el que V_o disminuirá drásticamente, ya que no es capaz de mantener el nivel de voltaje de salida.

Observamos que en la única condición en la que no es capaz de mantener dicho valor de V_o constante, es con la mínima carga (máxima solicitud de corriente) en un día nublado, que es el caso más desfavorable.

Concluimos que el panel responde en general muy bien a las variaciones de la climatología y del ángulo de incidencia del sol, por lo que cumple con nuestras expectativas de uso.

2. Búsqueda de dispositivos similares

En este apartado hablaremos de las diferentes placas solares que se encuentran en el mercado, en el mismo rango de características, que son las que usaríamos con nuestro convertidor, cuyas características son las del cuadro (1).

1) RAVPOWER RP-SC01

De la marca RAVPower hemos encontrado el siguiente dispositivo, cuyas características son muy similares a lo que va a ser nuestro producto final:

Potencia	V_o	I_o
9 W	5 V	1,8 A

Posee 3 paneles solares en el propio módulo del dispositivo, lo que permiten su plegabilidad y portabilidad más fácilmente. Cabe aclarar, que este dispositivo tiene el convertidor integrado, de ahí que V_o y I_o sean 5 V y 1,8 A respectivamente. Su precio es de 46,99 € en Amazon, aunque es la versión de 15W. La principal diferencia entre la versión de 9W y la de 15W, a parte de la potencia, es que el modelo de

15W dispone de dos salidas (5V/2A + 5V/1A) frente a una del de 9W(5V/1,8A). Según el fabricante, el RAVPOWER RP-SC01 es capaz de cargar móviles de última generación con baterías en torno a los 2000-2500 mAh en 2 horas o 2 horas y media. Posee la tecnología iSmart que hace que el flujo de corriente se ajuste en función de la demanda del dispositivo. No lleva batería interna incorporada.



Figura 1: RP-SC01-1

2) SOLAR XTORM BASALT

Este cargador solar posee dos salidas USB (1 x 5V/2,1A + 1 x 5V/1A). Además posee una batería incorporada de 3000mAh. Según los datos aportados, con la energía producida por el sol, tardaría una media de 11/14 horas en cargar un Smartphone base, y esto se deberá a su muy baja potencia del panel solar (1,1W). Por el contrario si lo cargamos con el enchufe tardaremos entre 3-4 horas en cargar la batería del dispositivo.



Figura 2: SOLAR XTORM BASALT

3) CHOETECH SC001

Este cargador solar cuenta con una potencia de salida de 19W y es capaz de dar de ofrecer una corriente de salida máxima de 3400mAh con un voltaje de 5V. Posee dos salidas USB (2 x 5V/2,4Ah). Todo esto lo consigue con unas placas solares que van desde el 22 % al 25 % de eficiencia. Es capaz de cargar baterías de 2000-2500mAh en alrededor de 3 horas. Cabe destacar que no tiene batería interna.



Figura 3: CHOETECH SC001

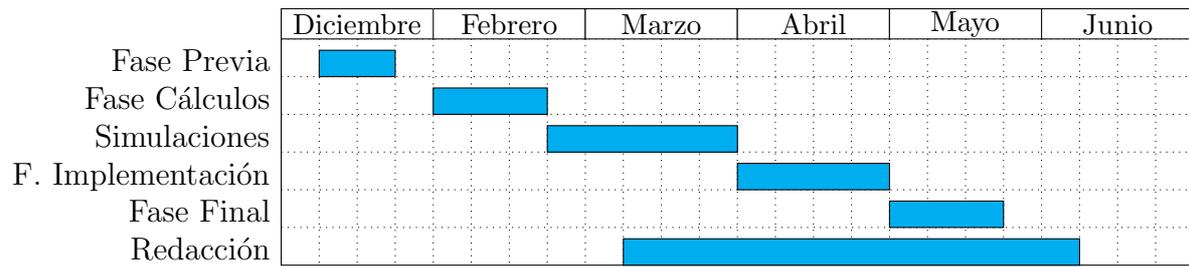
3. Estimación de calendario

Al comienzo del proyecto realizamos un calendario en el que hemos estimado la duración de cada una de las partes del proyecto.

Gran parte del tiempo lo utilizaríamos para el trabajo teórico, que implica la obtención de todas las ecuaciones de las topologías que nos podrían servir. Esta parte ocuparía prácticamente todo Febrero.

El siguiente mes lo dedicaríamos a la verificación de las ecuaciones obtenidas en el apartado anterior, así como a las demás simulaciones que necesitaríamos realizar, referidas a los componentes reales principalmente.

Por último, el mes de Abril lo dedicaremos a la fase de montaje. En esta parte realizaremos el ruteado del panel impresa, y su posterior montaje y prueba. A continuación se muestra un gráfico representativo de cada parte de trabajo, así como su dedicación dentro del proyecto:



Parte II

Fase de diseño

En esta parte del trabajo nuestra misión será analizar las diferentes topologías de convertidores. Para ello, nos dispondremos a realizar un análisis teórico de cada tipo de circuito, obteniendo sus ecuaciones de diseño, que posteriormente nos ayudarán en nuestra elección.

1. Análisis de ecuaciones de diseño

1.1. BUCK

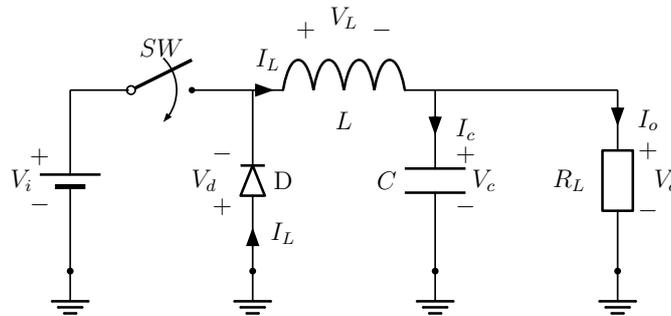


Figura 4: Convertidor BUCK

Supondremos el convertidor en régimen permanente, con un período de conmutación mucho menor que las constantes de tiempo del circuito. En esas condiciones debería cumplirse para las bobinas:

$$\langle v_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = 0 \quad (1)$$

$$\frac{di_L}{dt} \approx \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (2)$$

y para los condensadores:

$$\langle i_C \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T i_C(t) dt = 0 \quad (3)$$

$$\boxed{\frac{dv_C}{dt} \approx \frac{\Delta v_C}{\Delta t}} \quad (4)$$

Además tenemos en cuenta que la tensión en los condensadores no puede variar demasiado (si está bien diseñado), esto quiere decir que las integrales podemos despreciar las variaciones y suponer $v_C \approx V_C$.

Condiciones para la configuración ON: hemos supuesto, de momento, todos los componentes ideales, y hallaremos las ecuaciones según el criterio de signos elegidos.

SW ON

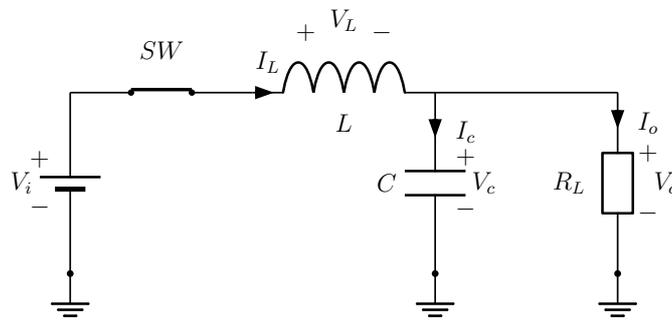


Figura 5: Circuito equivalente de ON

Voltajes: $V_i = V_L + V_o$

$$\rightarrow \boxed{V_L = V_i - V_o} \quad (5)$$

Intensidades: $i_i = i_c + I_o$

$$\rightarrow \boxed{i_c = i_i - I_o} \quad (6)$$

Condiciones para la configuración OFF: cuando el interruptor pasa al corte, el diodo pasa a conducción. La tensión acumulada en el condensador no puede variar bruscamente, de hecho se elige lo suficientemente grande para considerarla prácticamente constante.

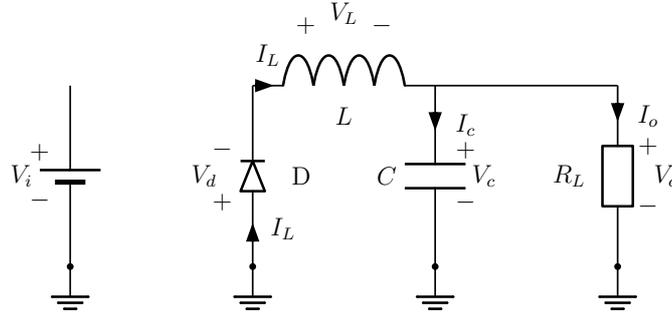
SW OFF

Figura 6: Circuito equivalente de OFF

Voltajes:

$$\rightarrow \boxed{v_L = -v_C = -V_o} \quad (7)$$

Intensidades: $i_L = i_c + I_o$

$$\rightarrow \boxed{i_c = i_i - I_o} \quad (8)$$

1.2. Ecuación de ciclo de trabajo

De (5) y (7):

$$\begin{aligned} \langle v_L \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^T v_L dt = 0 = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_{ON}} (V_i - V_o) dt + \int_0^{T_{OFF}} (-V_o) dt \right] = \\ &= \frac{1}{T} [(V_i - V_o) T_{ON} - V_o T_{OFF}] = V_i \frac{T_{ON}}{T} - V_o \left(\frac{T_{ON}}{T} + \frac{T_{OFF}}{T} \right) \end{aligned}$$

Sabiendo que $\langle v_L \rangle = 0 \rightarrow V_i \frac{T_{ON}}{T} - V_o = 0$, que $T_{ON} + T_{OFF} = T$ que $\frac{T_{ON}}{T} = D$ y $\frac{T_{OFF}}{T} = (1 - D)$ nos queda que la relación de voltajes ideal M es:

$$\rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_i} = D} \quad (9)$$

Y el ciclo de trabajo es:

$$\rightarrow \boxed{D = \frac{V_o}{V_i}} \quad (10)$$

1.3. Ecuación de I_L

De (6) y (8):

$$\begin{aligned} \langle i_C \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^T i_C dt = 0 = \frac{1}{T} \left[\frac{1}{T} [(I_L - I_o) T_{ON} - (I_L - I_o) T_{OFF}] \right] = \\ & I_L - I_o \left(\frac{T_{ON}}{T} + \frac{T_{OFF}}{T} \right) = I_L - I_o \end{aligned}$$

Sabiendo que $\langle i_C \rangle = 0 \rightarrow I_L - I_o = 0$ nos queda:

$$\rightarrow \boxed{I_L = I_o} \quad (11)$$

Como vemos en la expresión (11), el valor medio de I_L corresponde al valor medio de corriente de salida.

1.4. Ecuación de rizado de Δi_L

La expresión del rizado se corresponde con:

$$\begin{aligned} v_L &= L \frac{\Delta i_L}{T} \rightarrow \int_0^{T_{ON}} v_L dt = L \frac{\Delta i_L}{T_{ON}} \rightarrow V_i - V_o = L_1 \frac{\Delta i_L}{D \cdot T} \rightarrow \\ & \rightarrow \Delta i_L = \frac{(V_i - V_o) \cdot D}{f \cdot L} = \frac{V_i \cdot D - V_o \cdot D}{f \cdot L} = \frac{V_o - V_o \cdot D}{f \cdot L} \end{aligned}$$

$$\rightarrow \boxed{\Delta i_L = \frac{V_o(1 - D)}{f \cdot L}} \quad (12)$$

1.5. Ecuación de rizado del condensador Δv_C

La expresión del rizado se corresponde con:

$$i_C = C \frac{dv}{dt} \approx C \frac{\Delta v_C}{\Delta t}$$

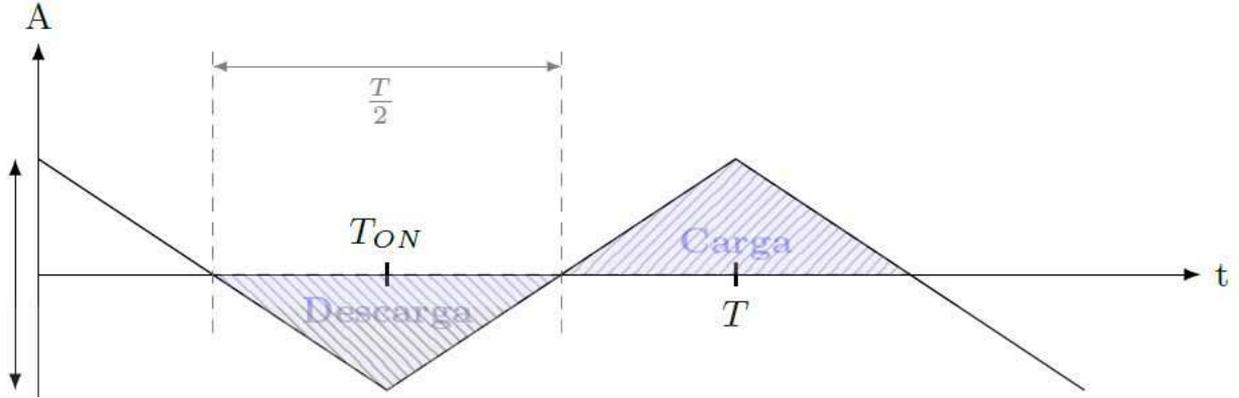


Figura 7: Corriente en C

Para sacar el rizado de salida, necesitamos integrar la gráfica correspondiente a la corriente que atraviesa el condensador, la cual está en la figura 7. En este caso basta con integrarla en un período, y por lo que vemos, es similar a la expresión del área de un triángulo:

$$\int_0^{T_{ON}} i_C = C \cdot \Delta v_C \rightarrow \frac{T}{2} \frac{\Delta i_L}{2} \frac{1}{2} = C \cdot \Delta v_C \rightarrow \Delta v_C = \frac{\Delta i_L}{f \cdot 8 \cdot C}$$

Ahora sustituimos Δi_L en la nueva ecuación obtenida:

$$\rightarrow \Delta v_C = \Delta v_o = \frac{V_o(1-D)}{8 \cdot f^2 \cdot L \cdot C} \quad (13)$$

1.6. Cálculo de $L_{critica}$

Para garantizar el correcto funcionamiento del convertidor en *Modo Continuo* la corriente que pasa en la bobina no puede llegar a ser cero en ningún momento por lo que en este caso se tiene que garantizar que:

$$I_{L_{minima}} - \frac{\Delta i_L}{2} \geq 0 \rightarrow I_o > \frac{\Delta i_L}{2}$$

Sustituyendo (12) en la anterior ecuación:

$$\rightarrow I_{o_{minima}} \geq \frac{V_o(1-D)}{2fL_{critica}} \rightarrow L_{critica} > \frac{V_o(1-D)}{2fI_{o_{min}}} \quad (14)$$

1.7. Ecuaciones de selección del diodo

Para seleccionar el diodo debemos conocer:

1.7.1. Tensión inversa que soporta

Durante el tiempo T_{ON} el diodo permanece en bloqueo. Para saber que tensión soporta, nos fijamos en el circuito equivalente de la Figura 5, en la que se ve que la tensión inversa del diodo coincide con:

$$\boxed{V_{Rd} = K(-V_i + V_{SW})} \quad (15)$$

donde K es un factor de seguridad entre 1.25 y 2 y V_{Rd} la tensión de ruptura del diodo. Cabe recordar que aunque sea un valor negativo, se toma como positivo pues lo que se desea saber es el valor absoluto.

1.7.2. Corriente media y corriente de pico repetitiva

Para calcular la corriente en el diodo nos fijamos en la Figura 6 donde observamos que $I_d = I_L$ en el intervalo T_{OFF} , y teniendo en cuenta (11):

$$I_d = \int_0^{T_{OFF}} I_d dt = \int_0^{T_{OFF}} I_L dt = \int_0^{T_{OFF}} I_o dt = I_o(1 - D)$$

$$\boxed{I_d = I_o(1 - D)} \quad (16)$$

Y deduciendo de la ecuación anterior, si $I_d = I_L$, entonces $I_{dmax} = I_{Lmax}$, por tanto:

$$I_{dmax} = I_{Lmax} = I_o + \frac{\Delta i_L}{2}$$

$$\boxed{I_{dmax} = I_o + \frac{\Delta i_L}{2}} \quad (17)$$

1.8. Ecuaciones de elección de interruptor

Para seleccionar el interruptor debemos conocer:

1.8.1. Tensión de bloqueo que soporta

Durante el tiempo T_{OFF} el interruptor permanece en bloqueo. Para saber que tensión soporta, nos fijamos en el circuito equivalente de la Figura 6, en la que se ve que la tensión del interruptor es:

$$V_{R_{SW}} = V_{SW}^+ - V_{SW}^- = V_i - (-V_\gamma) = V_i + V_\gamma$$

$$\boxed{V_{R_{sw}} = V_i + V_\gamma} \tag{18}$$

donde, al igual que en el diodo, $V_{R_{sw}}$ es la tensión de rotura del interruptor y K un factor de seguridad que oscila entre 1,25 y 2.

1.8.2. Corriente media y corriente de pico que soporta

Para calcular la corriente en el SW nos fijamos en la Figura 5 donde observamos que $I_{SW} = I_L$ en el intervalo T_{ON} , y teniendo en cuenta (11):

$$I_{SW} = \int_0^{T_{ON}} I_{SW} dt = \int_0^{T_{ON}} I_L dt = \int_0^{T_{ON}} I_o = D \cdot I_o$$

$$\boxed{I_{SW} = D \cdot I_o} \tag{19}$$

Para calcular I_{SWmax} , deducimos que si $I_{SW} = I_L$, entonces $I_{SWmax} = I_{Lmax}$ y por tanto, obtendremos la misma ecuación que para el diodo:

$$\boxed{I_{SWmax} = I_o + \frac{\Delta i_L}{2}} \tag{20}$$

1.9. Corrección del ciclo de trabajo por elementos reales

Ahora si que tenemos en cuenta las caídas internas del diodo y el interruptor, así como las resistencias internas de la bobina y el condensador.

SW ON

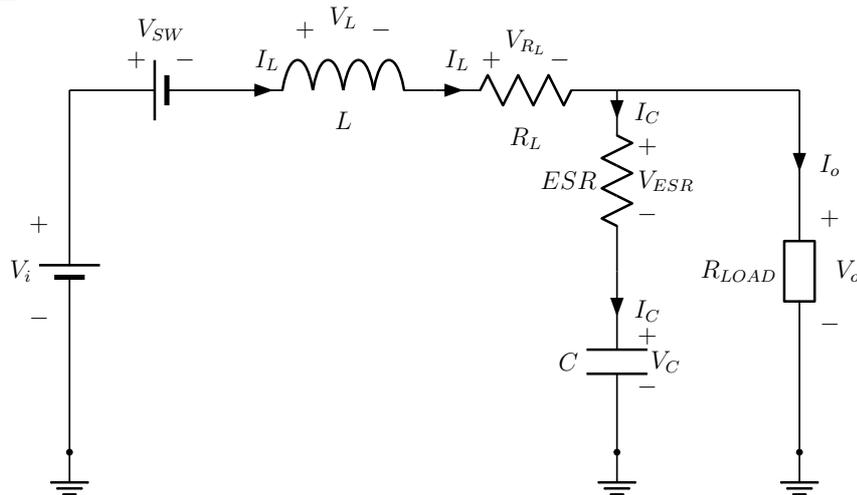


Figura 8: Circuito equivalente de ON con componentes reales

$$\mathbf{Voltajes:} \quad V_i = V_{SW} + V_L + i_L \cdot R_{LOAD} + V_o$$

$$\rightarrow \boxed{V_L = V_i - V_o - V_{SW} - V_L + i_L \cdot R_L} \quad (21)$$

$$\mathbf{Intensidades:} \quad i_i = i_c + I_o$$

$$\rightarrow \boxed{i_c = i_i - I_o} \quad (22)$$

SW OFF

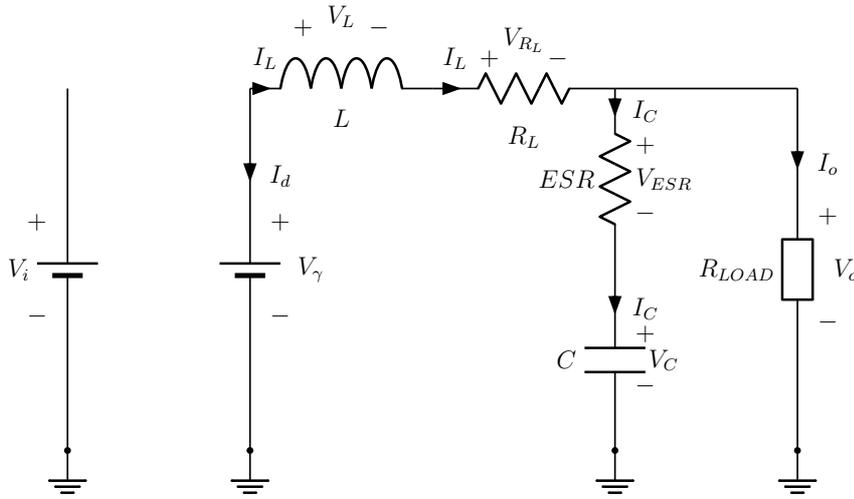


Figura 9: Circuito equivalente de OFF con componentes reales

$$\mathbf{Voltajes:} \quad -V_\gamma = V_L + i_L \cdot R_L + V_o$$

$$\rightarrow \boxed{v_L = -V_\gamma - V_o - i_L \cdot R_L} \quad (23)$$

$$\mathbf{Intensidades:} \quad i_L = i_c + I_o$$

$$\rightarrow \boxed{i_c = i_i - I_o} \quad (24)$$

Ahora aplicamos (1):

$$\begin{aligned} \langle v_L \rangle &= 0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(dt) = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (V_i - V_{SW} - i_L \cdot R_L - V_o)(dt) + \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} (-V_\gamma - V_o - i_L \cdot R_L)(dt) = \\ &= \frac{T_{ON}}{T} V_i - \frac{T_{ON}}{T} V_{SW} - \frac{T_{ON}}{T} V_o - \frac{T_{ON}}{T} i_L \cdot R_L - \frac{T_{OFF}}{T} V_\gamma - \frac{T_{OFF}}{T} V_o - \frac{T_{OFF}}{T} i_L \cdot R_L = \end{aligned}$$

$$= D \cdot V_i - D \cdot V_{SW} - V_o - i_L \cdot R_L - (1 - D)V_\gamma \rightarrow$$

$$\boxed{D \cdot V_i = D \cdot V_{SW} + V_o + i_L \cdot R_L + (1 - D)V_\gamma} \quad (25)$$

A partir de (24), sustituimos $i_L = I_o = \frac{V_o}{R_{LOAD}}$ y agrupamos los términos de forma que saquemos el nuevo ciclo de trabajo o M' :

$$\rightarrow D \cdot V_i = D \cdot V_{SW} + (1 - D)V_\gamma + V_o + \frac{V_o}{R_{LOAD}} R_L \rightarrow D \cdot V_i - D \cdot V_{SW} - (1 - D)V_\gamma = V_o \left(1 + \frac{R_L}{R_{LOAD}}\right)$$

Ahora multiplicamos y dividimos por $D \cdot V_i$ el término de la izquierda:

$$D \cdot V_i \left[\frac{D \cdot V_i}{D \cdot V_i} - \frac{D \cdot V_{SW}}{D \cdot V_i} - \frac{(1 - D)V_\gamma}{D \cdot V_i} \right] = V_o \left(1 + \frac{R_L}{R_{LOAD}}\right) \rightarrow D \cdot V_i \left[1 - \frac{V_{SW}}{V_i} - \frac{(1 - D)V_\gamma}{D \cdot V_i} \right] = V_o \left(1 + \frac{R_L}{R_{LOAD}}\right) \rightarrow$$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = M' = D \cdot \frac{\left[1 - \frac{V_{SW}}{V_i} - \frac{(1 - D)V_\gamma}{D \cdot V_i} \right]}{1 + \frac{R_L}{R_{LOAD}}}} \quad (26)$$

Observamos que la relación de voltajes depende de la carga R_{LOAD} .

¡IMPORTANTE! Una vez obtenido el valor del ciclo de trabajo corregido, D' , se debe tener en cuenta que la relación de corrientes sigue cumpliendo la relación:

$$\frac{I_i}{I_o} = D \neq M'$$

1.10. Rendimiento del convertidor

El rendimiento del convertidor DC/DC es:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i}$$

En el caso de considerar el diodo, el interruptor, las bobinas y los condensadores ideales, la relación de voltaje de entrada y salida es:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = D = \frac{I_i}{I_o} \rightarrow$$

$$\boxed{\eta = M \frac{1}{M} = 1} \quad (27)$$

Si tenemos en cuenta los valores reales de los elementos:

$$M' = \frac{V_o}{V_i} = Df(D, V_i, V_o, V_\gamma, V_{SW}, R_L, R_{LOAD})$$

donde la función f se obtiene de (25). Sin embargo, la relación de corrientes sigue siendo:

$$\frac{I_i}{I_o} = D \rightarrow I_i = DI_o$$

En este caso el rendimiento queda:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} = M' \frac{I_o}{DI_o} = Df \frac{1}{D} = f(D, V_i, V_o, V_\gamma, V_{SW}, R_L, R_{LOAD}) \rightarrow$$

$$\eta = \frac{1 - \frac{V_{SW}}{V_i} - \frac{(1-D)V_\gamma}{D \cdot V_i}}{1 + \frac{R_L}{R_{LOAD}}} \quad (28)$$

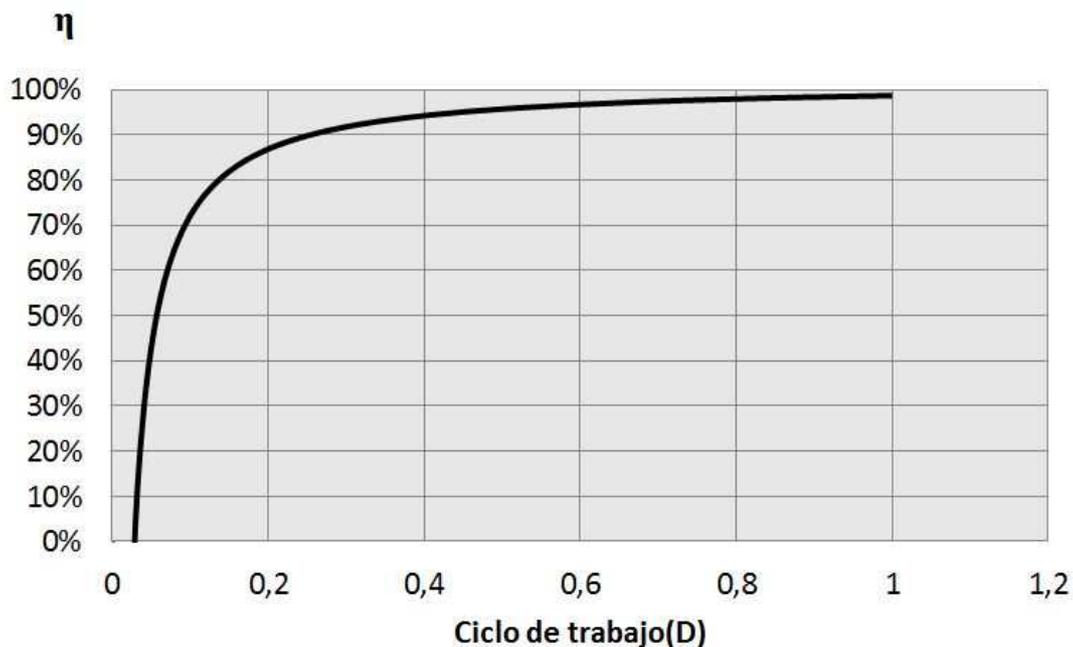


Figura 10: Rendimiento del convertidor BUCK

1.11. Cálculo del ESR del condensador de salida

Al pasar de componentes ideales a componentes reales hay que tener en cuenta el aumento de rizado a la salida por la resistencia interna.

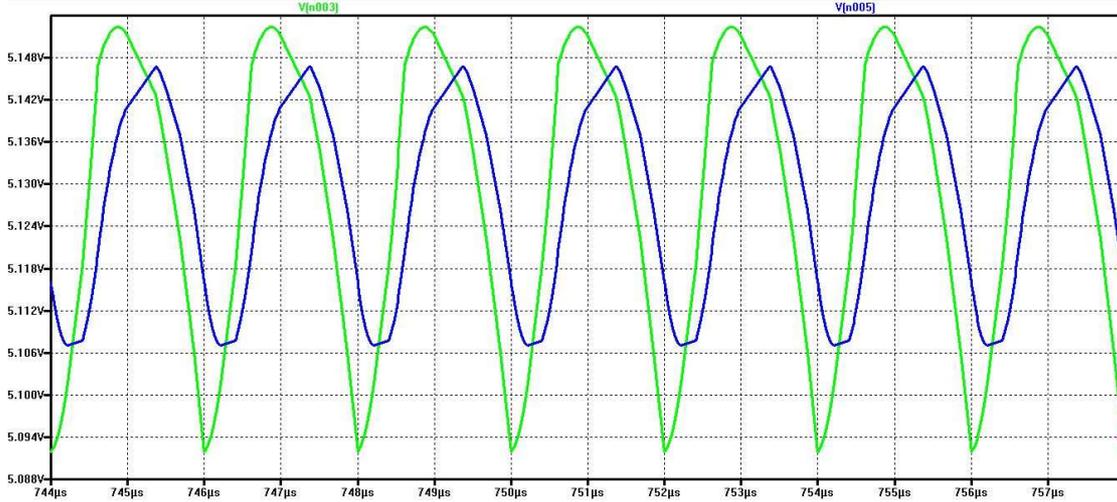


Figura 11: Efecto de ESR en BUCK

Lo que observamos en la Figura 11 es el rizado a la salida, con un condensador ideal (Azul), es decir, que se cumple que $\Delta v_o = \Delta v_C$. Sin embargo, al introducir la ESR (Verde), observamos como el rizado aumenta, por lo que nuestra igualdad anterior se convierte en $\Delta v_o = \Delta v_C + \Delta v_{ESR}$ donde $\Delta v_{ESR} = \Delta i_L \cdot ESR$. Si duplicamos el valor de C, Δv_C se reduce a la mitad, quedándonos de la siguiente manera:

$$\Delta v_o = \frac{\Delta v_C}{2} + \Delta v_{ESR} \rightarrow \Delta v_{ESR} = \Delta v_o - \frac{\Delta v_C}{2} \rightarrow \Delta i_L \cdot ESR = \Delta v_o - \frac{\Delta v_C}{2} \rightarrow$$

$$\rightarrow \boxed{ESR \leq \frac{\Delta v_o - \frac{\Delta v_C}{2}}{\Delta i_L}} \quad (29)$$

NOTA IMPORTANTE 1 Las ecuaciones (13) y (28) la usarán también los convertidores ZETA y $BUCK^2$, adaptada cada uno a sus casos, ya que tanto estos como el BUCK poseen un filtro LC a la salida, y por tanto su comportamiento es similar.

NOTA IMPORTANTE 2 A partir de ahora los cálculos de las ecuaciones para los siguientes convertidores los haremos más directos, lo que implica no extendernos tanto en el cálculo intermedio.

1.12. SEPIC

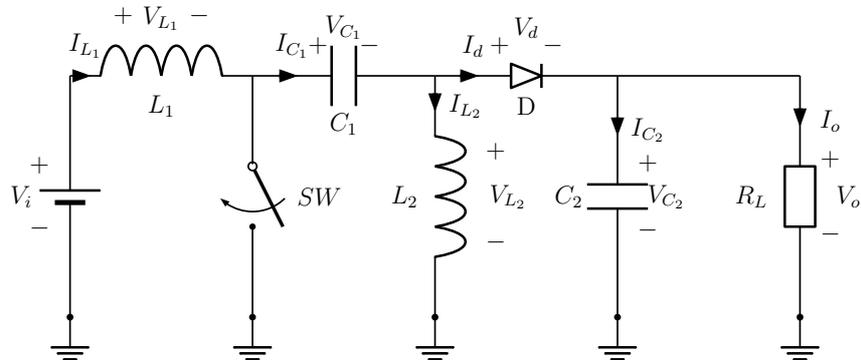


Figura 12: Convertidor SEPIC

Condiciones para la configuración ON: Hemos supuesto, de momento, todos los componentes ideales, y hallaremos las ecuaciones según el criterio de signos elegidos.

SW ON

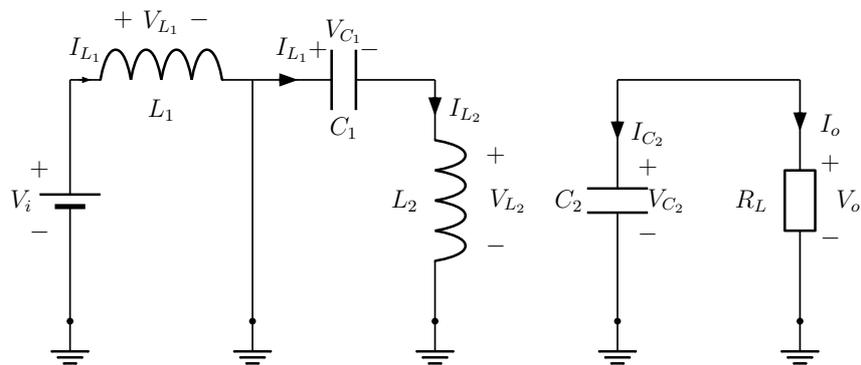


Figura 13: Circuito equivalente de ON

Voltajes:

$$\rightarrow \boxed{V_{L1} = V_i} \tag{30}$$

$$\rightarrow \boxed{V_{L2} = -V_{C1}} \tag{31}$$

Intensidades:

$$\rightarrow \boxed{i_{C1} = i_{L2}} \tag{32}$$

$$\rightarrow \boxed{i_{C_2} = -I_o} \quad (33)$$

$$\rightarrow \boxed{i_i = i_{L_1}} \quad (34)$$

Condiciones para la configuración OFF: cuando el interruptor pasa al corte, el diodo pasa a conducción. La tensión acumulada en el condensador no puede variar bruscamente, de hecho se elige lo suficientemente grande para considerarla prácticamente constante.

SW OFF

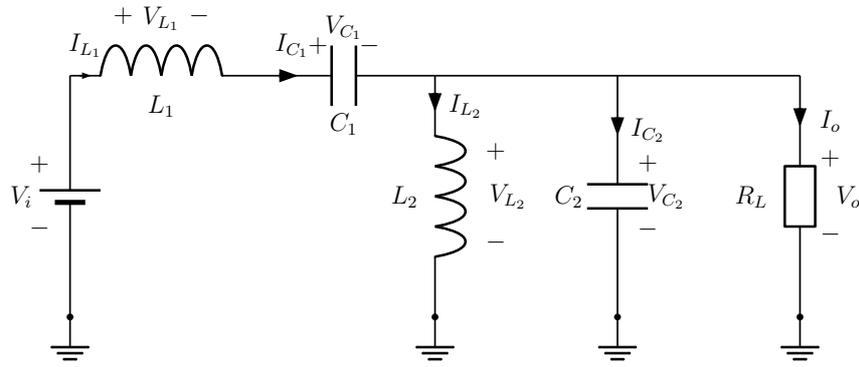


Figura 14: Circuito equivalente de OFF

Voltajes:

$$\rightarrow \boxed{V_{L_1} = V_i - v_{C_1} - V_o} \quad (35)$$

$$\rightarrow \boxed{V_{L_2} = V_o = v_{C_2}} \quad (36)$$

Intensidades:

$$\rightarrow \boxed{i_{C_1} = I_i = i_{L_1} = i_{L_2} + i_{C_2} - I_o} \quad (37)$$

$$\rightarrow \boxed{i_{C_2} = i_i - i_{L_2} - I_o} \quad (38)$$

1.13. Ecuación del ciclo de trabajo

Aplicando (1) y utilizando (30) y (35) obtenemos:

$$\langle v_{L_1} \rangle = 0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_{L_1} dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (V_i) dt + \int_0^{T_{OFF}} (V_i - V_{C_1} - V_o) dt = \\ V_i - (1 - D)(V_{C_1} \cdot V_o) \rightarrow$$

$$\rightarrow \boxed{V_{C_1} = \frac{V_i}{1-D} - V_o} \quad (39)$$

De (39) y (40) obtenemos:

$$\begin{aligned} \langle v_{L_2} \rangle = 0 &= \frac{1}{T} \int_0^T v_{L_2} dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (-V_{C_1}) dt + \int_0^{T_{OFF}} (V_o) dt = -DV_{C_1} + (1-D)V_o \rightarrow \\ &\rightarrow \boxed{V_{C_1} = \frac{(1-D)V_o}{D}} \end{aligned} \quad (40)$$

Iguualamos (37) y (38) y obtenemos la relación de voltaje y relación de corriente, la cuál es inversa a esta:

$$\frac{(1-D)V_o}{D} = V_{C_1} = \frac{V_i}{1-D} - V_o \rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} = \frac{D}{1-D}} \quad (41)$$

Y el ciclo de trabajo será:

$$\rightarrow \boxed{D = \frac{V_o}{V_i + V_o}} \quad (42)$$

1.14. Ecuaciones de I_{L_1} y I_{L_2}

Aplicando (3) y utilizando (32),(33),(37) y (38) obtenemos:

$$\begin{aligned} \langle i_{C_1} \rangle = 0 &= \frac{1}{T} \int_0^T i_{C_1} dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_{L_2} dt + \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} I_i dt = DI_{L_2} + (1-D)I_i \rightarrow \\ &\rightarrow \boxed{I_{L_2} = -I_i \frac{1-D}{D}} \end{aligned} \quad (43)$$

$$\begin{aligned} \langle i_{C_2} \rangle = 0 &= \frac{1}{T} \int_0^T i_{C_2} dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} -I_o dt + \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} I_i - I_o - i_{L_2} dt = \\ &= -I_o + (1-D)(I_i - I_{L_2}) \rightarrow \\ &\rightarrow \boxed{I_{L_2} = I_i - \frac{I_o}{1-D}} \end{aligned} \quad (44)$$

Iguualamos (43) y (44) y usamos (37) para obtener I_{L_1} :

$$\begin{aligned} -I_i \frac{1-D}{D} &= I_i - \frac{I_o}{1-D} \rightarrow I_{L_1} \frac{1-D}{D} = I_{L_1} - \frac{I_o}{1-D} \rightarrow \\ &\rightarrow \boxed{I_{L_1} = \frac{-D \cdot I_o}{D-1} = \frac{D \cdot I_o}{1-D} = I_i} \end{aligned} \quad (45)$$

Para obtener I_{L_2} , tenemos que despejar de (43) y (44) la corriente de entrada I_i e igualarlas, quedándonos:

$$\begin{aligned} -I_{L_2} \frac{D}{1-D} &= I_{L_2} + \frac{I_o}{1-D} \rightarrow \\ &\rightarrow \boxed{I_{L_2} = -I_o} \end{aligned} \quad (46)$$

1.15. Ecuaciones de rizado de Δi_{L_1} y Δi_{L_2}

Para Δi_{L_1} utilizamos (30):

$$V_{L_1} = L_1 \frac{\Delta i_{L_1}}{T} \rightarrow \int_0^{T_{ON}} v_{L_1} dt = L_1 \frac{\Delta i_{L_1}}{T_{ON}} \rightarrow V_i = L_1 \frac{\Delta i_{L_1}}{D \cdot T} \rightarrow$$

$$\rightarrow \boxed{\Delta i_{L_1} = \frac{V_i D}{L_1 f} = \frac{V_o(1-D)}{L_1 f}} \quad (47)$$

Para Δi_{L_2} utilizamos (36):

$$V_{L_2} = L_2 \frac{\Delta i_{L_2}}{T} \rightarrow \int_0^{T_{OFF}} v_{L_2} dt = -L_2 \frac{\Delta i_{L_2}}{T_{OFF}} \rightarrow V_i = -L_2 \frac{\Delta i_{L_2}}{(1-D)T} \rightarrow$$

$$\rightarrow \boxed{\Delta i_{L_2} = \frac{-V_o(1-D)}{L_2 f}} \quad (48)$$

1.16. Ecuaciones de rizado Δv_{C_1} y Δv_{C_2}

Para Δv_{C_1} utilizamos (37):

$$i_{C_1} = C_1 \frac{\Delta v_{C_1}}{T} \rightarrow \int_0^{T_{OFF}} i_{C_1} = -C_1 \frac{\Delta v_{C_1}}{(1-D)T} \rightarrow I_i = -C_1 \frac{\Delta v_{C_1}}{(1-D)T} \rightarrow \frac{-(1-D)}{C_1 f} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot I_o =$$

$$\Delta v_{C_1} \rightarrow$$

$$\rightarrow \boxed{\Delta v_{C_1} = \frac{-I_o D}{C_1 f}} \quad (49)$$

Para Δv_{C_2} utilizamos (33):

$$i_{C_2} = C_2 \frac{\Delta v_{C_2}}{T} \rightarrow \int_0^{T_{ON}} i_{C_2} = -C_2 \frac{\Delta v_{C_2}}{DT} \rightarrow -I_o = -C_2 \frac{\Delta v_{C_2}}{DT} \rightarrow$$

$$\rightarrow \boxed{\Delta v_{C_2} = \frac{-I_o D}{C_2 f}} \quad (50)$$

1.17. Cálculo de $L_{critica}$

Para garantizar el correcto funcionamiento del convertidor en *Modo Continuo* la corriente que pasa en las bobinas no puede llegar a ser cero en ningún momento por lo que en este caso se tiene que garantizar que:

$$I_{L_1minima} - \frac{\Delta i_{L_1}}{2} + I_{L_2minima} - \frac{\Delta i_{L_2}}{2} \geq 0$$

Sustituyendo (45), (46), (47) y (48) en la anterior ecuación:

$$\rightarrow \boxed{I_{o_{\text{mínima}}} L_{\parallel} \geq \frac{V_o(1-D)^2}{2f(2D-1)}} \quad (51)$$

donde $L_{\parallel} = \left[\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}\right]^{-1}$

1.18. Ecuaciones del diodo

Para seleccionar el diodo debemos conocer:

1.18.1. Tensión inversa que soporta

Durante el tiempo T_{ON} el diodo permanece en bloqueo. Para saber que tensión soporta, nos fijamos en el circuito equivalente de la Figura 13, en la que se ve que la tensión del diodo es:

$$V_{Rd} = V_{SW} + V_o - V_o \frac{1-D}{D} \rightarrow \boxed{V_{Rd} = K \left| \left(\frac{V_o}{D} + V_{SW} \right) \right|} \quad (52)$$

1.18.2. Corriente media y corriente de pico repetitiva

Para calcular la corriente en el diodo nos fijamos en la Figura 14, que corresponde a la configuración OFF del circuito.

$$I_d = \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} (I_{L_1} - I_{L_2}) dt = (1-D)(I_{L_1} - I_{L_2}) \rightarrow$$

Utilizando (45) y (46) obtenemos:

$$\rightarrow \boxed{I_d = I_o} \quad (53)$$

Para calcular I_{dmax} , deducimos que si $I_d = I_{L_1} - I_{L_2}$, entonces $I_{dmax} = I_{L_1max} - I_{L_2max}$, con lo que:

$$I_{dmax} = I_{L_1max} - I_{L_2max} = I_{L_1} + \frac{\Delta i_{L_1}}{2} - \left(I_{L_2} + \frac{\Delta i_{L_2}}{2} \right)$$

Utilizando (45), (46), (47) y (48) obtenemos:

$$\rightarrow \boxed{I_{dmax} = I_o \frac{1}{1-D} + \frac{V_o(1-D)}{2f} \left[\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right]} \quad (54)$$

1.19. Ecuaciones del interruptor

1.19.1. Tensión de bloqueo que soporta

Durante el tiempo T_{OFF} el interruptor permanece en bloqueo. Para saber que tensión soporta, nos fijamos en el circuito equivalente de la Figura 14, en la que se ve que la tensión del interruptor es:

$$V_{R_{SW}} = V_{C_1} + V_{\gamma} + V_o \rightarrow V_{R_{SW}} = K \left| \left(\frac{V_o}{D} + V_{\gamma} \right) \right| \quad (55)$$

1.19.2. Corriente media y de pico repetitiva

Para calcular la corriente en el diodo nos fijamos en la figura 13:

$$I_{SW} = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_{SW} = D(I_{L_1} - I_{L_2}) = D \frac{I_o D}{1-D} + I_o D$$

Utilizando (44) y (45) obtenemos:

$$\rightarrow I_{SW} = I_o \frac{D}{1-D} \quad (56)$$

La corriente de pico repetitiva resulta la misma que la del diodo, ya que a la hora de calcular esta expresión no se tiene en cuenta en que configuración están ("ON" o "OFF"), por lo que:

$$\rightarrow I_{SWmax} = I_{dmax} = I_o \frac{1}{1-D} + \frac{V_o(1-D)}{2f} \left[\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right] \quad (57)$$

1.20. Corrección del ciclo de trabajo por elementos reales

Ahora si que tenemos en cuenta las caídas internas del diodo y el interruptor, así como las resistencias internas de la bobina y el condensador.

NOTA Como hemos visto en los cálculos del convertidor BUCK, la relación de intensidades no varía al tener en cuenta los componentes reales así que obviamos su cálculo.

SW ON

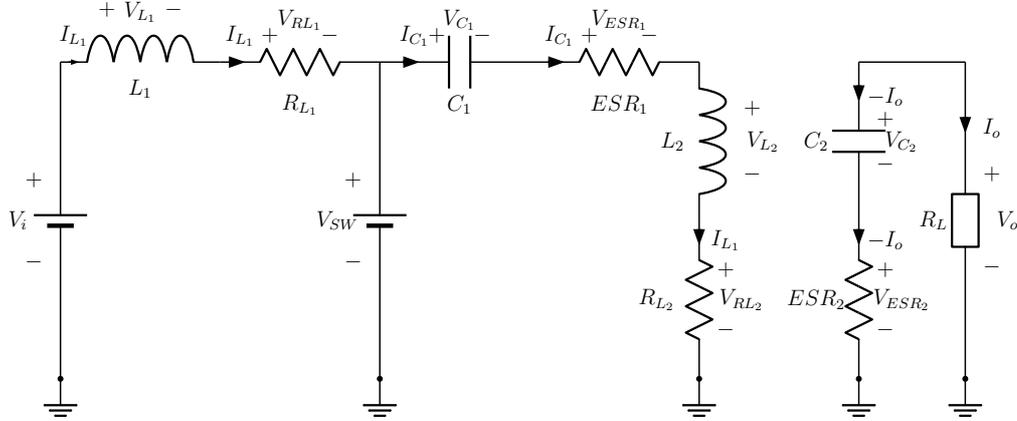


Figura 15: Circuito equivalente de ON con componentes reales

Voltajes: $V_i = V_{SW} + V_{L_1} + i_{L_1} \cdot R_{L_1}$ $V_{SW} = V_{C_1} + i_{L_2} \cdot R_{L_2} + v_{L_2} + i_{L_2} \cdot ESR_1$

$$\rightarrow \boxed{V_{L_1} = V_i - V_{SW} - i_{L_1} \cdot R_{L_1}} \quad (58)$$

$$\rightarrow \boxed{V_{L_2} = V_{SW} - V_{C_1} - i_{L_2} \cdot ESR_1 - i_{L_2} \cdot R_{L_2}} \quad (59)$$

SW OFF

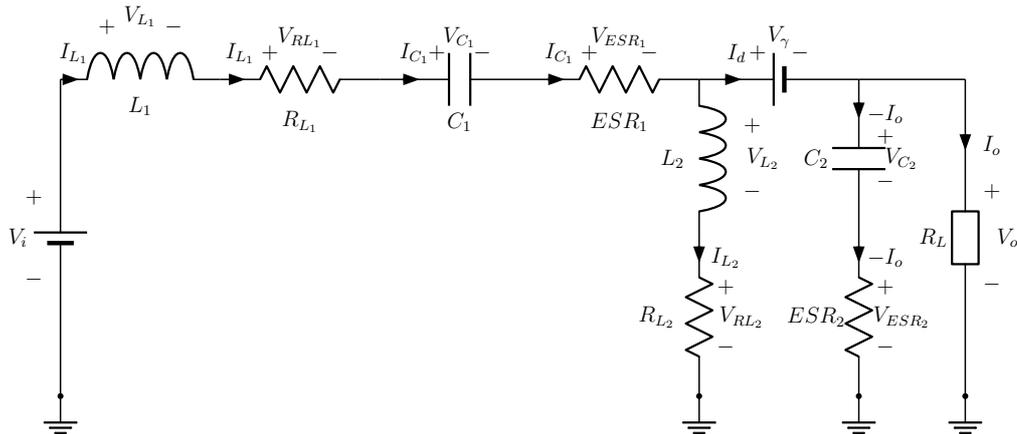


Figura 16: Circuito equivalente de OFF con componentes reales

$$\begin{aligned} \text{Voltajes: } V_i &= V_{L_1} + i_{L_1} \cdot R_{L_1} + V_{C_1} + i_{L_1} \cdot ESR_1 + V_\gamma \\ \rightarrow \boxed{V_{L_1} &= V_i - i_{L_1} \cdot R_{L_1} - i_{L_1} \cdot ESR_1 - V_{C_1} - V_\gamma - V_o} \end{aligned} \quad (60)$$

$$\begin{aligned} V_o &= -V_\gamma + V_{L_2} + i_{L_2} \\ \rightarrow \boxed{V_{L_2} &= V_o + V_\gamma - i_{L_2} \cdot R_{L_2}} \end{aligned} \quad (61)$$

Ahora aplicamos (1) para cada bobina, y sustituimos $I_o = \frac{V_o}{R_L}$, teniendo en cuenta primero (45), de la cual usamos $\frac{D \cdot I_o}{1-D}$ y (46):

$$\begin{aligned} \langle v_{L_1} \rangle &= 0 = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (V_i - i_{L_1} \cdot R_{L_1} - V_{SW}) dt + \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} (V_i - i_{L_1} \cdot ESR_1 - V_{C_1} - V_\gamma - V_o) dt = \\ &= V_i - I_{L_1} \cdot R_{L_1} - V_{SW} D - (1-D) i_{L_1} \cdot ESR_1 - (1-D) V_{C_1} - (1-D) V_\gamma - (1-D) V_o = 0 \\ \rightarrow \boxed{V_{C_1} &= \frac{V_i}{1-D} - \frac{V_o}{R_L} \frac{D}{1-D} \frac{R_{L_1}}{1-D} - V_{SW} \frac{D}{1-D} - \frac{V_o}{R_L} \frac{D}{1-D} ESR_1 - V_\gamma - V_o} \end{aligned} \quad (62)$$

$$\begin{aligned} \langle v_{L_2} \rangle &= 0 = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (V_{SW} - i_{L_2} \cdot ESR_1 - i_{L_2} \cdot R_{L_2}) dt + \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} (V_o + V_\gamma - i_{L_2} \cdot R_{L_2}) dt = \\ &= D V_{SW} - D V_{C_1} - D i_{L_2} \cdot ESR_1 - I_{L_2} \cdot R_{L_2} + V_o(1-D) + (1-D) V_\gamma \\ \rightarrow \boxed{V_{C_1} &= V_{SW} - \frac{V_o}{R_L} ESR_1 + \frac{V_o}{R_L} \frac{R_{L_2}}{D} + \frac{V_o(1-D)}{D} + \frac{(1-D) V_\gamma}{D}} \end{aligned} \quad (63)$$

Igualando (62) y (63) y operando, obtenemos:

$$\rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_i} = M' = \frac{D}{1-D} \cdot \frac{\frac{1}{D} - \frac{V_{SW}}{V_i D} - V_\gamma \frac{(1-D)}{D^2 V_i}}{\frac{1}{D} + \frac{1}{R_L} \left[-ESR_1 + \frac{R_{L_2}}{D} + \frac{D}{1-D} \left(\frac{R_{L_1}}{1-D} + ESR_1 \right) \right]}} \quad (64)$$

1.21. Rendimiento del convertidor

El rendimiento del convertidor DC/DC es:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i}$$

En el caso de considerar el diodo, el interruptor, las bobinas y los condensadores ideales, la relación de voltaje de entrada y salida es:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} = \frac{I_i}{I_o} \rightarrow$$

$$\boxed{\eta = M \frac{1}{M} = 1} \quad (65)$$

Si tenemos en cuenta los valores reales de los elementos:

$$M' = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} f(D, V_i, V_o, V_\gamma, V_{SW}, ESR_1, R_{L1}, R_{L2}, R_{LOAD})$$

donde la función f se obtiene de (64). Sin embargo, la relación de corrientes sigue siendo:

$$\frac{I_i}{I_o} = \frac{D}{1-D} \rightarrow I_i = \frac{D}{1-D} I_o$$

En este caso el rendimiento queda:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} = M' \frac{I_o}{\frac{D}{1-D} I_o} = \frac{D}{1-D} f \frac{1-D}{D} =$$

$$f(D, V_i, V_o, V_\gamma, V_{SW}, ESR_1, R_{L1}, R_{L2}, R_{LOAD}) \rightarrow$$

$$\boxed{\eta = \frac{\frac{1}{D} - \frac{V_{SW}}{V_i D} - V_\gamma \frac{(1-D)}{D^2 V_i}}{\frac{1}{D} + \frac{1}{R_L} \left[-ESR_1 + \frac{R_{L2}}{D} + \frac{D}{1-D} \left(\frac{R_{L1}}{1-D} + ESR_1 \right) \right]}} \quad (66)$$

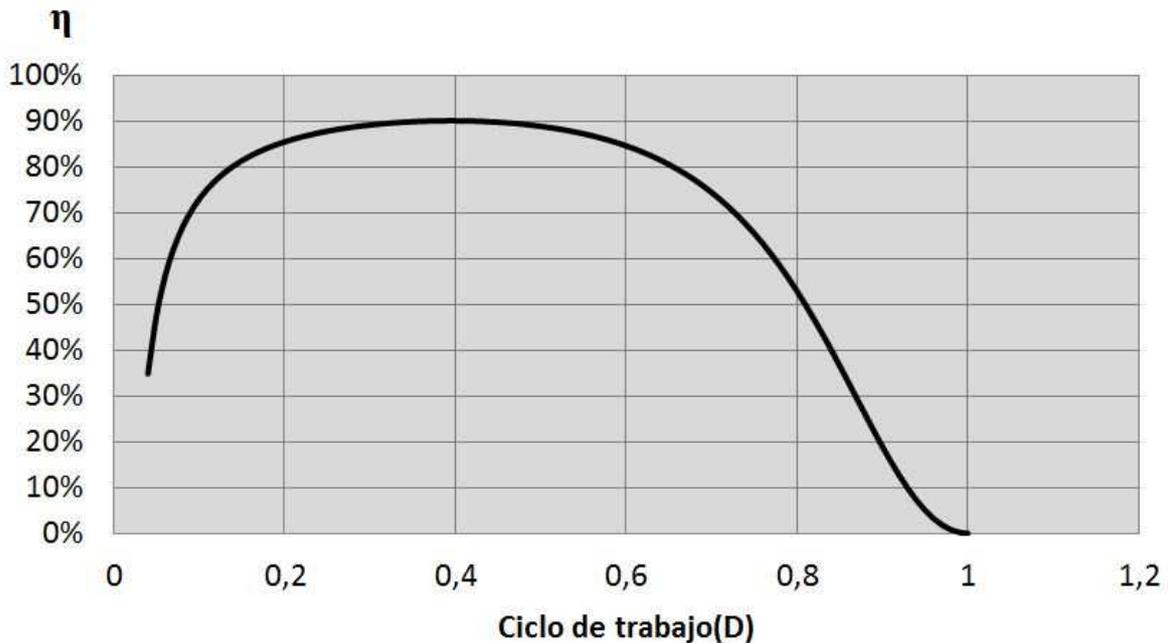


Figura 17: Rendimiento del convertidor SEPIC

1.22. Cálculo del ESR del condensador de salida

Al pasar de componentes ideales a componentes reales hay que tener en cuenta el aumento de rizado a la salida por la resistencia interna del condensador así como su deformación.

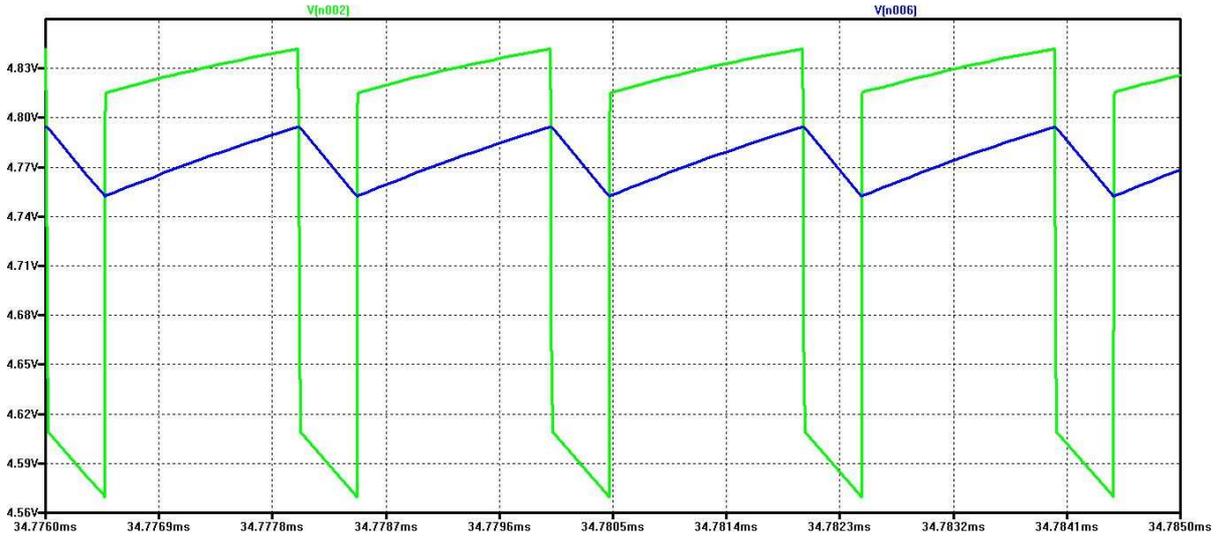


Figura 18: Efecto de ESR en SEPIC

Lo que observamos en la figura 18 es la corriente en C_2 , la cual toma el valor de $-I_o$ en T_{ON} mientras que en T_{OFF} es equivalente a $I_{L1} - I_{L2} - I_o$. Por tanto deducimos que con un componente real, que posea ESR, el voltaje en T_{ON} será $-I_o \cdot ESR$, mientras que en T_{OFF} será $(I_{L1} - I_{L2} - I_o) \cdot ESR$. Así concluimos que $\Delta v_{ESR} = ESR \cdot (I_{L1} - I_{L2} - I_o - (-I_o))$. De esta expresión obtenemos, mediante una manipulación previa, la siguiente ecuación:

$$\Delta v_{ESR} = ESR \cdot \frac{I_o}{1-D} \quad (67)$$

Como ya sabemos, tenemos que duplicar el valor del condensador por lo que se tiene que cumplir:

$$\Delta v_{ESR} < \Delta v_o - \frac{\Delta v_c}{2} \rightarrow$$

$$\boxed{ESR < \frac{\Delta v_o - \frac{v_c}{2}}{\frac{I_o}{1-D}}} \quad (68)$$

1.23. ZETA

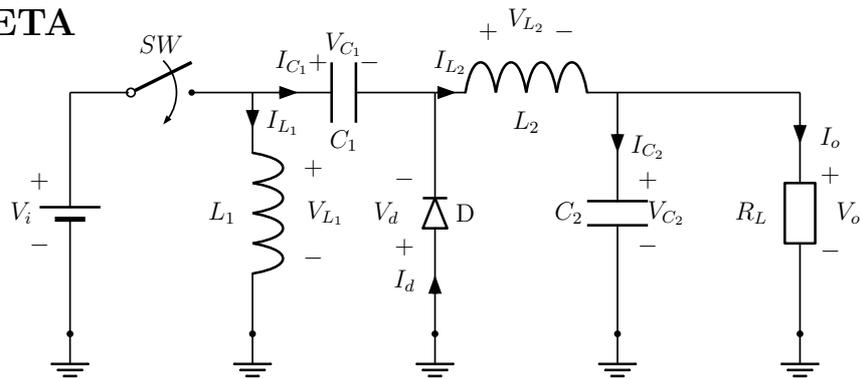


Figura 19: Convertidor ZETA

Condiciones para la configuración ON: Hemos supuesto, de momento, todos los componentes ideales, y hallaremos las ecuaciones según el criterio de signos elegidos.

SW ON

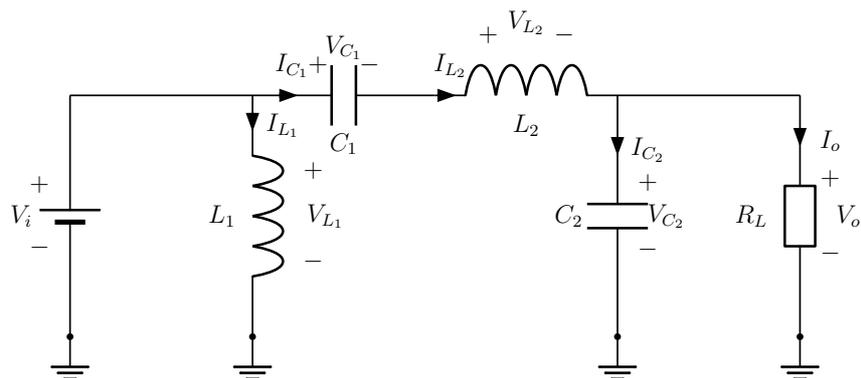


Figura 20: Circuito equivalente de ON

Voltajes:

$$\rightarrow \boxed{V_{L1} = V_i} \tag{69}$$

$$\rightarrow \boxed{V_{L2} = V_i - V_o - V_{C1}} \tag{70}$$

Intensidades:

$$\rightarrow \boxed{i_{C1} = i_{L2}} \tag{71}$$

$$\rightarrow \boxed{i_{C2} = I_{L2} - I_o} \tag{72}$$

Condiciones para la configuración OFF: cuando el interruptor pasa al corte, el diodo pasa a conducción. La tensión acumulada en el condensador no puede variar bruscamente, de hecho se elige lo suficientemente grande para considerarla prácticamente constante.

SW OFF

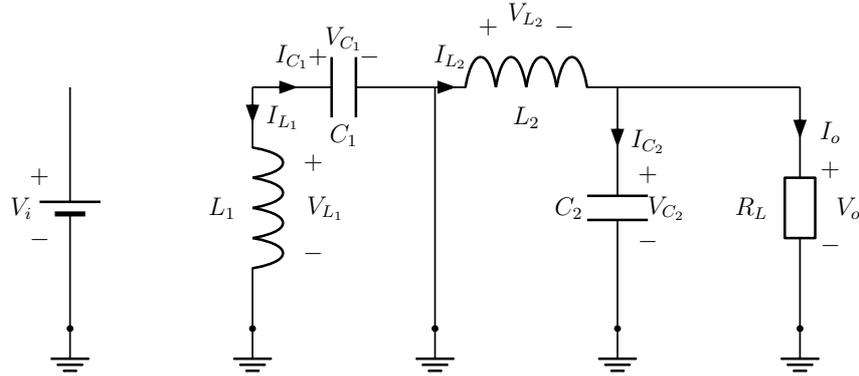


Figura 21: Circuito equivalente de OFF

Voltajes:

$$\rightarrow \boxed{V_{L1} = V_{C1}} \quad (73)$$

$$\rightarrow \boxed{V_{L2} = -V_o = -V_{C2}} \quad (74)$$

Intensidades:

$$\rightarrow \boxed{i_{C1} = -I_{L2}} \quad (75)$$

$$\rightarrow \boxed{i_{C2} = I_{L2} - I_o} \quad (76)$$

1.24. Ecuación del ciclo de trabajo

Aplicando (1) y utilizando (69) y (73) obtenemos:

$$\langle v_{L1} \rangle = 0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_{L1} dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} V_i dt + \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} V_{C1} dt = DV_i + (1 - D)V_{C1} \rightarrow$$

$$\rightarrow \boxed{V_{C1} = \frac{-DV_i}{1 - D}} \quad (77)$$

De (70) y (74) obtenemos:

$$\begin{aligned} \langle v_{L_2} \rangle = 0 &= \frac{1}{T} \int_0^T v_{L_2} dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (V_i - V_o - V_{C_1}) dt + \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} -V_o dt \\ &= D(V_i - V_o - V_{C_1}) + (1 - D)(-V_o) \rightarrow \end{aligned}$$

Ahora sustituimos (77) en la ecuación obtenida, operamos y obtenemos la relación de trabajo M:

$$\rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} = M = \frac{D}{1 - D}} \quad (78)$$

Y el ciclo de trabajo será:

$$\rightarrow \boxed{D = \frac{V_o}{V_i + V_o}} \quad (79)$$

1.25. Ecuaciones de I_{L_1} y I_{L_2}

Aplicando (3) y utilizando (71) y (75) obtenemos:

$$\langle i_{C_1} \rangle = 0 = \frac{1}{T} \int_0^T i_{C_1} = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (I_i - I_{L_1}) dt - \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} I_{L_1} dt \rightarrow$$

Considerando que $I_i = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_i + \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} i_i$ porque solo hay I_i en T_{ON} obtenemos:

$$\rightarrow \boxed{I_{L_1} = I_i = I_o \frac{D}{1 - D}} \quad (80)$$

De (70) y (74) obtenemos:

$$\begin{aligned} \langle i_{C_2} \rangle = 0 &= \frac{1}{T} \int_0^T i_{C_2} = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (I_{L_2} - I_o) dt - \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} (I_{L_2} - I_o) dt \\ &\rightarrow \boxed{I_{L_2} = I_o} \end{aligned} \quad (81)$$

1.26. Ecuaciones de rizado de Δi_{L_1} y Δi_{L_2}

Para Δi_{L_1} utilizamos (69):

$$\begin{aligned} V_{L_1} = L_1 \frac{\Delta i_{L_1}}{T} \rightarrow \int_0^{T_{ON}} v_{L_1} dt = L_1 \frac{\Delta i_{L_1}}{T_{ON}} \rightarrow V_i = L_1 \frac{\Delta i_{L_1}}{D \cdot T} \rightarrow \\ \rightarrow \boxed{\Delta i_{L_1} = \frac{V_i D}{L_1 f} = \frac{V_o (1 - D)}{L_1 f}} \end{aligned} \quad (82)$$

Para Δi_{L_2} utilizamos (74):

$$V_{L_2} = L_2 \frac{\Delta i_{L_2}}{T} \rightarrow \int_0^{T_{OFF}} v_{L_2} dt = -L_2 \frac{\Delta i_{L_2}}{T_{OFF}} \rightarrow -V_o = -L_2 \frac{\Delta i_{L_2}}{(1-D)T} \rightarrow$$

$$\rightarrow \boxed{\Delta i_{L_2} = \frac{V_o(1-D)}{L_2 f}} \quad (83)$$

1.27. Ecuaciones de rizado Δv_{C_1} y Δv_{C_2}

Para Δv_{C_1} utilizamos (75):

$$i_{C_1} = C_1 \frac{\Delta v_{C_1}}{T} \rightarrow \int_0^{T_{ON}} i_{C_1} = C_1 \frac{\Delta v_{C_1}}{DT} \rightarrow I_{L_2} = C_1 \frac{\Delta v_{C_1}}{DT} \rightarrow$$

$$\rightarrow \boxed{\Delta v_{C_1} = \frac{I_o D}{C_1 f}} \quad (84)$$

Para Δv_{C_2} nos fijamos en la ecuación (13) ya que se nos vale la misma expresión:

$$\rightarrow \boxed{\Delta v_{C_2} = \Delta v_o = \frac{V_o(1-D)}{8 \cdot f^2 \cdot L_2 \cdot C_2}} \quad (85)$$

1.28. Cálculo de $L_{critica}$

Para garantizar el correcto funcionamiento del convertidor en *Modo Continuo* la corriente que pasa en las bobinas no puede llegar a ser cero en ningún momento por lo que en este caso se tiene que garantizar que:

$$I_{L_1minima} - \frac{\Delta i_{L_1}}{2} + I_{L_2minima} - \frac{\Delta i_{L_2}}{2} \geq 0$$

Sustituyendo (80), (81), (82) y (83) en la anterior ecuación:

$$\rightarrow \boxed{I_{o minima} L_{||} \geq \frac{V_o(1-D)^2}{2f}} \quad (86)$$

donde $L_{||} = \left[\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right]^{-1}$

1.29. Ecuaciones del diodo

Para seleccionar el diodo debemos conocer:

1.29.1. Tensión inversa que soporta

Durante el tiempo T_{ON} el diodo permanece en bloqueo. Para saber que tensión soporta, nos fijamos en el circuito equivalente de la Figura 20, en la que se ve que la tensión del diodo es:

$$V_{Rd} = V_i - V_{SW} - V_{C1} = \frac{V_o(1-D)}{D} + \frac{DV_i}{1-D} - V_{SW} \rightarrow \frac{V_o(1-D)}{D} + \frac{D}{1-D} \cdot \frac{V_o(1-D)}{D} + V_{SW} \rightarrow$$

$$\rightarrow V_{Rd} = K \left| \left(\frac{-V_o}{D} + V_{SW} \right) \right| \quad (87)$$

1.29.2. Corriente media y corriente de pico repetitiva

Para calcular la corriente en el diodo nos fijamos en la Figura 21, que corresponde a la configuración OFF del circuito.

$$I_d = \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} ((I_{L1} - I_{L2}) dt = (1-D)(I_{L1} + I_{L2}) \rightarrow$$

Utilizando (80) y (81) obtenemos:

$$\rightarrow I_d = I_o \quad (88)$$

Para calcular I_{dmax} , deducimos que si $I_d = I_{L1} + I_{L2}$, entonces $I_{dmax} = I_{L1max} + I_{L2max}$, con lo que:

$$I_{dmax} = I_{L1max} + I_{L2max} = I_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} + (I_{L2} + \frac{\Delta i_{L2}}{2})$$

Utilizando (80), (81), (82) y (83) obtenemos:

$$\rightarrow I_{dmax} = I_o \frac{1}{1-D} + \frac{V_o(1-D)}{2f} \left[\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right] \quad (89)$$

1.30. Ecuaciones del interruptor

1.30.1. Tensión de bloqueo que soporta

Durante el tiempo T_{OFF} el interruptor permanece en bloqueo. Para saber que tensión soporta, nos fijamos en el circuito equivalente de la Figura 21, en la que se ve que la tensión del interruptor es:

$$V_{R_{SW}} = V_i + V_\gamma - V_{C_1} \rightarrow \boxed{V_{R_{SW}} = K \left| \left(\frac{V_o}{D} + V_\gamma \right) \right|} \quad (90)$$

1.30.2. Corriente media y de pico repetitiva

Para calcular la corriente en el diodo nos fijamos en la figura 20:

$$I_{SW} = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} I_{SW} = D(I_{L_1} + I_{L_2}) = D(I_{L_1} + I_{L_2})$$

Utilizando (80) y (81) obtenemos:

$$\rightarrow \boxed{I_{SW} = I_o \frac{D}{1-D}} \quad (91)$$

La corriente de pico repetitiva resulta la misma que la del diodo, ya que a la hora de calcular esta expresión no se tiene en cuenta en que configuración están ("ON" o "OFF"), por lo que:

$$\rightarrow \boxed{I_{SWmax} = I_{dmax} = I_o \frac{1}{1-D} + \frac{V_o(1-D)}{2f} \left[\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right]} \quad (92)$$

1.31. Corrección del ciclo de trabajo por elementos reales

Ahora si que tenemos en cuenta las caídas internas del diodo y el interruptor, así como las resistencias internas de la bobina y el condensador.

NOTA Como hemos visto en los cálculos del convertidor BUCK, la relación de intensidades no varía al tener en cuenta los componentes reales así que obviamos su cálculo.

SW ON

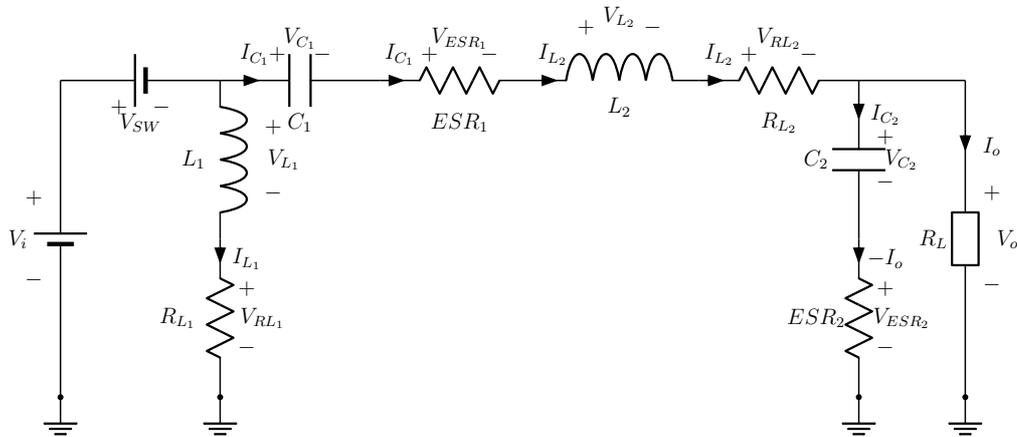


Figura 22: Circuito equivalente de ON con componentes reales

Voltajes:

$$\rightarrow \boxed{V_{L1} = V_i - V_{SW} - i_{L1} \cdot R_{L1}} \quad (93)$$

$$\rightarrow \boxed{V_{L2} = V_i - V_{SW} - V_{C1} - i_{L2} \cdot ESR_1 - i_{L2} \cdot R_{L2} - V_o} \quad (94)$$

SW OFF

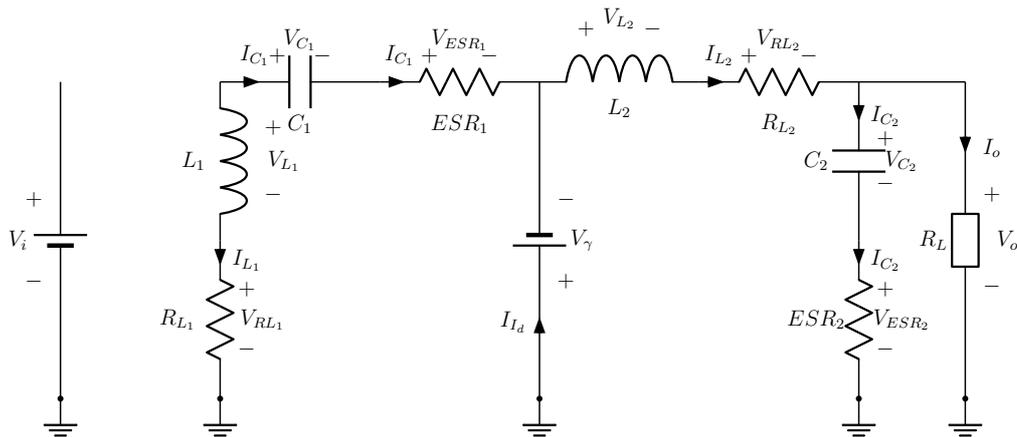


Figura 23: Circuito equivalente de OFF con componentes reales

Voltajes:

$$\rightarrow \boxed{V_{L_1} = -i_{L_1} \cdot R_{L_1} - i_{L_1} \cdot ESR_1 + V_{C_1} - V_\gamma} \quad (95)$$

$$\rightarrow \boxed{V_{L_2} = -V_o - V_\gamma - i_{L_2} \cdot R_{L_2}} \quad (96)$$

Ahora aplicamos (1) para cada bobina, y sustituimos $I_o = \frac{V_o}{R_L}$, teniendo en cuenta primero las ecuaciones (78), de la cual usamos $\frac{D \cdot I_o}{1-D}$ y (79) :

$$\begin{aligned} \langle v_{L_1} \rangle = 0 &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (V_i - V_{SW} - i_{L_1} \cdot R_{L_1}) dt + \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} (i_{L_1} \cdot R_{L_1} - i_{L_1} \cdot ESR_1 + V_{C_1} - V_\gamma) dt = \\ &= DV_i - DV_{SW} - I_{L_1} \cdot R_{L_1} + (1-D)V_{C_1} - (1-D)V_\gamma - (1-D)i_{L_1} \cdot ESR_1 = 0 \end{aligned}$$

$$\rightarrow \boxed{V_{C_1} = \frac{-DV_i}{1-D} + V_{SW} \frac{D}{1-D} + V_\gamma + i_{L_1} \cdot ESR_1 + \frac{I_{L_1} \cdot R_{L_1}}{1-D}} \quad (97)$$

Sustituyendo $I_{L_1} = \frac{D \cdot I_o}{1-D}$ y $I_o = \frac{V_o}{R_L}$:

$$\rightarrow \boxed{V_{C_1} = \frac{-DV_i}{1-D} + V_{SW} \frac{D}{1-D} + V_\gamma + \frac{V_o}{R_L} \cdot \frac{D}{1-D} \left(\frac{R_{L_1}}{1-D} + ESR_1 \right)} \quad (98)$$

$$\begin{aligned} \langle v_{L_2} \rangle = 0 &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (V_i - V_{SW} - V_{C_1} - i_{L_2} \cdot ESR_1 - i_{L_2} \cdot R_{L_2} - V_o) dt + \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} (-V_o - V_\gamma - i_{L_2} \cdot R_{L_2}) dt = \\ &= DV_i - DV_{SW} - DV_{C_1} - I_{L_2} \cdot R_{L_2} - V_o - (I_{L_2} \cdot ESR_1)D - (1-D)V_\gamma \rightarrow \end{aligned}$$

$$\rightarrow \boxed{V_{C_1} = V_i - V_{SW} - \frac{I_{L_2} \cdot R_{L_2}}{D} - \frac{V_o}{D} - I_{L_2} \cdot ESR_1 - \frac{1-D}{D} V_\gamma} \quad (99)$$

Sustituyendo $I_{L_2} = I_o = \frac{V_o}{R_L}$:

$$\rightarrow \boxed{V_{C_1} = V_i - V_{SW} - V_o \left(\frac{1}{R_L} \cdot \left(\frac{R_{L_2}}{D} + ESR_1 \right) - \frac{1}{D} \right)} \quad (100)$$

Igualando (58) y (59) y operando, obtenemos:

$$\rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_i} = M' = \frac{D}{1-D} \cdot \frac{\frac{-1}{D} + \frac{V_{SW}}{V_i D} + V_\gamma \frac{(1-D)}{D^2 V_i}}{\frac{-1}{D} - \frac{1}{R_L} \left[\frac{D}{1-D} \left(\frac{R_{L_1}}{1-D} + ESR_1 \right) + ESR_1 + \frac{R_{L_2}}{D} \right]}} \quad (101)$$

1.32. Rendimiento del convertidor

El rendimiento del convertidor DC/DC es:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i}$$

En el caso de considerar el diodo, el interruptor, las bobinas y los condensadores ideales, la relación de voltaje de entrada y salida es:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} = \frac{I_i}{I_o} \rightarrow$$

$$\boxed{\eta = M \frac{1}{M} = 1} \quad (102)$$

Si tenemos en cuenta los valores reales de los elementos:

$$M' = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} f(D, V_i, V_o, V_\gamma, V_{SW}, ESR_1, R_{L_1}, R_{L_2}, R_{LOAD})$$

donde la función f se obtiene de (98). Sin embargo, la relación de corrientes sigue siendo:

$$\frac{I_i}{I_o} = \frac{D}{1-D} \rightarrow I_i = \frac{D}{1-D} I_o$$

En este caso el rendimiento queda:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} = M' \frac{I_o}{\frac{D}{1-D} I_o} = \frac{D}{1-D} f \frac{1-D}{D} =$$

$$f(D, V_i, V_o, V_\gamma, V_{SW}, ESR_1, R_{L_1}, R_{L_2}, R_{LOAD}) \rightarrow$$

$$\boxed{\eta = \frac{\frac{-1}{D} + \frac{V_{SW}}{V_i D} + V_\gamma \frac{(1-D)}{D^2 V_i}}{\frac{-1}{D} - \frac{1}{R_L} \left[\frac{D}{1-D} \left(\frac{R_{L_1}}{1-D} + ESR_1 \right) + ESR_1 + \frac{R_{L_2}}{D} \right]}} \quad (103)$$

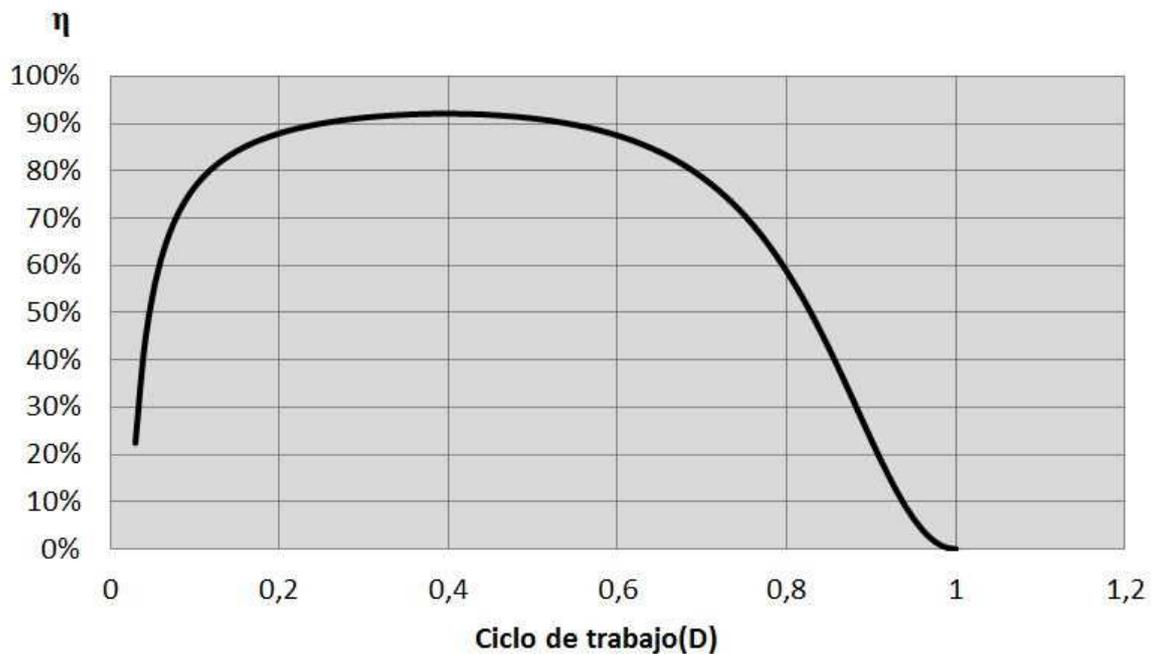


Figura 24: Rendimiento del convertidor ZETA

1.33. Cálculo del ESR del condensador de salida

Como ya hemos mencionado en **NOTA IMPORTANTE** (página 26), para el convertidor que nos ocupa usaremos la expresión (29) adaptada a los componentes del convertidor Zeta:

$$\rightarrow \boxed{ESR \leq \frac{\Delta v_o - \frac{\Delta v_{C_2}}{2}}{\Delta i_{L_2}}} \quad (104)$$

1.34. BUCK²

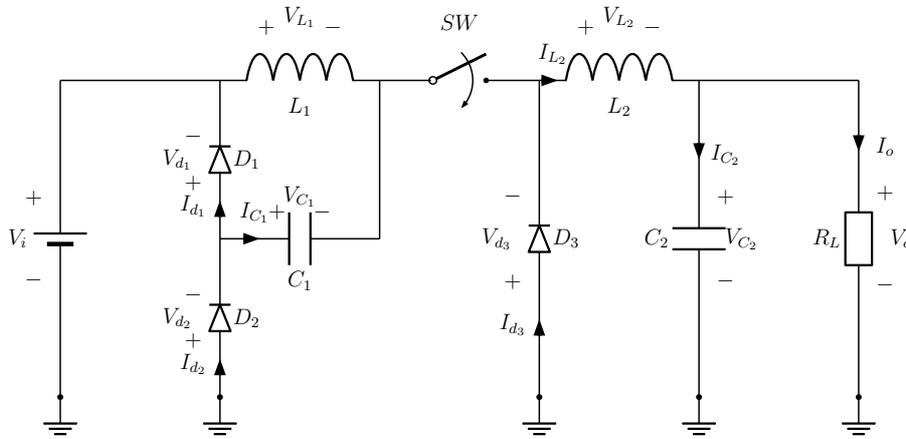


Figura 25: Convertidor BUCK²

Condiciones para la configuración ON: Hemos supuesto, de momento, todos los componentes ideales, y hallaremos las ecuaciones según el criterio de signos elegidos.

SW ON

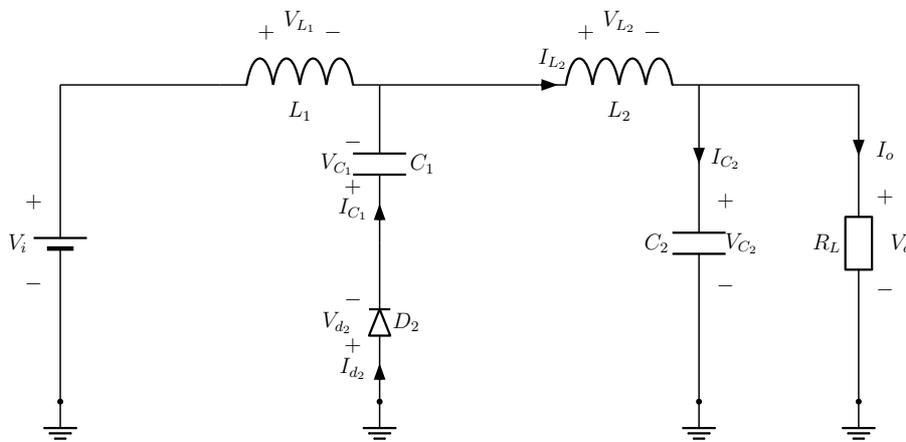


Figura 26: Circuito equivalente de ON

Voltajes:

$$\rightarrow \boxed{V_{L1} = V_i + V_{C1}} \tag{105}$$

$$\rightarrow \boxed{V_{L2} = -V_o - V_{C1}} \tag{106}$$

Intensidades:

$$\rightarrow \boxed{i_{C_1} = i_{L_2} - i_{L_1}} \quad (107)$$

$$\rightarrow \boxed{i_{C_2} = i_{L_2} - I_o} \quad (108)$$

SW OFF

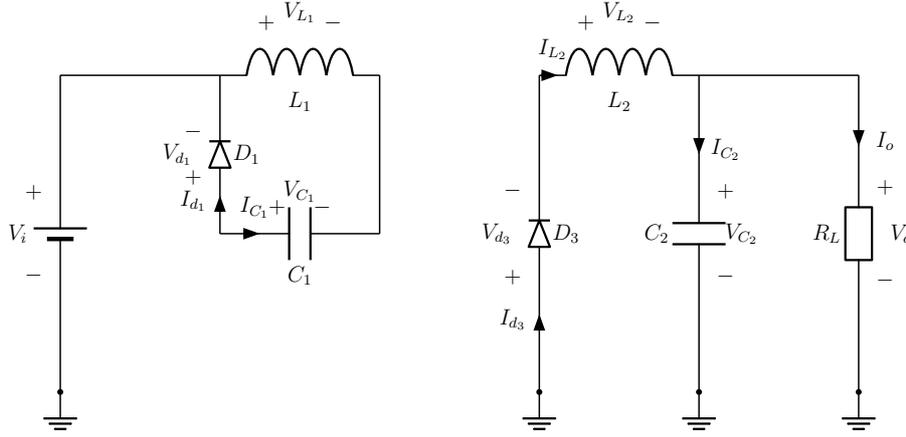


Figura 27: Circuito equivalente de OFF

Voltajes:

$$\rightarrow \boxed{V_{L_1} = V_{C_1}} \quad (109)$$

$$\rightarrow \boxed{V_{L_2} = -V_o = -V_{C_2}} \quad (110)$$

Intensidades:

$$\rightarrow \boxed{i_{C_1} = -i_{L_1}} \quad (111)$$

$$\rightarrow \boxed{i_{C_2} = i_{L_2} - I_o} \quad (112)$$

1.35. Ecuación del ciclo de trabajo

Aplicando (1) y utilizando (106) y (110) obtenemos:

$$\langle v_{L_1} \rangle = 0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_{L_1} dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (V_i + V_{C_1}) dt + \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} V_{C_1} dt = DV_i + V_{C_1} \rightarrow$$

$$\rightarrow \boxed{V_{C_1} = -DV_i} \quad (113)$$

De (103) y (107) obtenemos:

$$\begin{aligned} \langle v_{L_2} \rangle = 0 &= \frac{1}{T} \int_0^T v_{L_2} dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (-V_o - V_{C_1}) dt + \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} -V_o dt = -DV_{C_1} - V_o \rightarrow \\ &\rightarrow \boxed{V_{C_1} = \frac{-V_o}{D}} \end{aligned} \quad (114)$$

Ahora igualamos (113) y (114) operamos y obtenemos la relación de trabajo M:

$$\rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} = M = D^2} \quad (115)$$

Y el ciclo de trabajo será:

$$\rightarrow \boxed{D = \sqrt{\frac{V_o}{V_i}}} \quad (116)$$

1.36. Ecuaciones de I_{L_1} y I_{L_2}

Aplicando (3) y utilizando (107) y (111) obtenemos:

$$\begin{aligned} \langle i_{C_1} \rangle = 0 &= \frac{1}{T} \int_0^T i_{C_1} dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (I_{L_2} - I_{L_1}) dt - \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} I_{L_1} dt = DI_{L_2} - I_{L_1} \rightarrow \\ &\rightarrow \boxed{I_{L_1} = DI_{L_2}} \end{aligned} \quad (117)$$

De (108) y (112) obtenemos:

$$\begin{aligned} \langle i_{C_2} \rangle = 0 &= \frac{1}{T} \int_0^T i_{C_2} dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (I_{L_2} - I_o) dt - \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} (I_{L_2} - I_o) dt \\ &\rightarrow \boxed{I_{L_2} = I_o} \end{aligned} \quad (118)$$

Por tanto:

$$\rightarrow \boxed{I_{L_1} = DI_o} \quad (119)$$

1.37. Ecuaciones de rizado de Δi_{L_1} y Δi_{L_2}

Para Δi_{L_1} utilizamos (109):

$$V_{L_1} = L_1 \frac{\Delta i_{L_1}}{T} \rightarrow \int_0^{T_{OFF}} v_{L_1} dt = -L_1 \frac{\Delta i_{L_1}}{T_{OFF}} \rightarrow v_{C_1} = -L_1 \frac{\Delta i_{L_1}}{(1-D) \cdot T} \rightarrow$$

$$\rightarrow \boxed{\Delta i_{L_1} = \frac{-V_o}{D} \cdot \frac{(1-D)}{-L_1 f} = \frac{V_o}{D} \cdot \frac{(1-D)}{L_1 f}} \quad (120)$$

Para Δi_{L_2} utilizamos (110):

$$V_{L_2} = L_2 \frac{\Delta i_{L_2}}{T} \rightarrow \int_0^{T_{OFF}} v_{L_2} dt = -L_2 \frac{\Delta i_{L_2}}{T_{OFF}} \rightarrow \cancel{V_o} = \cancel{L_2} \frac{\Delta i_{L_2}}{(1-D)T} \rightarrow$$

$$\rightarrow \boxed{\Delta i_{L_2} = \frac{V_o(1-D)}{L_2 f}} \quad (121)$$

1.38. Ecuaciones de rizado Δv_{C_1} y Δv_{C_2}

Para Δv_{C_1} utilizamos (111):

$$i_{C_1} = C_1 \frac{\Delta v_{C_1}}{T} \rightarrow \int_0^{T_{OFF}} i_{C_1} = -C_1 \frac{\Delta v_{C_1}}{(1-D)T} \rightarrow \cancel{I_{L_1}} = \cancel{C_1} \frac{\Delta v_{C_1}}{(1-D)T} \rightarrow$$

Utilizando (119) llegamos a:

$$\rightarrow \boxed{\Delta v_{C_1} = \frac{I_o D(1-D)}{C_1 f}} \quad (122)$$

Para Δv_{C_2} nos fijamos en la ecuación (13) ya que se nos vale la misma expresión:

$$\rightarrow \boxed{\Delta v_{C_2} = \Delta v_o = \frac{V_o(1-D)}{8 \cdot f^2 \cdot L_2 \cdot C_2}} \quad (123)$$

1.39. Cálculo de $L_{critica}$

Para garantizar el correcto funcionamiento del convertidor en *Modo Continuo* la corriente que pasa en las bobinas no puede llegar a ser cero en ningún momento por lo que en este caso se tiene que garantizar que:

$$I_{L_1 minima} - \frac{\Delta i_{L_1}}{2} + I_{L_2 minima} - \frac{\Delta i_{L_2}}{2} \geq 0$$

Sustituyendo (118), (119), (120) y (121) en la anterior ecuación:

$$\rightarrow \boxed{\frac{I_{o minima} 2f}{V_o(1-D)} \geq \left[\frac{1}{DL_1} + \frac{1}{L_2} \right]} \quad (124)$$

1.40. Ecuaciones del diodo

Como hemos observado en los esquemas del *BUCK*², esta configuración posee 3 diodos, por lo que tendremos que seguir el procedimiento realizado hasta ahora para cada uno. Para seleccionar cada diodo debemos conocer:

1.40.1. Tensión inversa que soporta cada diodo

Durante el tiempo T_{ON} el diodo D1 y el D3 permanecen en bloqueo. Para saber que tensión soporta, nos fijamos en el circuito equivalente de la Figura 26, en la que se ve que la tensión del diodo es:

$$\rightarrow \boxed{V_{Rd1} = -V_i - V_{\gamma_2} = K \left| \left(\frac{V_o}{D^2} - V_{\gamma_2} \right) \right|} \quad (125)$$

$$-V_{Rd3} = -V_{SW} - V_{\gamma_2} - V_{C1} = -V_{SW} + \frac{V_o}{D} - V_{\gamma_2}$$

$$\rightarrow \boxed{V_{Rd3} = K \left| \left(V_{SW} - \frac{V_o}{D} + V_{\gamma_2} \right) \right|} \quad (126)$$

Para averiguar la tensión de bloqueo del diodo D2 nos tenemos que fijar en la figura 27 que corresponde al circuito equivalente de OFF:

$$\rightarrow \boxed{-V_{Rd2} = V_{\gamma_1} + V_i \rightarrow V_{Rd2} = K \left| \left(-V_{\gamma_1} - \frac{V_o}{D^2} \right) \right|} \quad (127)$$

1.40.2. Corriente media y corriente de pico repetitiva

Para calcular las corrientes medias y máximas en el diodo D1 y en el diodo D3 nos fijamos en la Figura 27, que corresponde a la configuración OFF del circuito.

$$I_{d1} = \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} (I_{L1}) dt = \boxed{(1-D)(I_o D)} \quad (128)$$

Para calcular I_{dmax1} , deducimos que si $I_{d1} = I_{L1}$, entonces $I_{dmax1} = I_{L1max}$, con lo que:

$$I_{dmax1} = I_{L1max} = I_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2}$$

Utilizando (119) y (120) obtenemos:

$$\rightarrow \boxed{I_{dmax1} = I_o D + \frac{V_o(1-D)}{2fDL_1}} \quad (129)$$

$$I_{d3} = \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} (I_{L2}) dt = \boxed{(1-D)I_o} \quad (130)$$

Utilizando (118), (121) y el mismo razonamiento anterior llegamos a:

$$\rightarrow \boxed{I_{dmax3} = I_o + \frac{V_o(1-D)}{2fDL_2}} \quad (131)$$

Para calcular la corriente media y máxima en el diodo D2 nos fijamos en la Figura 26, que corresponde a la configuración ON del circuito.

$$\begin{aligned} I_{d2} &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (I_{L2} - I_{L1}) dt = DI_o - D^2 I_o \rightarrow \\ &\rightarrow \boxed{(1-D)(I_o D)} \end{aligned} \quad (132)$$

Con la misma deducción anterior:

$$I_{dmax2} = I_{L2max} - I_{L1max} = I_{L2} + \frac{\Delta i_{L2}}{2} - \left(I_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} \right)$$

Operando llegamos a:

$$\rightarrow \boxed{I_{dmax2} = I_o(1-D) + \frac{V_o(1-D)}{2f} \left[\frac{1}{L_2} - \frac{1}{L_1 D} \right]} \quad (133)$$

1.41. Ecuaciones del interruptor

1.41.1. Tensión de bloqueo que soporta

Durante el tiempo T_{OFF} el interruptor permanece en bloqueo. Para saber que tensión soporta, nos fijamos en el circuito equivalente de la Figura 27, en la que se ve que la tensión del interruptor es:

$$\begin{aligned} V_{R_{SW}} &= V_i + V_{\gamma_1} - V_{C_1} + V_{\gamma_3} \rightarrow V_{R_{SW}} = \frac{V_o}{D^2} + V_{\gamma_3} + V_{\gamma_1} + \frac{V_o}{D} \rightarrow \\ &\rightarrow \boxed{V_{R_{SW}} = K \left[\left[\frac{V_o}{D} \cdot \left(\frac{1}{D} + 1 \right) + V_{\gamma_3} + V_{\gamma_1} \right] \right]} \end{aligned} \quad (134)$$

1.41.2. Corriente media y de pico repetitiva

Para calcular la corriente en el diodo nos fijamos en la figura 26:

$$I_{SW} = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} I_{SW} = DI_{L_2} \rightarrow$$

Utilizando (118) obtenemos:

$$\rightarrow \boxed{I_{SW} = I_o D} \quad (135)$$

La corriente de pico repetitiva resulta la misma que la del diodo D3:

$$\rightarrow \boxed{I_{SWmax} = I_{dmax3} = I_o + \frac{V_o(1-D)}{2fL_2}} \quad (136)$$

1.42. Corrección del ciclo de trabajo por elementos reales

Ahora si que tenemos en cuenta las caídas internas del diodo y el interruptor, así como las resistencias internas de la bobina y el condensador.

NOTA Como hemos visto en los cálculos del convertidor BUCK, la relación de intensidades no varía al tener en cuenta los componentes reales así que obviamos su cálculo.

SW ON

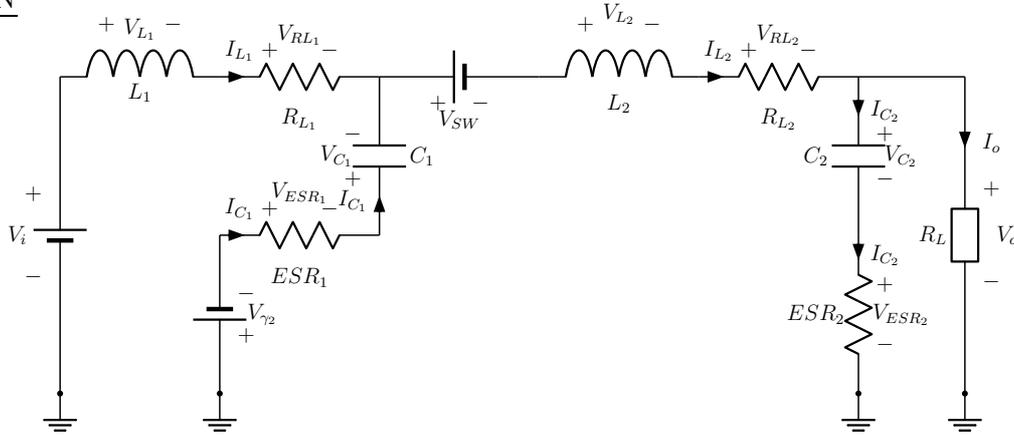


Figura 28: Circuito equivalente de ON con componentes reales

Voltajes:

$$\rightarrow \boxed{V_{L_1} = V_i - i_{L_1} \cdot R_{L_1} + (i_{L_2} - i_{L_1}) \cdot ESR_1 + V_{\gamma_2} + V_{C_1}} \quad (137)$$

$$\rightarrow \boxed{V_{L_2} = -V_o - i_{L_2} \cdot R_{L_2} - V_{SW} - V_{C_1} - (i_{L_2} - i_{L_1}) \cdot ESR_1 - V_{\gamma_2}} \quad (138)$$

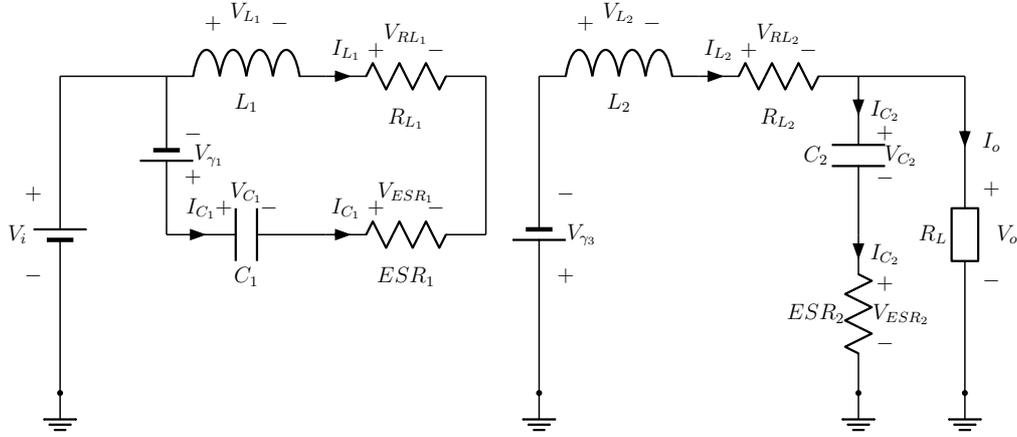
SW OFF

Figura 29: Circuito equivalente de OFF con componentes reales

Voltajes:

$$\rightarrow \boxed{V_{L1} = -i_{L1} \cdot R_{L1} - i_{L1} \cdot ESR_1 + V_{C1} + V_{\gamma_1}} \quad (139)$$

$$\rightarrow \boxed{V_{L2} = -V_o - V_{\gamma_3} - i_{L2} \cdot R_{L2}} \quad (140)$$

Ahora aplicamos (1) para cada bobina:

$$\begin{aligned} \langle v_{L1} \rangle = 0 &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (= V_i - i_{L1} \cdot R_{L1} + (i_{L2} - i_{L1}) \cdot ESR_1 + V_{\gamma_2} + V_{C1}) dt + \\ &+ \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} (-i_{L1} \cdot R_{L1} - i_{L1} \cdot ESR_1 + V_{C1} + V_{\gamma_1}) dt = \\ &= DV_i - I_{L1} \cdot R_{L1} + D(i_{L2} - i_{L1}) \cdot ESR_1 - (1 - D)i_{L1} \cdot ESR_1 + DV_{\gamma_2} + V_{C1} - (1 - D)V_{\gamma_1} = 0 \end{aligned}$$

Aplicamos (118) y (119) y sustituimos $I_o = \frac{V_o}{R_L}$:

$$\rightarrow \boxed{V_{C1} = -DV_i + V_o \frac{D}{R_L} ((R_{L1} - 2ESR_1(1 - D)) + (1 - D)V_{\gamma_1} - DV_{\gamma_2}} \quad (141)$$

$$\begin{aligned} \langle v_{L2} \rangle = 0 &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} (-V_o - I_{L2} \cdot R_{L1} - (I_{L2} - I_{L1})ESR_1 - V_{\gamma_2} - V_{C1} - V_{SW} + \\ &+ \frac{1}{T} \int_0^{T_{OFF}} (-V_o - V_{\gamma_3} - i_{L2} \cdot R_{L2}) dt = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= -V_o D - I_{L_2} \cdot R_{L_2} - (I_{L_2} - I_{L_1}) ESR_1 - DV_{\gamma_2} - V_{\gamma_3(1-D)} \rightarrow \\
\rightarrow &\boxed{V_{C_1} = \frac{-V_o}{D} - \frac{I_{L_2} \cdot R_{L_1}}{D} - (I_{L_2} - I_{L_1}) ESR_1 - V_{\gamma_2} - \frac{1-D}{D} V_{\gamma_3} - V_{SW}} \quad (142)
\end{aligned}$$

Aplicamos de nuevo (118) y (119) y sustituimos $I_o = \frac{V_o}{R_L}$:

$$\rightarrow \boxed{V_{C_1} = V_o \left(\frac{-1}{D} - \frac{R_{L_2}}{R_L D} - \left(\frac{1}{R_L} - \frac{D}{R_L} ESR_1 \right) \right) - V_{\gamma_2} - \frac{1-D}{D} V_{\gamma_3} - V_{SW}} \quad (143)$$

Igualando (142) y (143) obtenemos:

$$\rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_i} = M' = D^2 \cdot \frac{\frac{-1}{D} + \frac{(1-D)V_{\gamma_2}}{D^2 V_i} + \frac{(1-D)V_{\gamma_1}}{D^2 V_i} + \frac{V_{SW}}{D^2 V_i} + \frac{(1-D)V_{\gamma_3}}{D^3 V_i}}{\frac{-1}{D} + \frac{1}{R_L} \frac{R_{L_2}}{D} - R_{L_1} D + ESR_1 (-2D^2 + 3D - 1)}} \quad (144)$$

1.43. Rendimiento del convertidor

El rendimiento del convertidor DC/DC es:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i}$$

En el caso de considerar el diodo, el interruptor, las bobinas y los condensadores ideales, la relación de voltaje de entrada y salida es:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = D^2 = \frac{I_i}{I_o} \rightarrow$$

$$\boxed{\eta = M \frac{1}{M} = 1} \quad (145)$$

Si tenemos en cuenta los valores reales de los elementos:

$$M' = \frac{V_o}{V_i} = D^2 f(D, V_i, V_o, V_{\gamma}, V_{\gamma_2}, V_{\gamma_3}, V_{SW}, ESR_1, R_{L_1}, R_{L_2}, R_{LOAD})$$

donde la función f se obtiene de (98). Sin embargo, la relación de corrientes sigue siendo:

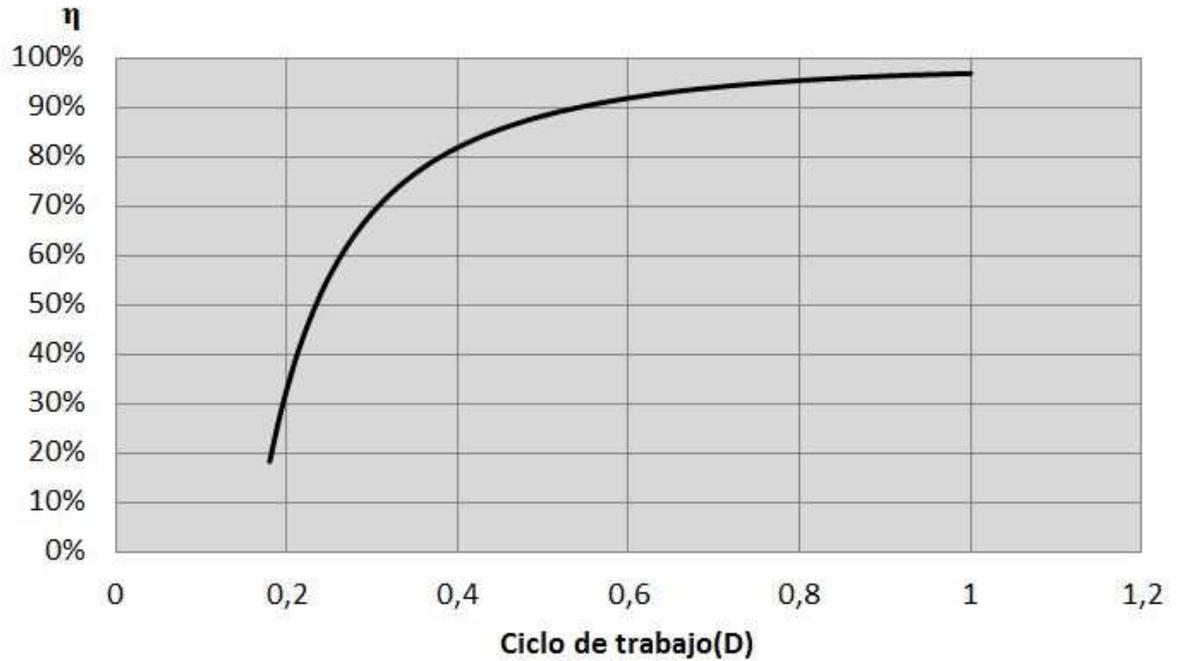
$$\frac{I_i}{I_o} = \frac{D}{1-D} \rightarrow I_i = \frac{D}{1-D} I_o$$

En este caso el rendimiento queda:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} = M' \frac{I_o}{\frac{D}{1-D} I_o} = \frac{D}{1-D} f \frac{1-D}{D} =$$

$$f(D, V_i, V_o, V_\gamma, V_{SW}, ESR_1, R_{L1}, R_{L2}, R_{LOAD}) \rightarrow$$

$$\eta = \frac{\frac{-1}{D} + \frac{(1-D)V_{\gamma 2}}{D^2 V_i} + \frac{(1-D)V_{\gamma 1}}{D^2 V_i} + \frac{V_{SW}}{D^2 V_i} + \frac{(1-D)V_{\gamma 3}}{D^3 V_i}}{\frac{-1}{D} + \frac{1}{R_L} \frac{R_{L2}}{D} - R_{L1} D + ESR_1(-2D^2 + 3D - 1)} \quad (146)$$

Figura 30: Rendimiento del convertidor $BUCK^2$

1.44. Cálculo del ESR del condensador de salida

Como ya hemos mencionado en **NOTA IMPORTANTE**(página 26), para el convertidor que nos ocupa usaremos la expresión (29) adaptada a los componentes del convertidor $BUCK^2$:

$$\rightarrow ESR \leq \frac{\Delta v_o - \frac{\Delta v_{C2}}{2}}{\Delta i_{L2}} \quad (147)$$

Parte III

Fase de cálculos y simulaciones

Una vez que hemos concluido nuestro estudio y obtención de ecuaciones de diseño de cada convertidor, pasamos a la fase de cálculos y simulaciones. En esta parte del trabajo aprovechamos las ecuaciones calculadas para dimensionar el convertidor para cada una de las tipologías. A continuación hacemos una comparación de esos valores con otros calculados vía simulación, y de paso, **comprobamos que dichas ecuaciones están bien.**

1. Cálculos de cada topología

Para nuestro análisis tenemos que tener en cuenta unas características generales que todos los convertidores deben acatar, y son las siguientes:

Frecuencia	$I_{o_{max}}$	$I_{o_{min}}$	Δv_o	V_o	V_i
500KHz	2A	100mA	$< 50mV$	5V	17,6V

Cuadro 6: Requerimientos de cada topología

Una vez establecido los criterios que se deben cumplir, vamos a dimensionar cada configuración con las ecuaciones calculadas en la **Fase de diseño**, las cuales están verificadas con la simulación como veremos a continuación:

1.1. BUCK

1.1.1. Ciclo de trabajo

Usando (10):

$$D = \frac{V_o}{V_i} = 0,287 \simeq 0,3$$

1.1.2. Cálculo de L y C

Para calcular L usamos (14):

$$L_{critica} > \frac{V_o(1-D)}{2fI_{o_{min}}} = \frac{5(1-0,3)}{2 \cdot 500k \cdot 0,1} = 35\mu H$$

$$L_{critica} > 35\mu H \rightarrow \boxed{L = 40\mu H}$$

Para calcular la C usamos (13), forzando el rizado a 50mVpp máximos:

$$C > \frac{V_o(1-D)}{8 \cdot f^2 \cdot L \cdot \Delta v_o} = \frac{5(1-0,3)}{40\mu H \cdot 500k^2 \cdot 8 \cdot 50mV_{pp}} = 0,875\mu F$$

$$C > 0,875\mu F \rightarrow \boxed{C = 1\mu F}$$

1.1.3. Comparación entre resultados teóricos y prácticos

Valores Calculados	Δv_o	$I_{SW_{max}}$	$I_{d_{max}}$	I_d	I_{SW}	I_L	$I_{L_{max}}$
Teóricos	43,75mVpp	2,18A	2,18A	1,4A	600mA	2A	2,18
Simulados	44,17mVpp	2,15A	2,15A	1,42A	627mA	2,05A	2,15A

Cuadro 7: Cálculos teóricos y simulados del convertidor BUCK

1.1.4. Elección de componentes reales

1) Condensador:

Tiene que tener una capacidad de $2\mu F$, que es el doble de lo que habíamos calculado previamente, para que se cumpla (29) y además soportar un voltaje tal que $V_{C_1} = V_o = 5V$ (como es lógico ya que la salida del convertidor es de 5V), al que se le tendrá que aplicar un factor de seguridad k (entre 1,25-2) por lo que nos queda:

$$V_{C_1} = 10V$$

Nota: Utilizaremos un factor de $k = 2$ en todos los cálculos que impliquen el uso de este factor.

Usando (29) calculamos el ESR:

$$ESR \leq \frac{\Delta v_o - \frac{\Delta v_C}{2}}{\Delta i_L} = \frac{43,75mV_{pp} - \frac{43,75mV_{pp}}{2}}{175mA} \rightarrow$$

$$ESR \leq 125m\Omega$$

2) Bobina:

Tendremos que usar una bobina que soporte:

$$I_{L_{max}} > k \cdot 2,18A \rightarrow I_{L_{max}} = 4,4A$$

Y por supuesto una resistencia interna mínima.

3) Diodo:

Utilizando (15), (16) y (17) obtenemos:

$$I_{F_{av}} \geq 1,4A \quad V_R \geq 18V \quad I_{FR} \geq 2,18A$$

Por lo que se tendrá que cumplir que:

$I_{F_{av}}$	2,8A
I_{FSM}	4,4A
V_{RRM}	35V
V_{γ}	Mínimo posible

Cuadro 8: Requerimientos del diodo a escoger

4) Interruptor:

Utilizando (18), (19) y (20) obtenemos:

$$I_{F_{av}} \geq 600mA \quad V_R \geq 17,4V \quad I_{FR} \geq 2,18A$$

Por lo que se tendrá que cumplir que:

$I_{F_{av}}$	1,2A
I_{FSM}	4,4A
V_{RRM}	35V
V_{SW}	Mínimo posible

Cuadro 9: Requerimientos del interruptor a escoger

1.2. SEPIC

1.2.1. Ciclo de trabajo

Usando (42):

$$D = \frac{V_o}{V_i + V_o} = 0,22$$

1.2.2. Cálculo de L_1 , L_2 , C_1 y C_2

Para calcular L_1 y L_2 usamos (51):

$$L_{||} \geq \frac{V_o(1-D)}{2fI_{o_{\text{minima}}}} = \frac{5(1-0,22)^2}{2 \cdot 500k \cdot (2 \cdot 0,22 - 1) \cdot 0,1} = 54,32\mu H$$

$$L_{eq} = 54,32\mu H = \frac{L}{2} \rightarrow L > 108,64\mu H$$

Por lo que L_1 y L_2 valdrán ambas:

$$\rightarrow \boxed{L = 110\mu H}$$

Para calcular C_1 y C_2 usamos (50) y (49) respectivamente, forzando el rizado a $50mV_{pp}$ en salida y a un 10% en C_1 :

$$C_2 > \frac{I_o D}{\Delta v_o \cdot f} = \frac{5(0,22)}{50mV_{pp} \cdot 500k} = 17,6\mu F \rightarrow \boxed{C_2 = 20\mu H}$$

$$\Delta v_{C_1} < 0,1V_{C_1} \rightarrow \frac{I_o D}{C_1 f} < 0,1 \cdot \frac{V_o(1-D)}{D} \rightarrow C_1 > \frac{I_{o_{\text{max}}} D^2}{f \cdot (1-D)V_o \cdot 0,1} = \frac{2 \cdot 0,22^2}{500k \cdot (1-0,22) \cdot 0,1} \rightarrow$$

$$C_1 \geq 500nF \rightarrow \boxed{C_1 = 1\mu F}$$

1.2.3. Comparación entre resultados teóricos y prácticos

Val.	Δv_o	Δi_{L_1}	Δi_{L_2}	I_{L_1}	I_{L_2}	$I_{L_{1_{\text{max}}}}$
Teóricos	$44mV_{pp}$	$70,9mA$	$70,9mA$	$564mA$	$-2A$	$600mA$
Simulados	$44,3mV_{pp}$	$72,61mA$	$72,61mA$	$579mA$	$-1,93A$	$615mA$

Cuadro 10: Cálculos teóricos y simulados del convertidor SEPIC(1)

Val.	I_{L2max}	I_{SWmax}	I_{dmax}	I_d	I_{SW}	Δv_{C1}
Teóricos	-2,0354A	2,56A	2,56A	2A	564mA	880mV _p
Simulados	-1,96A	2,58A	2,58A	1,93A	578mA	885mV _{pp}

Cuadro 11: Cálculos teóricos y simulados del convertidor SEPIC(2)

1.2.4. Elección de componentes reales

1) Condensador 1:

Como hemos calculado antes, tiene que tener una capacidad de $1\mu F$. Usando (40) obtenemos el voltaje que tiene que soportar:

$$V_{C1} = k \cdot 17,75V = 35V$$

2) Condensador 2:

Tiene que tener una capacidad de $40\mu F$, que es el doble de lo que habíamos calculado previamente, para que se cumpla (68) y podamos calcular correctamente el ESR:

$$ESR \leq \frac{\Delta v_o - \frac{\Delta v_C}{2}}{\frac{I_o}{1-D}} = \frac{44mV_{pp} - \frac{44mV_{pp}}{2}}{\frac{2}{1-0,22}} \rightarrow$$

$$ESR \leq 8,58m\Omega$$

3) Bobina 1:

Tendremos que usar una bobina 1 que soporte:

$$I_{L1max} > k \cdot 600mA \rightarrow I_{L1max} = 1,5A$$

Y por supuesto una resistencia interna mínima.

4) Bobina 2:

Tendremos que usar una bobina 2 que soporte:

$$I_{L2max} > k \cdot 2,034mA \rightarrow I_{L2max} = 4A$$

Y por supuesto una resistencia interna mínima.

5) Diodo:

Utilizando (52), (53) y (54) obtenemos:

$$I_{F_{av}} \geq 2A$$

$$V_{R_d} \geq 18,83V$$

$$I_{FR} \geq 2,56A$$

Por lo que se tendrá que cumplir que:

$I_{F_{av}}$	4
I_{FSM}	5A
V_{RRM}	40V
V_{γ}	Mínimo posible

Cuadro 12: Requerimientos del diodo a escoger

6) Interruptor:

Utilizando (55), (56) y (57) obtenemos:

$$I_{F_{av}} \geq 564mA$$

$$V_R \geq 18,83V$$

$$I_{FR} \geq 1,35A$$

Por lo que se tendrá que cumplir que:

$I_{F_{av}}$	1,2A
I_{FSM}	3A
V_{RRM}	40V
V_{SW}	Mínimo posible

Cuadro 13: Requerimientos del interruptor a escoger

1.3. ZETA

1.3.1. Ciclo de trabajo

Usando (79):

$$D = \frac{V_o}{V_i + V_o} = 0,22$$

1.3.2. Cálculo de L_1 , L_2 , C_1 y C_2

Para calcular L_1 y L_2 usamos (86):

$$L_{||} \geq \frac{V_o(1-D)^2}{2fI_{o_{\text{minima}}}} = \frac{5(1-0,22)^2}{2 \cdot 500k \cdot 0,1} \approx 31\mu H$$

$$L_{eq} = 31\mu H = \frac{L}{2} \rightarrow L > 62\mu H$$

Por lo que L_1 y L_2 valdrán ambas:

$$\rightarrow \boxed{L = 80\mu H}$$

Para calcular C_1 y C_2 usamos (84) y (85) respectivamente, forzando el rizado a $50mV_{pp}$ en salida y a un 10% en C_1 :

$$C_2 > \frac{V_o(1-D)}{8 \cdot f^2 \cdot L_2 \cdot C_2 \cdot \Delta v_o} = \frac{5(1-0,22)}{80\mu H \cdot 500k^2 \cdot 8 \cdot 50mV_{pp}} \approx 500nF$$

$$\Delta v_{C_1} < 0,1V_{C_1} \rightarrow \frac{I_o D}{C_1 f} < 0,1 \cdot \frac{V_o(1-D)}{1-D} \rightarrow C_1 > \frac{I_{o_{\text{max}}} D}{f \cdot V_o \cdot 0,1} = \frac{2 \cdot 0,22}{500k \cdot 5 \cdot 0,1} \rightarrow$$

$$C_1 \geq 1,76\mu F \rightarrow \boxed{C_1 = 2\mu F}$$

1.3.3. Comparación entre resultados teóricos y prácticos

Val.	Δv_o	Δi_{L_1}	Δi_{L_2}	I_{L_1}	I_{L_2}	$I_{L_1_{\text{max}}}$
Teóricos	48,75mV _{pp}	97,5mA	97,5mA	564mA	2A	613mA
Simulados	47,5mV _{pp}	99,7mA	99,8mA	577mA	1,93A	629mA

Cuadro 14: Cálculos teóricos y simulados del convertidor ZETA(1)

Val.	$I_{L_2_{\text{max}}}$	$I_{SW_{\text{max}}}$	$I_{d_{\text{max}}}$	I_d	I_{SW}	Δv_{C_1}
Teóricos	2,05A	2,56A	2,56A	2A	564mA	440mV _{pp}
Simulados	-1,96A	2,58A	2,58A	1,93A	578mA	443,20mV _{pp}

Cuadro 15: Cálculos teóricos y simulados del convertidor ZETA(2)

1.3.4. Elección de componentes reales

1) Condensador 1:

Como hemos calculado antes, tiene que tener una capacidad de $2\mu F$. Usando (77) obtenemos el voltaje que tiene que soportar:

$$V_{C_1} = k \cdot |-5V| = 10V$$

2) Condensador 2:

Tiene que tener una capacidad de $1\mu F$, que es el doble de lo que habíamos calculado previamente, para que se cumpla (29) y podamos calcular correctamente el ESR:

$$ESR \leq \frac{\Delta v_o - \frac{\Delta v_C}{2}}{\Delta i_{L_1}} = \frac{33,5mV_{pp} - \frac{30,5mV_{pp}}{2}}{97,5mA} \rightarrow$$

$$ESR \leq 156,4m\Omega$$

3) Bobina 1:

Tendremos que usar una bobina 1 que soporte:

$$I_{L_{1max}} > k \cdot 613mA \rightarrow I_{L_{1max}} = 1,5A$$

Y por supuesto una resistencia interna mínima.

4) Bobina 2:

Tendremos que usar una bobina 2 que soporte:

$$I_{L_{2max}} > k \cdot 2,05mA \rightarrow I_{L_{2max}} = 4A$$

Y por supuesto una resistencia interna mínima.

5) Diodo:

Utilizando (87), (88) y (89) obtenemos:

$$I_{F_{av}} \geq 2A$$

$$V_{R_d} \geq 18,83V$$

$$I_{FR} \geq 2,56A$$

Por lo que se tendrá que cumplir que:

$I_{F_{av}}$	4
I_{FSM}	5A
V_{RRM}	46V
V_γ	Mínimo posible

Cuadro 16: Requerimientos del diodo a escoger

6) Interruptor:

Utilizando (90), (91) y (92) obtenemos:

$$I_{F_{av}} \geq 564mA \quad V_R \geq 18,83V \quad I_{FR} \geq 2,56A$$

Por lo que se tendrá que cumplir que:

$I_{F_{av}}$	1A
I_{FSM}	5A
V_{RRM}	40V
V_{SW}	Mínimo posible

Cuadro 17: Requerimientos del interruptor a escoger

1.4. BUCK²

1.4.1. Ciclo de trabajo

Usando (116):

$$D = \sqrt{\frac{5}{17,6}} = 0,53$$

1.4.2. Cálculo de L_1 , L_2 , C_1 y C_2

Para calcular L_1 y L_2 usamos (124):

$$\left[\frac{1}{DL_1} + \frac{1}{L_2} \right] \leq \frac{I_{o_{minima}} 2f}{V_o(1-D)} = \frac{0,1(0,53+1) \cdot 2 \cdot 500k}{5(1-0,53)} = 65106,38$$

Una vez obtenido esa igualdad, fijamos uno de los dos valores de inductancia, en este caso, L_1 , y le aplicamos un criterio de rizado:

$$\Delta i_{L_1} \leq \frac{I_{L_1}}{3} \rightarrow \frac{V_o}{D} \cdot \frac{(1-D)}{fL_1} \leq \frac{D \cdot I_o}{3} \rightarrow L_1 \geq \frac{V_o 3(1-D)}{D^2 \cdot I_{o_{max}} f} = 25,1 \mu H \simeq 30 \mu H$$

$$L_1 = 30 \mu H$$

Para calcular L_2 , sustituimos en L_1 en la expresión obtenida, y despejamos:

$$\frac{1}{L_2} \leq \frac{0,1(0,53+1) \cdot 2 \cdot 500k}{5(1-0,53) - \frac{1}{0,53 \cdot 30 \mu H}} = 15,37 \mu H \rightarrow L_2 = 20 \mu H$$

Para calcular C_1 y C_2 usamos (122) y (123) respectivamente, forzando el rizado a $50mV_{pp}$ en salida y a un 10% en C_1 :

$$C_2 > \frac{V_o(1-D)}{8 \cdot f^2 \cdot L_2 \cdot C_2 \cdot \Delta v_o} = \frac{5(1-0,22)}{20\mu H \cdot 500k^2 \cdot 8 \cdot 50mV_{pp}} \approx 1,175\mu F$$

$$\boxed{C_2 = 1,5\mu F}$$

$$\Delta v_{C_1} < 0,1V_{C_1} \rightarrow \frac{I_o(1-D)D}{C_1 f} < 0,1 \cdot \frac{-V_o}{D} \rightarrow C_1 > \frac{I_{o_{max}} D(1-D)}{f \cdot V_o \cdot 0,1} = \frac{2 \cdot 0,22}{500k \cdot (-5) \cdot 0,1} \rightarrow$$

$$C_1 \geq 1,06\mu F \rightarrow \boxed{C_1 = 1,5\mu F}$$

1.4.3. Comparación entre resultados teóricos y prácticos

Val.	Δv_o	Δi_{L_1}	Δi_{L_2}	I_{L_1}	I_{L_2}	$I_{L_{1max}}$
Teóricos	$39,16mV_{pp}$	$295,6mA$	$235mA$	$1,06mA$	$2A$	$1,21A$
Simulados	$36,5mV_{pp}$	$302,46mA$	$237,1mA$	$1,03mA$	$1,9A$	$1,18A$

Cuadro 18: Cálculos teóricos y simulados del convertidor $BUCK^2(1)$

Val.	$I_{L_{2max}}$	$I_{SW_{max}}$	I_{SW}	$I_{d_{1max}}$	$I_{d_{2max}}$	$I_{d_{3max}}$
Teóricos	$2,12A$	$2,12A$	$1,06A$	$1,21A$	$0,91A$	$2,12A$
Simulados	$2,02A$	$2,22A$	$1,03A$	$1,18A$	$0,902A$	$2,01A$

Cuadro 19: Cálculos teóricos y simulados del convertidor $BUCK^2(2)$

Val.	I_{d_1}	I_{d_2}	I_{d_3}	Δv_{C_1}
Teóricos	$498,2mA$	$498,2mA$	$940mA$	$664mA$
Simulados	$471,54mA$	$471mA$	$872mA$	$629mA$

Cuadro 20: Cálculos teóricos y simulados del convertidor $BUCK^2(3)$

1.4.4. Elección de componentes reales

1) Condensador 1:

Como hemos calculado antes, tiene que tener una capacidad de $1,5\mu F$. Usando (114) obtenemos el voltaje que tiene que soportar:

$$V_{C_1} = k \cdot \left| \frac{-5V}{0,53} \right| = 20V$$

2) Condensador 2:

Tiene que tener una capacidad de $3\mu F$, que es el doble de lo que habíamos calculado previamente, para que se cumpla (29) y podamos calcular correctamente el ESR:

$$ESR \leq \frac{\Delta v_o - \frac{\Delta v_C}{2}}{\Delta i_{L_1}} = \frac{36,16mV_{pp} - \frac{36,16mV_{pp}}{2}}{253mA} \rightarrow$$

$$ESR \leq 77,61m\Omega$$

3) Bobina 1:

Tendremos que usar una bobina 1 que soporte:

$$I_{L_{1max}} > k \cdot 1,21A \rightarrow I_{L_{1max}} = 2,2A$$

Y por supuesto una resistencia interna mínima.

4) Bobina 2:

Tendremos que usar una bobina 2 que soporte:

$$I_{L_{2max}} > k \cdot 2,12mA \rightarrow I_{L_{2max}} = 4A$$

Y por supuesto una resistencia interna mínima.

5) Diodo 1:

Utilizando (125), (128) y (129) obtenemos:

$$I_{F_{av}} \geq 498,2mA$$

$$V_{R_d} \geq 17,6V$$

$$I_{FR} \geq 1,356A$$

Por lo que se tendrá que cumplir que:

$I_{F_{av}}$	1
I_{FSM}	2,5A
V_{RRM}	35V
$V_{\gamma 1}$	Mínimo posible

Cuadro 21: Requerimientos del diodo 1 a escoger

6) Diodo 2:

Utilizando (132), (133) y (127) obtenemos:

$$I_{F_{av}} \geq 498,2A$$

$$V_{R_d} \geq 17,6V$$

$$I_{FR} \geq 0,91A$$

Por lo que se tendrá que cumplir que:

$I_{F_{av}}$	1
I_{FSM}	2A
V_{RRM}	35V
V_{γ_2}	Mínimo posible

Cuadro 22: Requerimientos del diodo 2 a escoger

7) Diodo 3:

Utilizando (126), (130) y (131) obtenemos:

$$I_{F_{av}} \geq 0,94A$$

$$V_{R_d} \geq 9,43V$$

$$I_{FR} \geq 2,235A$$

Por lo que se tendrá que cumplir que:

$I_{F_{av}}$	2
I_{FSM}	4,5A
V_{RRM}	20V
V_{γ_1}	Mínimo posible

Cuadro 23: Requerimientos del diodo 3 a escoger

8) Interruptor:

Utilizando (134), (135) y (136) obtenemos:

$$I_{F_{av}} \geq 564mA$$

$$V_R \geq 18,83V$$

$$I_{FR} \geq 2,56A$$

Por lo que se tendrá que cumplir que:

$I_{F_{av}}$	1A
I_{FSM}	5A
V_{RRM}	40V
V_{SW}	Mínimo posible

Cuadro 24: Requerimientos del interruptor a escoger

2. Análisis de rendimientos

A continuación procedemos a calcular los rendimientos que nos proporciona cada tipo de convertidor según las ecuaciones que hemos calculado y verificado con las simulaciones.

Hemos de mencionar que, en un principio nuestra frecuencia elegida para realizar los cálculos fue 100KHz , y una vez hechos los cálculos pertinentes para cada circuito, nos dimos cuenta que los componentes (bobinas y condensadores) eran muy grandes, y eso nos generaron dos problemas: cuanto más grande sea el valor del componente, más caro es, y también más grande. Así, decidimos subirlo al valor actual (500KHz).

Al realizar de nuevo los cálculos, nos percatamos de que el rendimiento teórico y el simulado distaban de coincidir, y la razón es porque al subir la frecuencia, las pérdidas ($P_{SW_{on}}$ y $P_{SW_{off}}$ en el interruptor se hacen notar, pero ésta no se tienen en cuenta en la expresión teórica del rendimiento, de ahí que el valor teórico sea mayor que el simulado.

Por tanto, tuvimos que re-calcular el rendimiento η como: $\eta' = \frac{P_{out}}{P'_i} = \frac{P_{out}}{P_i + P_{conm}} = \frac{P_o}{P_i + P_{on_{sw}} + P_{off_{sw}}}$

Para ello nos ayudamos del simulador, que nos permite graficar estas pérdidas:

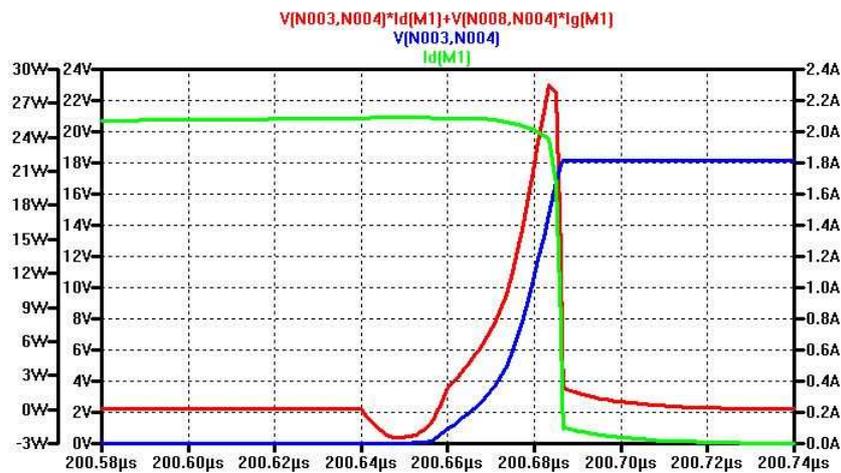
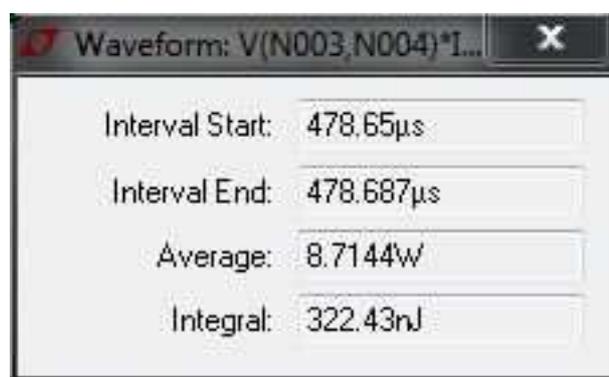


Figura 31: Gráfica de pérdidas por conmutación ($P_{off_{sw}}$)

En la figura 31 están representados tanto el Voltaje (Azul) como la Intensidad (Verde) en T_{off} , en la que se aprecia como forman un triángulo (aproximadamente) que correspondería con la Potencia (Rojo). De hecho, la forma de la curva de Potencia, se corresponde a una carga inductiva, en el que se aprecia que cuando la corriente aumenta, el voltaje se mantiene, hasta que la I llega al máximo (se carga la bobina), y a partir de ahí disminuye el voltaje. Si fuera resistiva la carga, mientras que el Voltaje disminuye, la corriente aumenta.

Figura 32: Pérdidas por conmutación(P_{off})

Una vez hecho este cálculo, multiplicamos el valor de la pestaña **Integral**, por la frecuencia($500KHz$) y obtenemos las **Pérdidas por conmutación**. Aplicando esto a cada topología obtenemos la siguiente tabla de rendimientos:

Rendimiento	BUCK	SEPIC	ZETA	BUCK ²
Teórico	92,07 %	87,21 %	88,89 %	90,28 %
Simulado	92,05 %	86,16 %	88,29 %	90,85 %

Cuadro 25: Rendimientos de cada topología

IMPORTANTE: Para el cálculo de los rendimientos teóricos he creado una herramienta propia que consiste en un *Excel* que calcula dichos valores, y genera la gráfica correspondiente, en base a los valores requeridos introducidos. Además calcula todos los valores de rizados, voltajes y corrientes, así como los valores tanto de la bobina como del condensador, del *BUCK*.

3. Conclusiones y elección de topología

A la hora de escoger nuestro convertidor nos basamos en 3 pilares: **economía, simplicidad y rendimiento**

Economía: uno de los factores más importantes a tener en cuenta es lo que nos va a costar montar el convertidor, y en este sentido, será obvio que el que tenga menos componentes será el más barato por lo que *BUCK* sería el apropiado.

Simplicidad: este factor también va ligado al número de piezas, e implica que tiene que ser fácil de montar. Por tanto, escogemos de nuevo el *BUCK* por ser el más simple de montar.

Rendimiento: el otro factor importante es el rendimiento que nos aporte cada tipo de convertidor, y cuanto más alto mejor, pues significa que menos pérdidas sufre el circuito, y según los estudios realizados, el *BUCK* nos ofrece un mejor rendimiento sobre los demás tipos.

Por tanto, concluimos que el *BUCK* es el convertidor ideal para nuestro propósito.

4. Selección del circuito de control

Una vez que hemos analizado todas las opciones de convertidores y escogido el adecuado para nuestro proyecto, es momento de diseñar el circuito de control:

Generador de PWM: Debemos implementar un integrado que genere una señal PWM en función de la salida V_o del sistema y corrija el ciclo de trabajo, y por consiguiente V_o , ante cambios en la entrada (V_i).

Escogeremos el integrado LT1243, el cual es un generador de PWM realimentado en corriente (porque responde más rápido a los cambios). El datasheet nos aporta las ecuaciones y gráficas necesarias para ajustar la frecuencia de la PWM a 500KHz, así como la resistencia de sensado.

Circuito de arranque suave: Con la implementación de este circuito controlamos el ciclo de trabajo del generador de pulsos en los primeros instantes de funcionamiento, para evitar el pico de corriente inicial.

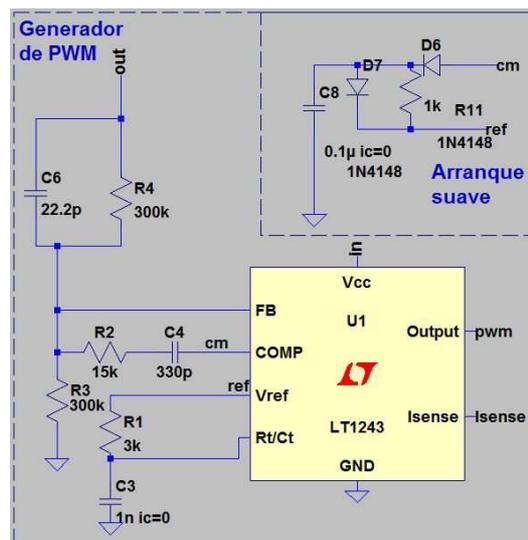


Figura 33: Esquema en LTspice IV de Gen. de PWM y arranque suave

Driver: Tenemos que implementar un driver que genere la diferencia de tensión necesaria entre la puerta y el surtidor del *High Side* MOSFET, a partir de la señal de PWM, y además haciendo que este esté referida a tierra.

Escogemos el LTC4449, el cual nos aporta características muy interesantes, ya que por ejemplo, cuenta con un pin que hace la función de ENABLE, la cual nos será muy útil a la hora de implementar la protección de cortocircuito, o también, que posee una segunda salida, la cual genera la señal de PWM invertida, que puede

ser conectada a otro MOSFET con su surtidor referido a tierra, de tal forma que controla la apertura y cierre de cada interruptor.

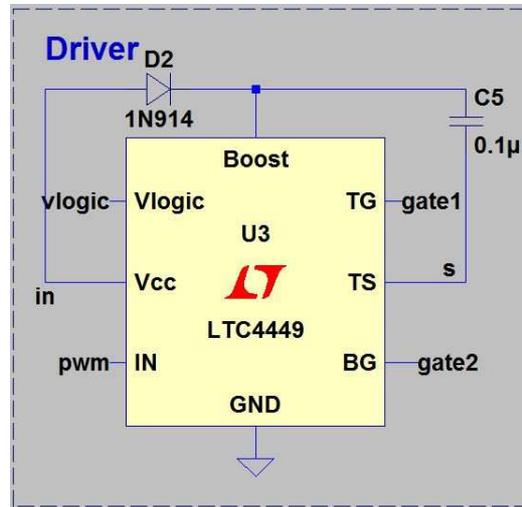


Figura 34: Esquema en LTspice IV del Driver

Operacional para realimentación: La parte más difícil de la construcción del circuito es la realimentación en corriente del Generador de PWM, por tratarse de un MOSFET *High Side*, y hemos optado por el método que consiste en medir la diferencia de voltaje en una R_{shunt} con un operacional en configuración restadora. Hemos escogido un LT1006S8 por su bajo valor de V_{offset} y por su capacidad para oscilar a pocos mV de tierra.

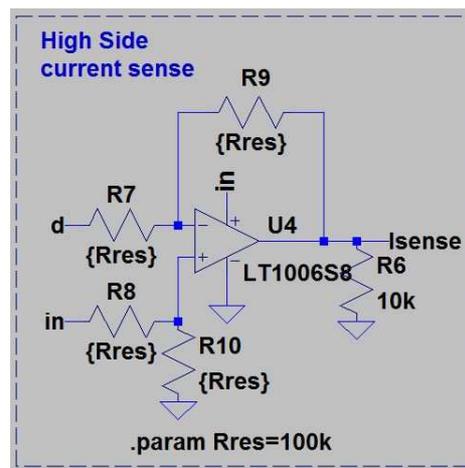


Figura 35: Esquema en LTspice IV de *High Side* Mosfet

Circuito protector de sobre-corriente: Hemos implementado un circuito que aprovecha la entrada lógica del driver, para conseguir impedir su funcionamiento en situación de corto circuito. Hemos usado otro LT1006S8 como un comparador. Compara la V_{on} del diodo con la mitad del valor del salida, ya que tiene un partidor de tensión. Cuando se produce el cortocircuito(baja el voltaje), la señal de salida del comparador cambia, desactivando el driver.

Lo que ocurre es que el LT1243 no pone a 0 la PWM cuando detecta el *Undervoltage*, sino que en cada ciclo manda señal, y al detectarlo, la corta, por lo que se genera una PWM con ciclo de trabajo mínimo, y por consiguiente, sigue pasando corriente por los interruptores.

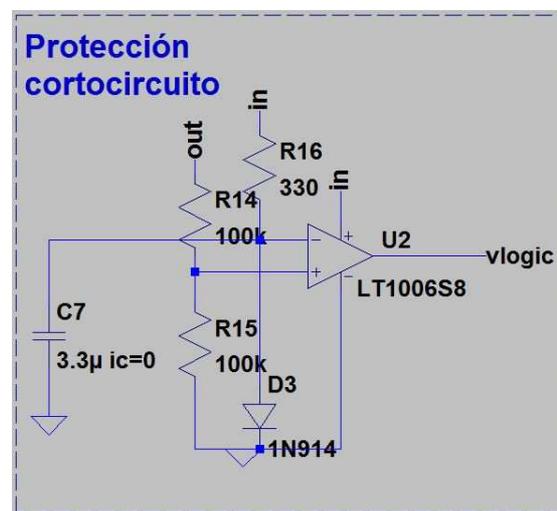


Figura 36: Esquema en LTspice IV de la Protección de Cortocircuito

5. Simulaciones

5.1. Regulación de línea

A continuación vamos a mostrar el comportamiento de la salida del convertidor con respecto a la variación de V_{in} :

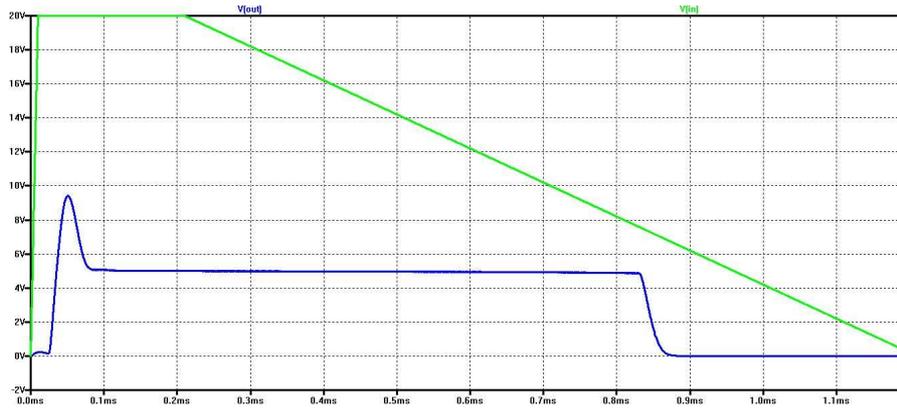


Figura 37: Regulación de línea (1) $\frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}}$

En esta captura simulamos una supuesta $V_{in_{max}}$, con la máxima solicitud de corriente permitida (2A) y $R_{Load} = 2,5\Omega$. Observamos que la respuesta es excelente hasta que el voltaje proporcionado por el panel baja de los 5V, lo cual es esperado, al tratarse de un reductor.

Sin embargo, si probamos con $V_{in} = 10V$ desde el principio, observaremos que no arranca, así que pondremos un rango de voltaje $V_{in} = 20V - 11V$:

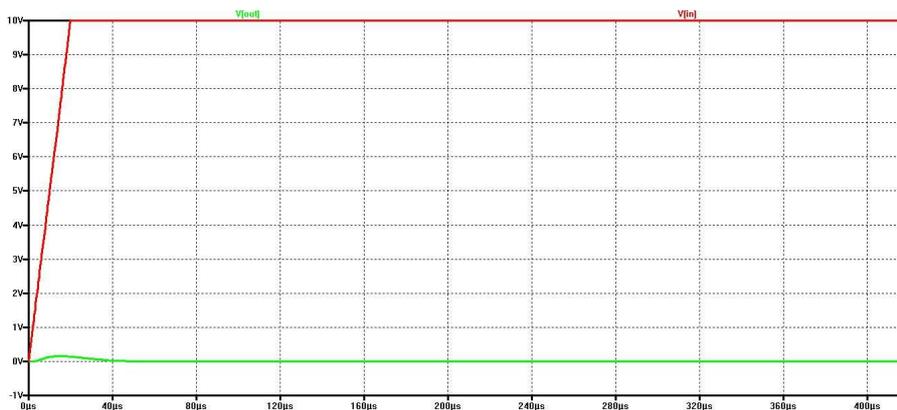


Figura 38: Regulación de línea (2) $\frac{\Delta V_{out}}{V_{in_{min}}}$

Ahora analizamos el comportamiento de nuestro convertidor cuando se produce un cambio brusco en V_{in} :

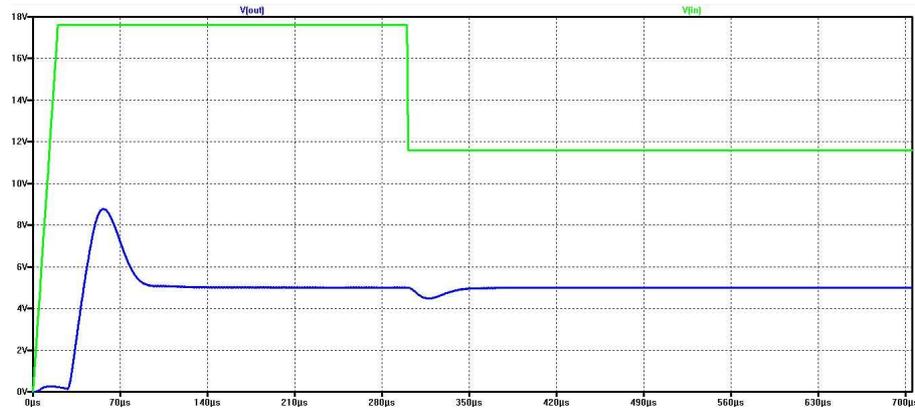


Figura 39: Regulación de línea (3) $\frac{\Delta V_{out}}{V_{in_{min}}}$

5.2. Protección de cortocircuito

Mostramos cómo responde nuestro circuito ante un cortocircuito:

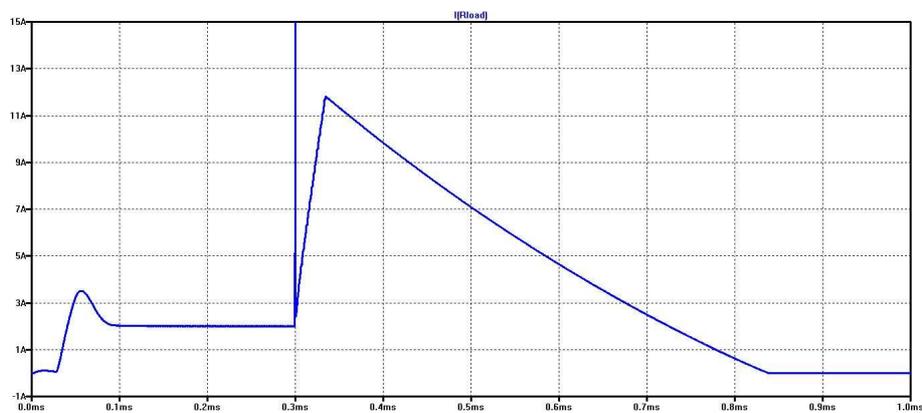


Figura 40: Protección de cortocircuito

Vemos como al producirse la sobre corriente, se produce un pico de intensidad importante de unos pocos microsegundos y a continuación va disminuyendo hasta no producir corriente.

5.3. Variaciones de carga

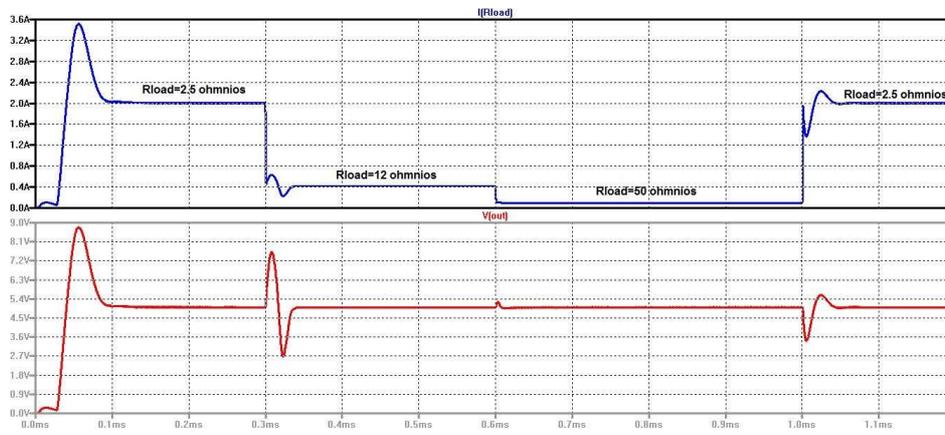


Figura 41: V_{out} con diferentes cargas

Parte IV

Fase de implementación

1. Diseño y fabricación de circuito impreso

La última parte del proyecto consta del montaje de todos los componentes en una placa integrada. Este proceso lo realizaremos con el programa *Orcad Capture* y posteriormente con el *Orcad Layout*. Constará de las siguientes partes:

- 1) Crear el esquemático del circuito en el *Capture* y posteriormente exportarlo de forma correcta al *Layout*.
- 2) Colocación de cada componente de forma correcta (integrados orientados en un mismo sentido y acercar los componentes que compartan más conexiones entre sí)
- 3) Rutear cada componente de manera respetando el ancho de pista mínimo y evitando ángulos en V o rectos.
- 4) Imprimir los fotolitos y generar los archivos necesarios para el montaje final.

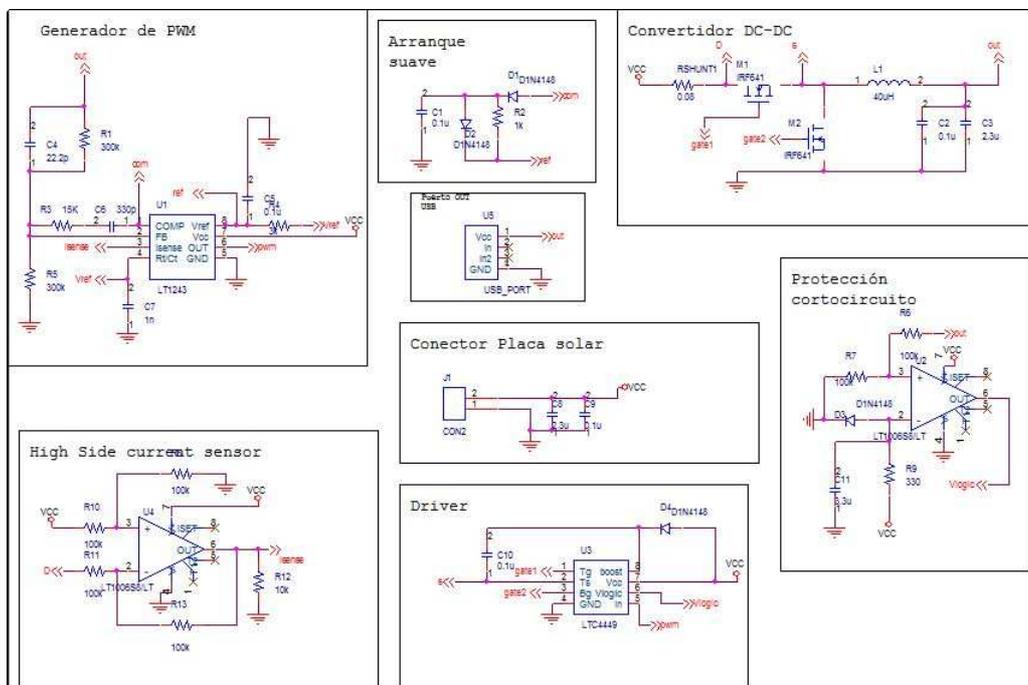


Figura 42: Esquema en Orcad Capture de nuestro convertidor

2. Montaje del dispositivo

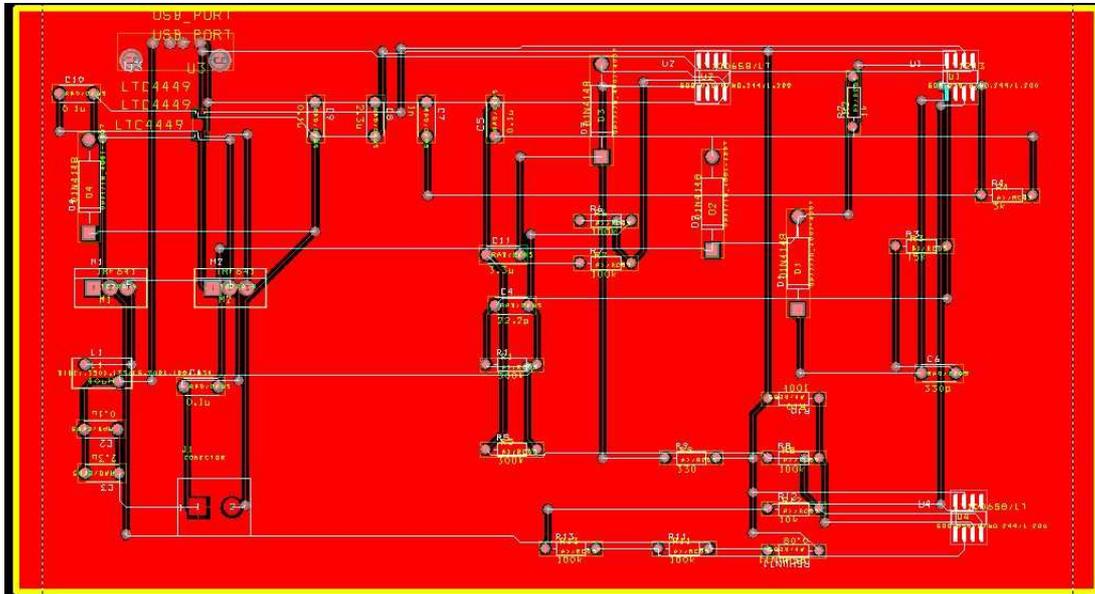


Figura 43: Esquema en la PCB en Orcad Layout de nuestro convertidor

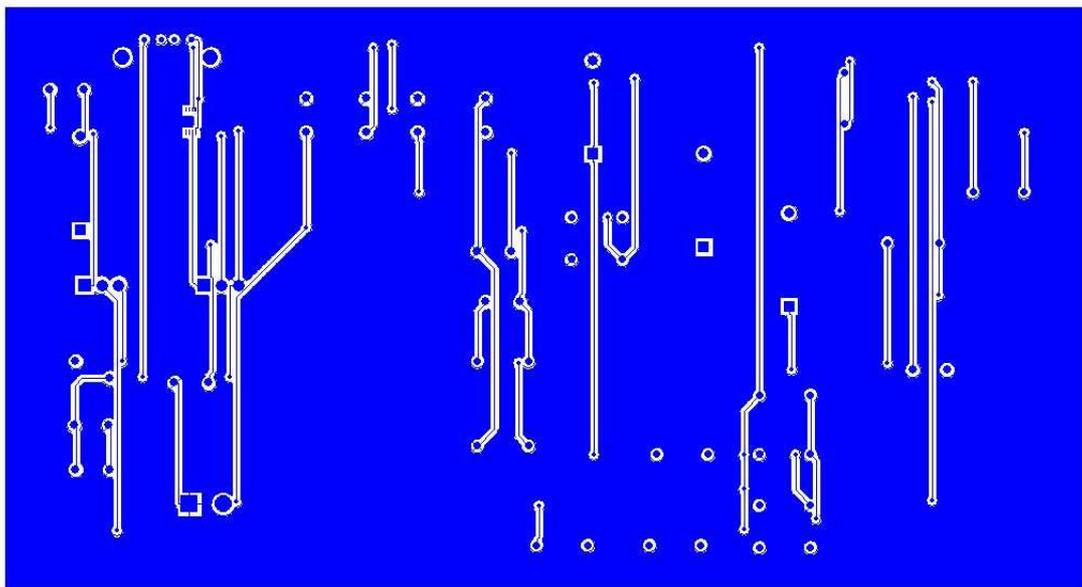


Figura 44: Footprint(cara bottom) de nuestro convertidor

Parte V

Fase final

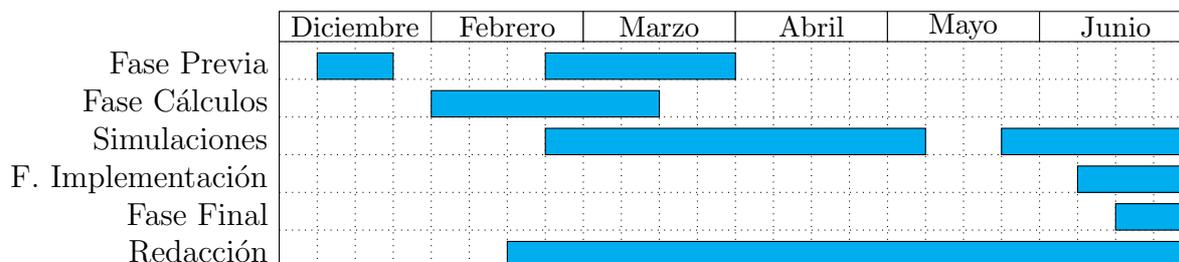
1. Elaboración de presupuesto

Resistencias(Ω)	Precio	Condensadores(F)	Precio	Diodos y Mosfet	Precio
1x 15k	0,88€	3x 0.1 μ	0,48€	3x 1N4148	0,45€
1x 1k	0,55€	1x 330p	0,15€	2x IRF2805	2€
2x 300k	0,70€	1x 1n	0,15€	Bobina(H)	
6x 100k	1,4€	1x 22.2p	0,09€	1x 40 μ	1,5€
1x 10k	0,63€	1x 2.3 μ	0,11€	Integrados	
1x 330	0,50€	1x 3.3 μ	0,16€	1x LTC4449	2€
1x 3k	0,56€			1x LT1243	4,66€
1x 80	0,3€			2x LT1006 S8	4€

Cuadro 26: Presupuesto del circuito

2. Evaluación de las fases de proyecto

A continuación realizamos un estudio de como se han cumplido en realidad los plazos marcados para cada parte del desarrollo del proyecto:



En este gráfico podemos observar que las simulaciones nos ha ocupado una parte importante del desarrollo del proyecto. Básicamente porque, a parte de la verificación de cada una de las ecuaciones calculadas para cada tipología, así como el comportamiento de éstas con elementos reales y el cálculo de sus rendimientos. Tuvimos un gran problema a la hora de la realimentación en corriente del generador de PWM, lo que retraso el proyecto bastante, y derivó en numerosas simulaciones a modo de pruebas, para conseguir nuestro propósito.

La selección de topología también nos ocupó una parte considerable, ya que había que analizar los rendimientos y todos los comportamientos de los circuitos, para escoger el adecuado.

En tercer lugar está la caracterización del panel solar. En este proceso, como ya hemos explicado en su apartado correspondiente, cogimos numerosas medidas, pero el problema vino con que se dieran las condiciones climatológicas adecuadas, y por eso se alargó un poco esta parte.

Los demás apartados mencionados nos ocuparon un menor tiempo, ya que en su realización no se presentaron problemas.

Parte VI

Conclusiones

3. Conclusiones

Con este proyecto me llevo el gran conocimiento adquirido de múltiples componentes, que se antojan básicos para la electrónica. He estudiado su comportamiento e implementación en profundidad.

He adquirido conocimientos sobre el uso de varios programas que me han servido para acometer el proyecto, y gracias a este, me siento capacitado para realizar otros proyectos del mismo ámbito, con garantías de éxito.

Considero por tanto que he hecho un buen trabajo, esforzándome día a día por hacerlo lo mejor posible.

4. Posibles mejoras

La mejora más reseñable de este proyecto se daría en el montaje, ya que por falta de tiempo no ha sido posible implementar los componentes en la PCB. Aún así está realizado el modelo de la placa en **Orcad Layout**. Por supuesto, habría que aumentar todas las pistas en la medida de lo posible.

Habría que analizar en profundidad la disipación del circuito, ya que no hemos estudiado los casos al respecto.

Concluimos por tanto las mejoras a este proyecto vendrían a la parte del montaje, la cuál no ha sido abordada en profundidad en este proyecto.

5. Bibliografía

Referencias

- [1] SERGIO RODRÍGUEZ BUENAFUENTE, *Obtención de las ecuaciones del convertidor CUK*, Electrónica de Potencia, 2013.
- [2] ROBERT W.ERICKSON and DRAGAN MAKSIMOVIC, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic, 2001.
- [3] CHRISTOPHE P. BASSO, *Switch-Mode Supplies. Spice Simulations and Practical Designs*, MacGrawHill, 2008.

6. Agradecimientos

En primer lugar, quería agradecer a mi tutor Sergio, por todo lo que he aprendido con él, y por ser paciente conmigo, con lo pesado que soy.

A todos los compañeros de grado que he tenido estos 4 años, siendo un apoyo incondicional en todo momento para mí. Gracias a todos ellos ha sido mucho más llevaderas las largas horas de estudio y hasta dan ganas de ir a clase.

A mi padre Julio, por ayudarme en todo momento y esforzarse día a día para que esto saliera adelante, tanto por su ayuda como por sus bocadillos, los cuales son conocidos por muchos compañeros. A mi madre María Cecilia, por su apoyo moral incondicional en todo momento, y sus ánimos incansables, y su esfuerzo diario, para conseguir este objetivo. Gracias a ambos. Especial mención a mi perro Jacky, que siempre está ahí y me saca una sonrisa.

A mi novia Tere, sin la cuál no habría conseguido lo que he conseguido hasta ahora, ya que es un pilar fundamental en mi vida, ayudándome a mejorar y a seguir luchando, por muy mal que se pongan las cosas. Gracias por estar ahí.

A amigos y familiares que han intervenido de alguna u otra manera, en este éxito, ya sea con consejos, apoyo o ideas. Gracias.

Julio Daniel Pérez Cabrera