

Convertidor semipuente boost compacto

Trabajo Final Integrador de Electrónica Industrial

Alumno: Villar, Federico Ignacio
Profesores: Agüero, Claudio
Gangi, Sergio Oscar
Fecha de entrega: 14 de junio de 2024
Córdoba, Argentina

Resumen

En el siguiente informe se trata el desarrollo de un convertidor semipuerto boost compacto. Para ello, se parte de una topología de referencia, a la cual se le realiza una ligera modificación en la etapa de alimentación. Se busca diseñar un convertidor electrónico que permita regular la tensión de salida a partir de la inyección de corriente continua de un panel solar de 5 kWp. En este documento se desarrollan diferentes cálculos, se simula de forma ideal, y también se realiza una cuidadosa selección de componentes y diseño de una placa en donde se monte el circuito final.

Índice de Contenidos

1. Inicio	1
1.1. Introducción	1
1.2. Objetivo	1
1.3. Justificación	1
1.4. Requerimientos de diseño	2
2. Marco teórico	3
2.1. Descripción general	3
2.2. Operación	4
2.3. Modos de operación	5
2.3.1. Modo 1	6
2.3.2. Modo 2	7
2.3.3. Modo 3	7
2.3.4. Modo 4	8
2.4. Estado estacionario	8
2.5. Conmutación suave	11
2.5.1. Encendido a tensión cero de S_U	11
2.5.2. Encendido a tensión cero de S_L	12
2.5.3. Tiempo muerto t_D	12
2.5.4. Efecto de los capacitores de snubber C_r	13
2.5.5. Diseño de los capacitores de snubber C_r	14
3. Diseño del convertidor	16
3.1. Puntos de partida	16
3.2. Características deseadas	18
3.3. Relación de transformación	18
3.4. Inductor de entrada	19
3.5. Capacitores de entrada	19
3.6. Capacitores de filtro a la salida	20
3.7. Ciclos de trabajo de las señales	20
3.8. Red Snubber RCD	20
4. Simulación	21
4.1. Circuito implementado	21
4.2. Formas de onda	22
4.2.1. Señales de disparo	22
4.2.2. Señales de salida	22
4.2.3. Señales en los IGBTs	25
4.2.4. Señales en el transformador	25

5. Selección de componentes	28
5.1. Criterios a adoptar	28
5.2. Selección del IGBT	28
5.3. Selección de diodos	30
5.3.1. Diodos de snubber	30
5.3.2. Diodos de salida	31
5.3.3. Diodo volante para el inductor de entrada	32
5.4. Selección de capacitores	32
5.4.1. Capacitores de entrada y snubber	32
5.4.2. Capacitores de salida	32
6. Informes con L^AT_EX	33
6.1. Una breve introducción	33
6.2. Añadiendo tablas	33
7. Aquí un nuevo tema	34
7.1. Haciendo informes como un profesional	34
7.2. Otros párrafos más normales	35
7.3. Ejemplos de inserción de código fuente	36
7.4. Agregando múltiples imágenes	37
Más ejemplos	38
Listas y Enumeraciones	38
Otros	38
Referencias	39
Anexo A. Cálculos realizados	39
A.1. Metodología	39
A.2. Resultados	40

Índice de Figuras

2.	Formas de onda para $d \leq 0.5$: (a) Señales de encendido S_U y S_L . (b) i_p , \bar{i}_p e i_m . (c) i_{SL} e i_{SU} . (d) i_s , i_{DRL} e i_{DRU}	4
3.	Modos de operación del convertidor.	6
4.	Corrientes del circuito en estado estacionario.	9
5.	(a) d vs. $V_{in(pu)}$ y (b) $V_{bus(pu)}$ vs. $V_{in(pu)}$; para $V'_{o(pu)} = 1$ parametrizada en $I'_{o(pu)}$	10
6.	Ganancias del convertidor en función del ciclo de trabajo d y de la corriente de salida $I'_{o(pu)}$	11
7.	Curvas para $t_D > t_z$: (a) Señales de encendido S_U y S_L . (b) i_p , \bar{i}_p e i_m . (c) i_{SL} e i_{SU} . (d) v_{SL} y v_{SU}	12
8.	Forma de onda de las corrientes i_P e i_m para: (a) $i_m(t_3) > 0$ y (b) $i_m(t_3) < 0$	13

9.	Señales de encendido de S_L y S_U , corriente i_{SU} y tensiones v_{SU} para distintos casos de valores de capacitancia de snubber.	14
10.	Energía Q utilizada para el dimensionamiento de los capacitores de snubber.	14
11.	Esquema general de un único convertidor.	17
12.	Esquema de conexión final.	18
13.	Esquemático del circuito implementado en PLECS.	21
14.	Señales de disparo de los IGBT.	22
15.	Señales de salida para máxima carga.	23
16.	Transitorio de la señal de salida.	24
17.	Potencia de salida para máxima carga.	24
18.	Señales de tensión y corriente en los IGBT implementados.	25
19.	Tensiones en los devanados del transformador.	26
20.	Corrientes en los devanados del transformador.	27
21.	Corriente en el diodo de snubber	30
22.	Señales en el diodo de salida.	31
23.	Título de la imagen en el índice.	33
24.	Apolo flotando a la izquierda.	34
25.	Ejemplo de imagen múltiple.	37
A.1.	Imagen en anexo.	39

Índice de Tablas

1.	Especificaciones técnicas del módulo AE14HxxxVHC10B	16
2.	Características del IGBT seleccionado.	29
3.	Características principales del diodo para snubber seleccionado.	31
4.	Características principales del diodo para salida seleccionado.	32
5.	Ejemplo de tablas.	33
A.1.	Tabla de cálculo.	40

Índice de Códigos

1.	Ejemplo en Python.	36
2.	Ejemplo en Java.	36
3.	Ejemplo en Matlab.	36

1. Inicio

1.1. Introducción

Año tras año la demanda de energía eléctrica mundial en general va en aumento, lo cual crea la necesidad de disponer de la energía eléctrica suficiente para satisfacer las demandas de consumo. Tanto o más importante como la producción energética, es lograr un máximo aprovechamiento de ésta mejorando el rendimiento de los equipos y de los propios receptores o instalaciones que consumen energía.

1.2. Objetivo

Dado que los paneles fotovoltaicos no entregan una potencia constante, ni corriente constante, ni tensión constante, hace falta un circuito que pueda manejarse bien dentro de ciertas variaciones.

El objetivo de este trabajo es, de entre todas las tecnologías y topologías de convertidores electrónicos, seleccionar la más apropiada, que pueda funcionar adaptándose a las variaciones de los paneles fotovoltaicos, y que sea la más eficiente para campos fotovoltaicos de alrededor de 5 kWp y quede dispuesta para que otro convertidor la inyecte a red o utilizar en DC.

1.3. Justificación

En los últimos años se ha despertado un creciente interés por el estudio de los problemas que afectan a la red eléctrica y que degradan la calidad del suministro que reciben los usuarios de la misma. La problemática es muy variada dando lugar a un amplio campo de estudio que, entre otros muchos temas incluye los efectos de la creciente deslocalización de los sistemas de generación, debido a la gran expansión de las energías renovables, y el desarrollo de equipos de compensación activa para la mejora de la calidad del suministro y el ahorro energético.

En este informe se desarrolla el caso del convertidor semi puente boost compacto, adjunto en la figura 1.

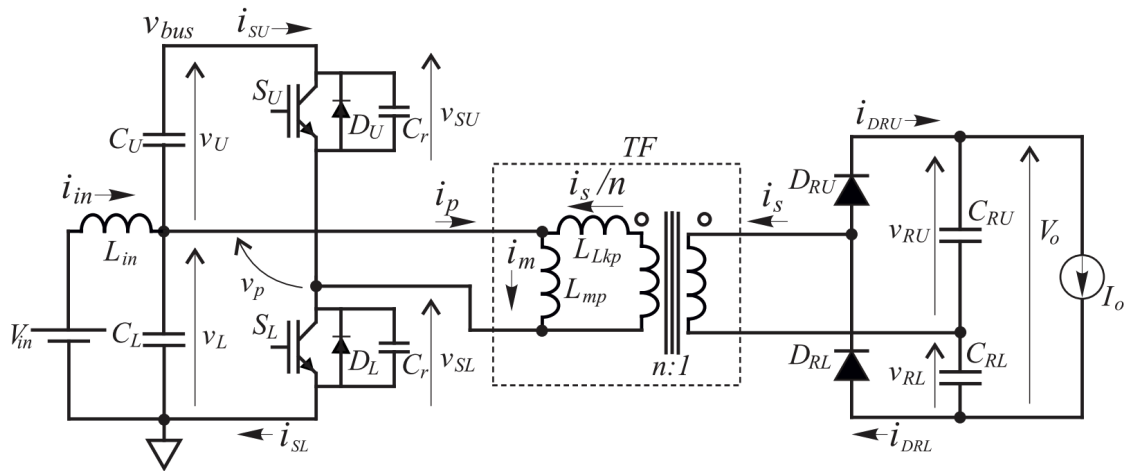


Figura 1: Convertidor semipuente boost compacto.

1.4. Requerimientos de diseño

- Tensión de entrada: $48 V_{DC}$
- Tensión de salida: $400 V_{DC}$
- Rango de corriente: $0 - 40 A$
- Se pueden colocar módulos DC-DC en paralelo.

2. Marco teórico

2.1. Descripción general

A la entrada del convertidor se conectan los paneles solares, modelados a través de una fuente de tensión constante V_{in} . El inductor de entrada se usa para atenuar el ripple en la corriente de entrada i_{in} . Dependiendo del requerimiento de ripple en la corriente de entrada, o de la impedancia de salida de la fuente de alimentación es posible eliminar o despreciar el efecto del inductor L_{in} . Se usa un transformador de elevador que permita obtener la tensión de salida deseada para el requerimiento de diseño, partiendo de la alimentación a utilizar. Es posible también utilizarlo en una relación 1 : 1 si simplemente es necesario un aislamiento. Es posible modelar también el transformador con su inductancia de dispersión L_{LKp} y su inductancia de magnetización L_{mp} referidas al primario.

Se une uno de los bornes del devanado primario del transformador con el nodo entre los capacitores de entrada C_U y C_L , siendo que su tensión respecto de tierra es como una fuente de alimentación obtenida a partir de la carga del capacitor C_L y valor v_L . Se tiene una rama con transistores IGBT, formada por un dispositivo superior y otro inferior. Se tienen diodos de recuperación inversa en ambas, que pueden ser los incluidos dentro del mismo encapsulado. Se trabaja con modulación PWM a una frecuencia de conmutación $f_s = 1/T_s$. Es importante dejar un pequeño tiempo muerto antes del encendido de cada uno de los IGBT, de modo de evitar un cortocircuito con la fuente. El otro extremo del transformador se conecta entre los IGBT, y tiene una tensión media v_{SL} con respecto al terminal de tierra, conmutando de esa forma entre v_{bus} y GND.

Se tiene así entonces para la tensión del primario v_P :

- v_L cuando el IGBT inferior está cerrado.
- $-v_U$ cuando el IGBT superior está cerrado.

Se tiene la salida del secundario del transformador conectada a un rectificador doblador de tensión con los diodos D_{RL} y D_{RU} , y por los capacitores C_{RU} y C_{RL} , estos últimos filtran la tensión de salida V_o , y brindando de acuerdo a la solicitud de la carga una determinada I_o . La energía promedio se extrae del panel solar a través del valor medio de i_P del primario del transformador. Se tiene que el valor promedio \bar{i}_{in} de la corriente de la fuente, igual al promedio \bar{i}_P .

Partiendo del ciclo de trabajo, si d , tal que $0 < d < 1$, representa el ciclo de trabajo del interruptor S_U , el valor promedio de la tensión en el punto medio de la pierna durante T_s está dado por $\bar{v}_{SL} = d\bar{v}_{bus}$, donde \bar{v}_{bus} es el valor promedio de v_{bus} durante T_s . En régimen estacionario, los valores promedios de las caídas de tensión sobre el inductor L_{in} y sobre la inductancia de magnetización L_{mp} deben ser cero. Por consiguiente, el valor promedio de la tensión sobre el interruptor S_L es igual al valor promedio de la tensión sobre el capacitor C_L y a la tensión de la fuente de alimentación, es decir:

$$\bar{v}_{SL} = \bar{v}_{CL} = \bar{V}_{in}$$

En conjunto con la condición $\bar{v}_{SL} = d\bar{v}_{bus}$, se implica que:

$$\bar{v}_{bus} = \frac{V_{in}}{d}$$

Los capacitores de amortiguación C_r mitigan el apagado de los interruptores S_U y S_L , retrasando el incremento de sus correspondientes tensiones v_{SU} y v_{SL} durante el apagado.

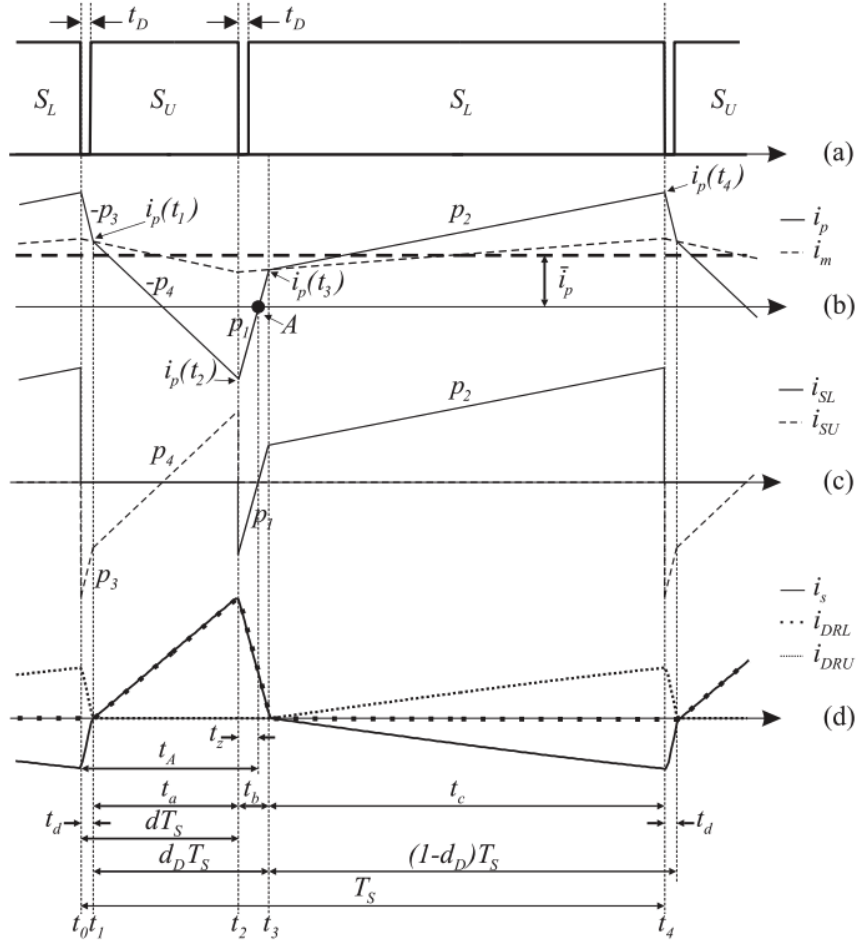


Figura 2: Formas de onda para $d \leq 0.5$: (a) Señales de encendido S_U y S_L . (b) i_p , \bar{i}_p e i_m . (c) i_{SL} e i_{SU} . (d) i_s , i_{DRL} e i_{DRU} .

2.2. Operación

Para realizar un análisis del comportamiento del convertidor en estado estacionario, se asumirá que los capacitores C_L , C_U , C_{RU} y C_{RL} son lo suficientemente grandes como para mantener constante la tensión sobre sus bornes durante un ciclo T_s de PWM. Por lo tanto, para este análisis, las tensiones v_L y v_U serán reemplazadas (a partir de las ecuaciones (3-1) y (3-2)) por fuentes de tensión constante de valor V_{in} y $V_U = \frac{V_{in}(1-d)}{d}$, respectivamente, que corresponden a sus valores medios en estado estacionario. De igual manera, las tensiones v_{RU}

y v_{RL} serán reemplazadas por las tensiones constantes V_{RU} y V_{RL} , que corresponden a sus valores medios teóricos en estado estacionario. Además, en este análisis no se considerarán los capacitores de snubber C_r , por lo que se asumirá que la conmutación de corriente de un interruptor al otro se realiza de manera instantánea.

La figura 2 ilustra las formas de onda que permiten comprender el funcionamiento del circuito del convertidor. Como se puede observar, estas figuras corresponden al convertidor operando con un ciclo de trabajo del interruptor S_U , $d < 0.5$. La figura 2(a) ilustra las señales de encendido de los interruptores S_U y S_L . Nótese la introducción de tiempos muertos de duración t_D entre el apagado y el encendido de ambos interruptores. La figura 2(b) muestra la corriente i_p por el primario del transformador, su valor medio \bar{i}_p , y la corriente de magnetización i_m . En la figura 2(c) se presentan las formas de onda de las corrientes i_{SL} e i_{SU} a través de los interruptores S_L y S_U , respectivamente; y en la figura 2(d) las corrientes i_{DRL} e i_{DRU} a través de los diodos del rectificador, y la corriente i_s por el secundario del transformador.

2.3. Modos de operación

Se analiza la figura de las formas de onda de forma detallada. Para eso, se parte del hecho de que durante un período de conmutación, o sea, T_s , el convertidor tiene cuatro modos de operación que corresponden a los ilustrados en la figura 4.

1. Modo 1 (Periodo $t_d = t_1 - t_0$)
2. Modo 2 (Periodo $t_a = t_2 - t_1$)
3. Modo 3 (Periodo $t_b = t_3 - t_2$)
4. Modo 4 (Periodo $t_c = t_4 - t_3$)

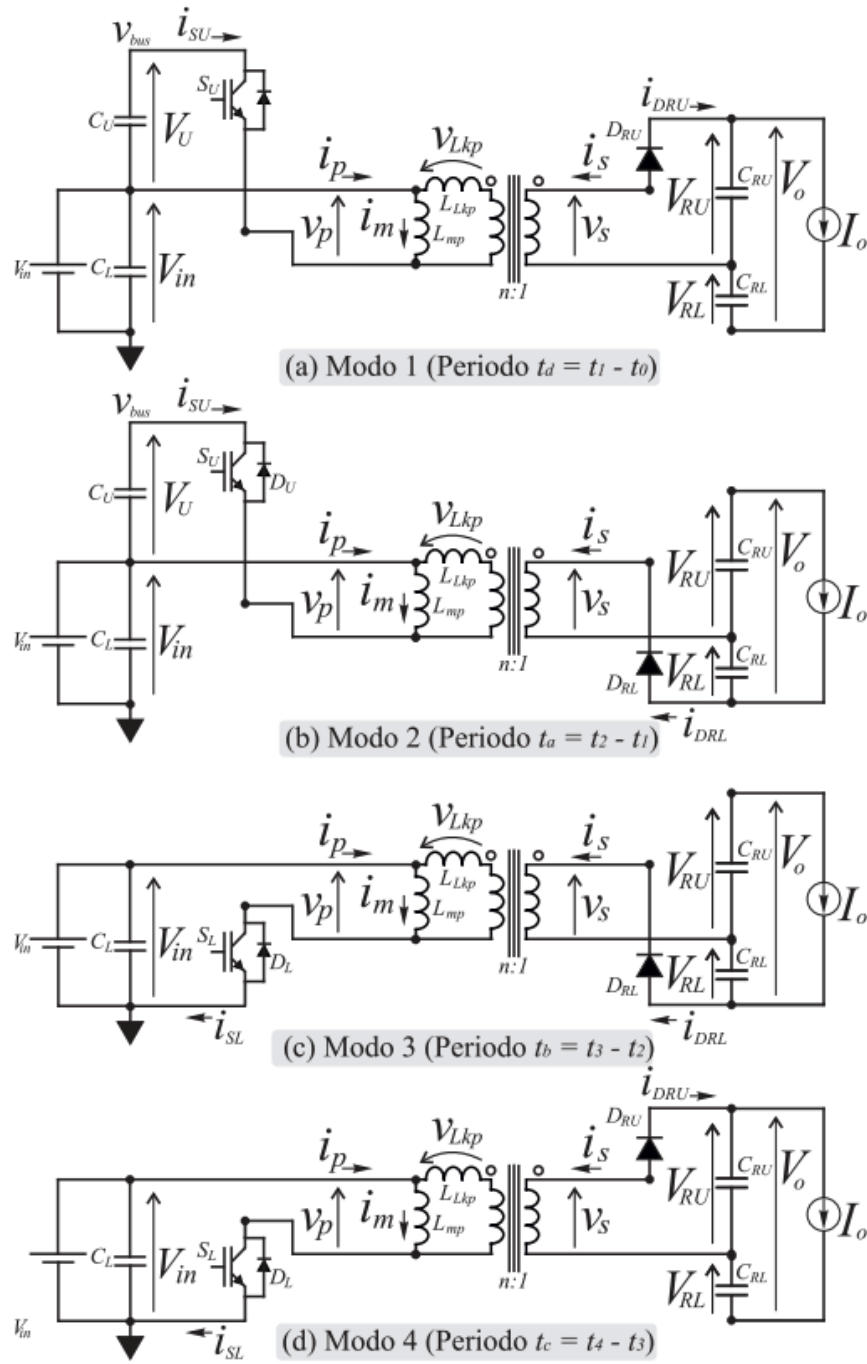


Figura 3: Modos de operación del convertidor.

2.3.1. Modo 1

En el instante t_0 , cuando se apaga el interruptor S_L , la corriente i_p alcanza su valor máximo positivo $i_p(t_0)$ y pasa instantáneamente a circular por el diodo D_U del interruptor S_U . El circuito correspondiente a este intervalo se muestra en la Fig. 3-4(a). En este modo

de operación, la tensión aplicada al primario del transformador es $v_p = -V_U$. La corriente del secundario circula por el diodo D_{RU} , aplicando una tensión $v_s = V_{RU}$ al secundario del transformador, y una tensión $v_{LKp} = -(V_U + nV_{RU})$ sobre la inductancia de dispersión. Así, durante este intervalo, la corriente i_m decrece con pendiente $-V_U/L_{mp}$ y la corriente por la inductancia de dispersión decrece con pendiente $-(V_U + nV_{RU})/L_{LKp}$. La corriente i_p por el primario del transformador (suma de la corriente por la inductancia de magnetización y la corriente por la inductancia de dispersión) decrece con pendiente:

$$-p_3 = -\left(\frac{V_U}{L_p} + n\frac{V_{RU}}{L_{LKp}}\right)$$

donde $L_p = L_{LKp} \parallel L_{mp}$. Luego del intervalo t_D (tiempo muerto), contado a partir de t_0 , se activa el gate del IGBT S_U . El encendido de S_U se realiza a tensión y corriente cero, pues i_p , que es positiva, circula en ese instante por el diodo en antiparalelo con S_U , evitando pérdidas de conmutación. Este modo finaliza en el instante t_1 , cuando la corriente i_p iguala a la corriente i_m , momento en el que D_{RU} se apaga naturalmente cuando su corriente se hace cero.

2.3.2. Modo 2

Al inicio de este modo de operación, la corriente que circula por el primario del transformador es igual a la corriente por la inductancia de magnetización, con un valor de $i_p(t_1)$. Después del instante t_1 , la corriente i_p se vuelve menor que la corriente de magnetización i_m , haciendo que la corriente del secundario circule por el diodo D_{RL} . La corriente i_{DRL} crece desde cero con una pendiente limitada, evitando pérdidas durante el encendido del diodo D_{RL} . La tensión aplicada sobre la inductancia de magnetización sigue siendo $v_p = -V_U$, mientras que la tensión en el secundario del transformador es $v_s = -V_{RL}$. Por lo tanto, la corriente i_m decrece con pendiente $-\frac{V_U}{L_{mp}}$ y la corriente por la inductancia de dispersión decrece con pendiente $-\frac{V_U - nV_{RL}}{L_{LKp}}$. La corriente i_p decrece con pendiente:

$$-p_4 = -\left(\frac{V_U}{L_p} + n\frac{V_{RL}}{L_{LKp}}\right)$$

donde $L_p = L_{LKp} \parallel L_{mp}$. El Modo 2 finaliza en $t_2 = dT$, cuando se apaga el IGBT S_U .

2.3.3. Modo 3

Cuando se apaga el IGBT S_U , la corriente i_p alcanza su máximo negativo $i_p(t_2)$ y pasa instantáneamente a circular por D_L del IGBT S_L . El diodo D_{RL} del rectificador permanece en conducción, y su corriente comienza a decrecer. La tensión sobre la inductancia de magnetización del transformador pasa a ser $v_p = V_{in}$, mientras que la tensión en el secundario sigue siendo $v_s = -V_{RL}$. La corriente i_m crece con pendiente $\frac{V_{in}}{L_{mp}}$, y la corriente por la inductancia de dispersión crece con pendiente $\frac{V_{in} + nV_{RL}}{L_{LKp}}$. La corriente por el primario crece con la pendiente:

$$p_1 = \left(\frac{V_{in}}{L_p} + n \frac{V_{RL}}{L_{LKp}} \right)$$

donde $L_p = L_{LKp} \parallel L_{mp}$. Para asegurar el encendido a tensión y corriente cero de S_L , la activación de este IGBT debe hacerse antes de que la corriente i_p cambie de signo. Esta es una condición de diseño para el correcto funcionamiento del convertidor, asegurando que en el instante de activación la corriente esté circulando por el diodo de recuperación inversa D_L . Este modo finaliza en el instante t_3 cuando la corriente i_p iguala a la corriente i_m , momento en el que el diodo D_{RL} del rectificador se apaga naturalmente al alcanzar su corriente cero.

2.3.4. Modo 4

Durante este intervalo, la corriente i_p que entra al primario del transformador supera a la corriente de magnetización i_m , lo que lleva al encendido del diodo D_{RU} . Este modo de operación coincide con el circuito ilustrado en la Figura 3-4(d). La tensión en el primario del transformador permanece como $v_p = V_{in}$, mientras que la tensión en el secundario se convierte en $v_s = V_{RU}$. La corriente i_m aumenta con una pendiente de $\frac{V_{in}}{L_{mp}}$, y la corriente a través de la inductancia de dispersión aumenta con una pendiente de $\frac{V_{in} - nV_{RU}}{L_{LKp}}$. La corriente i_p también aumenta con una pendiente dada por:

$$p_2 = \left(\frac{V_{in}}{L_p} - n \frac{V_{RU}}{L_{LKp}} \right)$$

donde $L_p = L_{LKp} \parallel L_{mp}$ (3-6). Este modo de operación concluye en $t_4 = T_s$, momento en que se apaga el IGBT S_L y se reinicia al Modo 1.

2.4. Estado estacionario

Para caracterizar a un convertidor como el trabajado en este informe, se desea conocer su ganancia en tensión V_o/V_{in} . Se sabe que este circuito no tiene un comportamiento lineal, por lo que no se puede hallar una ecuación cerrada que exprese la ganancia. Para ello, se toma como referencia del material bibliográfico, un estudio realizado, que obtiene de manera analítica un conjunto de cuatro ecuaciones no lineales con cuatro incógnitas, que definen el comportamiento del convertidor en estado estacionario y permiten encontrar su ganancia de tensión para cualquier punto de operación. Para no depender de la relación de transformación, se trata con las tensiones intervinientes referidas al primario del transformador.

Se tiene la siguiente característica de la forma de onda de corriente para estado estacionario.

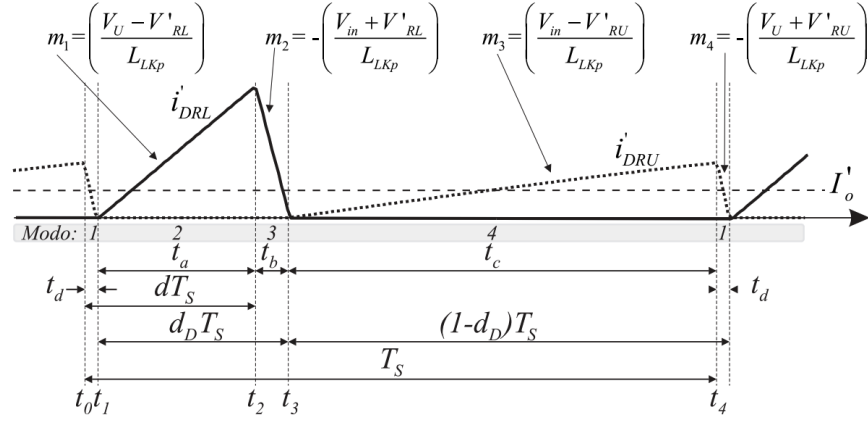


Figura 4: Corrientes del circuito en estado estacionario.

En donde las pendientes están dadas por:

$$\begin{cases} m_1 = \frac{V_U - V_0}{R_L L_{LKp}} \\ m_2 = -\frac{V_{in} + V_0}{R_L L_{LKp}} \\ m_3 = \frac{V_{in} - V_0}{R_U L_{LKp}} \\ m_4 = -\frac{V_U + V_0}{R_U L_{LKp}} \end{cases}$$

Finalmente, las cuatro incógnitas son:

- V'_{RU}
- V_{bus}
- t_b
- t_d

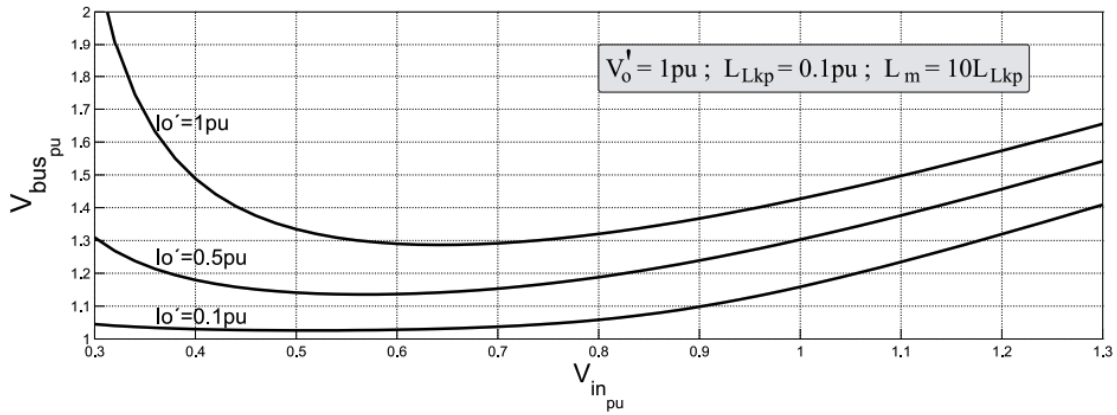
Siendo posible resolver de forma numérica ecuaciones para obtener valores para cada punto específico de operación dado por:

- V_{in}
- I'_o
- V'_o

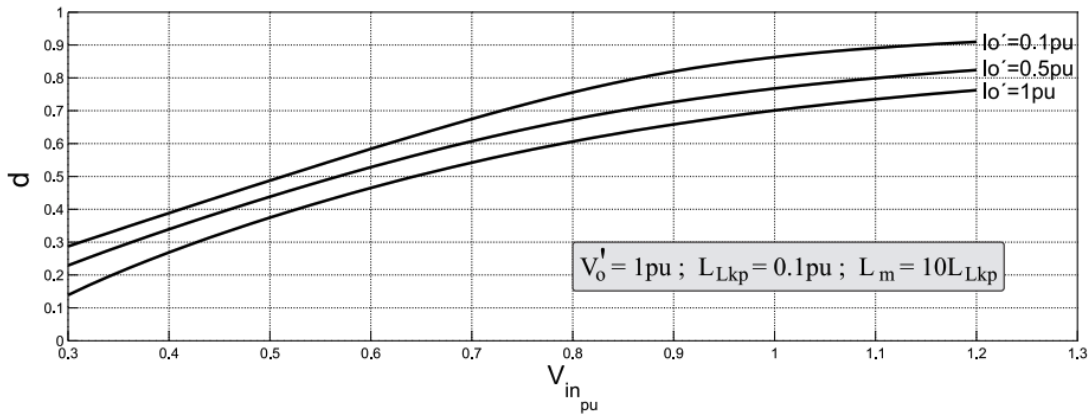
Y a partir de esto obtener la relación V'_o/V_{bus} deseada. Entonces, el sistema de cuatro ecuaciones que modelan el comportamiento del convertidor es:

$$\begin{cases} [V_{bus(pu)} - V_{in(pu)} - (V'_{o(pu)} - V'_{RU(pu)})] \frac{V'_{RU(pu)}}{V'_{o(pu)}} T_{s(pu)} = V_{bus(pu)} t_{b(pu)} \\ (V_{in(pu)} - V'_{RU(pu)}) \left(\frac{V'_{o(pu)} - V'_{RU(pu)}}{V'_{o(pu)}} \right) T_{s(pu)} = V_{bus(pu)} t_{b(pu)} \\ I'_{o(pu)} = \frac{V'_{RU(pu)}}{2V'_{o(pu)}} \left(\frac{V_{in(pu)} + V'_{o(pu)} - V'_{RU(pu)}}{L_{LKp(pu)}} \right) 2\pi t_{b(pu)} \\ I'_{o(pu)} = \frac{V'_{o(pu)} - V'_{RU(pu)}}{2V'_{o(pu)}} \left(\frac{V_{bus(pu)} - V_{in(pu)} + V'_{RU(pu)}}{L_{LKp(pu)}} \right) 2\pi t_{d(pu)} \end{cases}$$

Se logran las siguientes curvas de regulación para las ecuaciones anteriores.



(a) $V_{bus(pu)}$ vs. $V_{in(pu)}$



(b) d vs. $V_{in(pu)}$

Figura 5: (a) d vs. $V_{in(pu)}$ y (b) $V_{bus(pu)}$ vs. $V_{in(pu)}$; para $V'_{o(pu)} = 1$ parametrizada en $I'_{o(pu)}$.

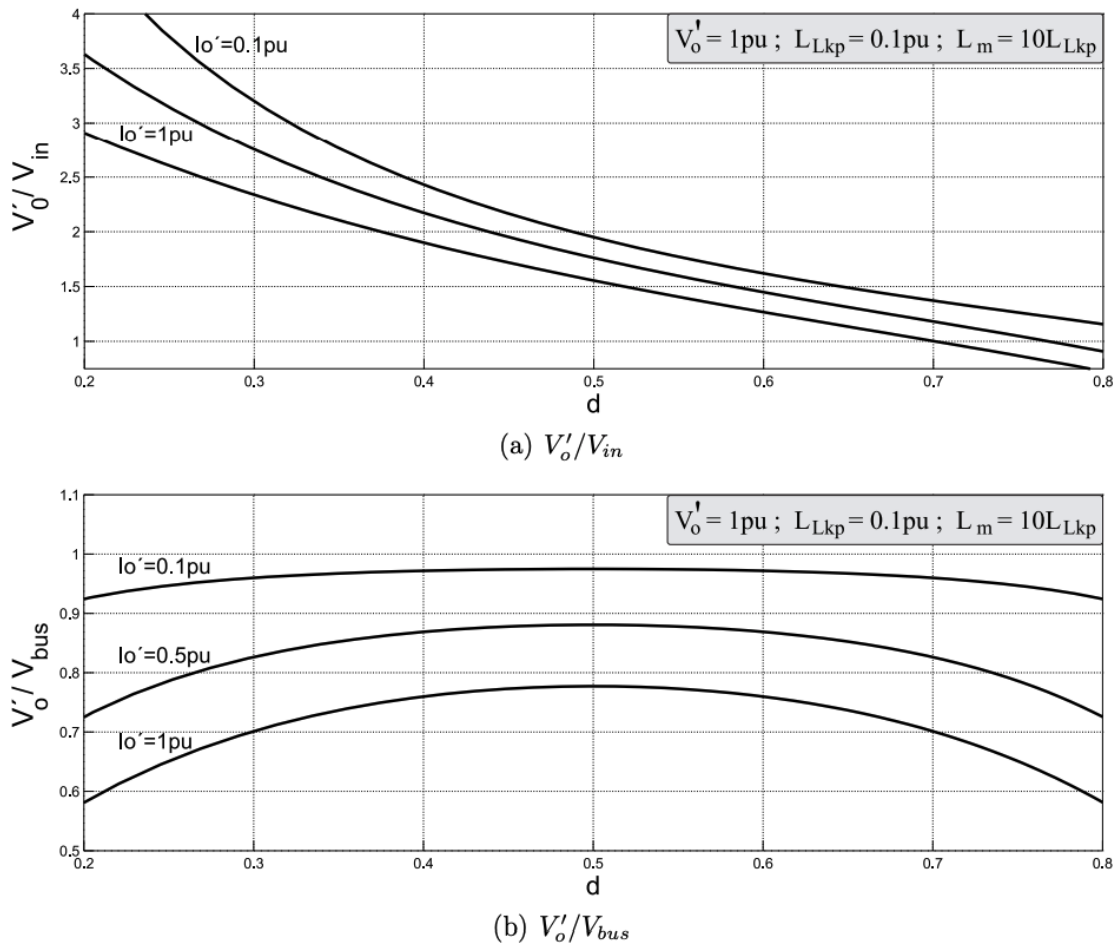


Figura 6: Ganancias del convertidor en función del ciclo de trabajo d y de la corriente de salida $I'_{o(pu)}$.

2.5. Conmutación suave

También llamada ZVS (Zero Voltage Switching), se puede lograr bajo ciertas condiciones y con un determinado rango de tensión de entrada y corriente de salida. El rango de conmutación suave está definido por la relación entre la inductancia de magnetización y la inductancia de dispersión del transformador L_{mp}/L_{Lkp} , por el valor de los capacitores de snubber C_r y el tiempo muerto t_D entre el apagado de un IGBT y el encendido del otro.

2.5.1. Encendido a tensión cero de S_U

Esto es fácil de lograr, cuando se apaga S_L , i_P pasa a circular por el diodo D_U , haciendo que la tensión se vaya a cero. En este momento i_P está en su máximo valor positivo, por lo que se tiene un tiempo considerable para encender S_U antes de que la corriente cambie de signo y despolarice el diodo D_U .

2.5.2. Encendido a tensión cero de S_L

Este encendido es más crítico que el anterior. En el instante t_2 , cuando se apaga S_U , la corriente i_p alcanza su mínimo y pasa a circular por el diodo D_L . La magnitud mínima $i_p(t_2)$ puede ser pequeña y a partir de ese momento la corriente por el primario del transformador comienza a crecer con una pendiente elevada, p_1 . De esta forma, el tiempo muerto t_D máximo a usar es reducido.

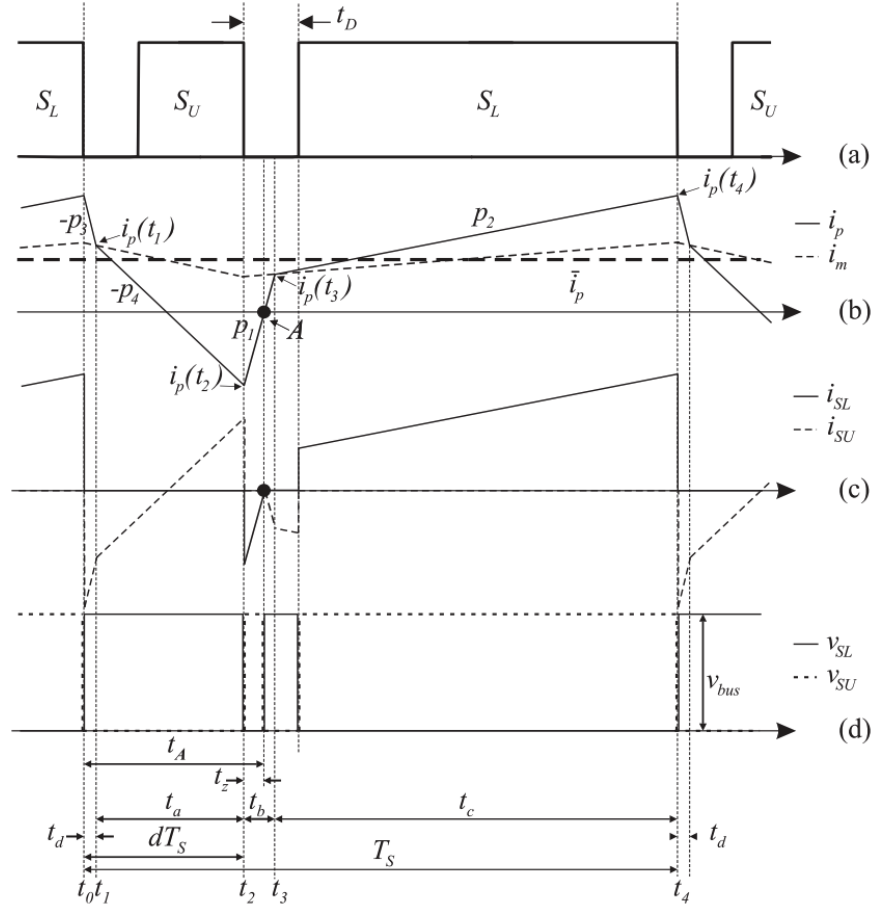


Figura 7: Curvas para $t_D > t_z$: (a) Señales de encendido S_U y S_L . (b) i_p , \bar{i}_p e i_m . (c) i_{SL} e i_{SU} . (d) v_{SL} y v_{SU} .

2.5.3. Tiempo muerto t_D

Luego del apagado de la llave S_U , para asegurar que la llave S_L encienda a tensión cero, su activación debe realizarse antes de que i_p cambie de negativa a positiva. Si se define t_A como el tiempo contado desde t_0 , hasta el instante en que la corriente cruza por cero en el punto A, y se define $t_z = (t_A - t_2)$ como el tiempo que tarda la corriente i_p en cruzar por cero luego del momento t_2 en que se apagó S_U , para que la llave S_L encienda a tensión cero, debe ser $t_D < t_z$.

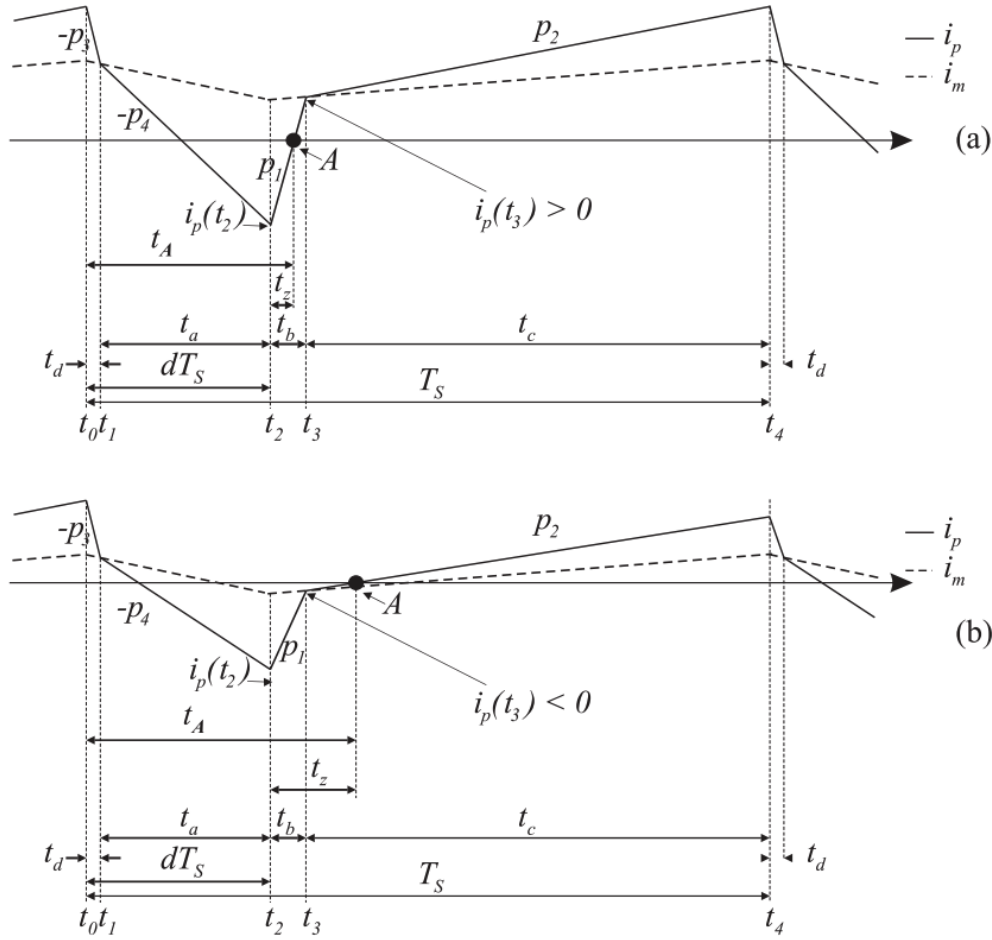


Figura 8: Forma de onda de las corrientes i_p e i_m para: (a) $i_m(t_3) > 0$ y (b) $i_m(t_3) < 0$.

Resulta necesario limitar el valor mínimo de la relación L_{mp}/L_{LKp} , además, al aumentar esta relación disminuye $t_{z(min)}$. Esto no es conveniente porque limita el tiempo muerto t_D , que es el tiempo que tienen las llaves en el apagado para llevar a cero las corrientes y realizar la carga o descarga de los capacitores de snubber. Por eso se define como relación de compromiso $L_{mp}/L_{LKp} = 10$. Siendo que, para que el convertidor opere en conmutación suave en todo el rango $0.42 < V_{in(pu)} < 0.9$, debe utilizarse un tiempo muerto $t_D \leq 0.48 \mu s$.

2.5.4. Efecto de los capacitores de snubber C_r

Los capacitores de snubber tienen la función de retardar el aumento de la tensión sobre las llaves S_L y S_U durante su apagado. Esto es esencial porque las llaves no pueden apagarse instantáneamente, sino que requieren un tiempo finito, conocido como tiempo de caída. Durante este período, es crucial retrasar el aumento de la tensión para minimizar las pérdidas. Aunque es deseable que los capacitores de snubber sean grandes para maximizar este retardo, se debe tener cuidado. Un exceso de tamaño podría retrasar también la caída de tensión en la llave próxima a encenderse, lo que resultaría en pérdidas adicionales durante su encendido.

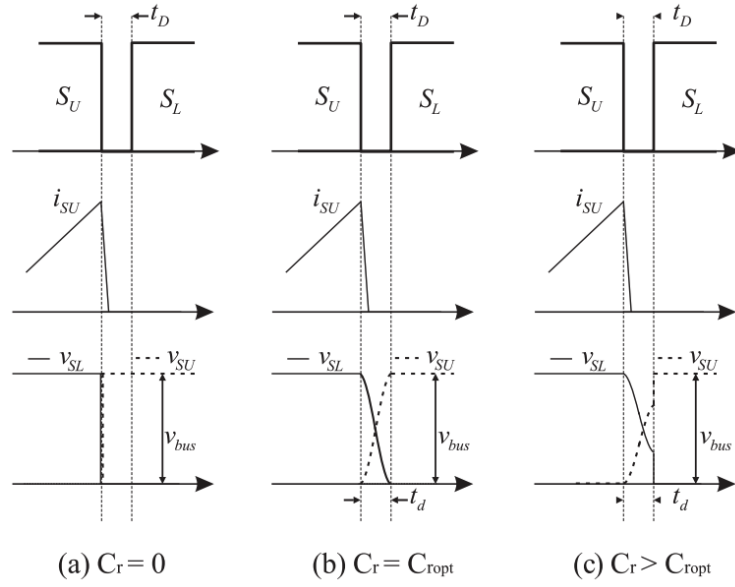


Figura 9: Señales de encendido de S_L y S_U , corriente i_{SU} y tensiones v_{SU} para distintos casos de valores de capacitancia de snubber.

Para cada punto de operación del convertidor debe existir un valor óptimo de los capacitores de snubber C_{ropt} , que haga que la tensión sobre la llave próxima a encenderse llegue a cero justo en el instante de encendido.

2.5.5. Diseño de los capacitores de snubber C_r

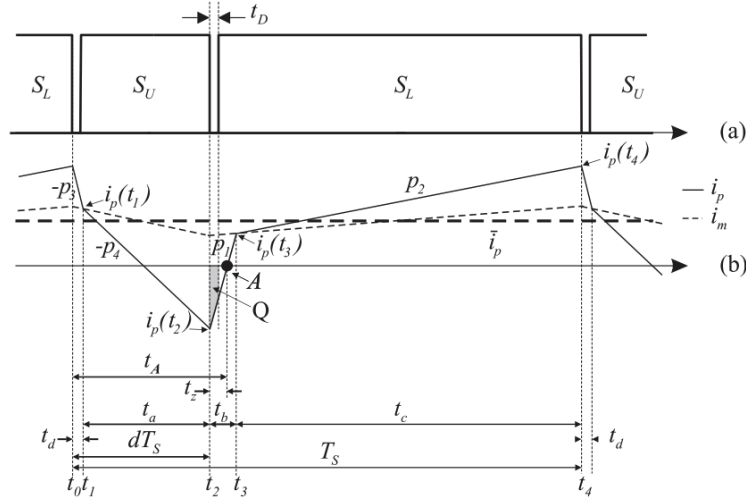


Figura 10: Energía Q utilizada para el dimensionamiento de los capacitores de snubber.

Para calcular el valor máximo que pueden tener los capacitores de snubber C_r , a fin de que la tensión haya llegado a cero antes de que se encienda la llave S_L en todo el rango de operación del convertidor, se calcula el área de la corriente i_P durante el intervalo sombreado en la figura 10. Se define de esa manera $C_{r0} = Q/2V_{bus}$, $C_{r(pu)} = 2\pi R_B C_{r0}/T_B$, aproximando de esa forma un valor $C_{r(pu)} \approx 0.02$ que asegura la conmutación suave para el rango de tensión $0.42 < V_{in(pu)} < 0.9$.

3. Diseño del convertidor

3.1. Puntos de partida

De las especificaciones de diseño, dadas en la consigna del desarrollo a realizar, se tiene en cuenta lo siguiente:

- Se pueden conectar paneles solares en paralelo de forma de tener una mayor corriente de entrada.
- El uso de paneles solares en paralelo asegura continuidad del servicio ante fallas individuales de los mismos.
- Para lograr la salida deseada, es posible implementar convertidores en paralelo.

Las especificaciones de potencia de paneles solares, o campos fotovoltaicos viene dada en la unidad kWp, que refiere a la potencia de salida para las condiciones estándar de prueba (**STC**: *Standard Test Conditions*), que son:

- Irradiancia de 1000 W/m^2 .
- Temperatura de cédula de 25 grados centígrados.
- Masa de aire de 1.5.

Se toman entonces, como referencia, paneles solares de 550 W , en este caso de la marca Panasonic, más precisamente de la línea Anchor, el modelo es AE14HXXXVHC10B, del cual se tienen las siguientes características:

Tabla 1: Especificaciones técnicas del módulo AE14HxxxVHC10B

STC	550W	545W	540W	535W	530W
Wattage, Wp	550W	545W	540W	535W	530W
Voltage at Max Power, Vmax	42.05V	41.87V	41.75V	41.57V	41.39V
Open Circuit Voltage, Voc	49.88V	49.69V	49.54V	49.39V	49.24V
Current at Max Power, Imax	13.08A	13.02A	12.94A	12.87A	12.81A
Short Circuit Current, Isc	14.01A	13.96A	13.89A	13.83A	13.76A
Module Efficiency	21.3 %	21.1 %	20.9 %	20.7 %	20.5 %
Operating Temperature (°C)	-40°C +85°C				
Maximum System Voltage	1500 V DC (IEC)				
Maximum Series Fuse Rating	25 A				
Power Tolerance	0 to +5 Wp				

Puede verse cómo para el módulo de 550 W , se tiene una salida de tensión de alimentación máxima de 42.05 V , y a circuito abierto de 49.88 V . Se tomará como referencia, con el fin

de cumplir los objetivos de diseño de la consigna como si el dato de V_{max} fuera 48 V, y se ajusta la corriente máxima a la potencia:

$$I_{max} = \frac{550W}{48V} = 11.45A$$

Ahora, hay ciertos aspectos a tener en cuenta, a priori, usando el dato de la consigna, de la potencia del campo fotovoltaico a implementar, se encuentra que en su totalidad, el mismo puede brindar una corriente de aproximadamente:

$$I_{campo} = \frac{5000W}{48V} = 104.66A$$

Si se toma un rendimiento ideal de 100 %, en donde las potencias de entrada y salida son exactamente iguales, se requiere una $P_{out} = 400V \cdot 40A = 16kWp$. Por lo que se ve que claramente no se cumple con el requerimiento de potencia. Por lo que, se toma como referencia un parque fotovoltaico de 22 kWp, en donde se tendrían 40 paneles solares de los mencionados anteriormente.

Se decide que cada conversor a adoptar en paralelo aporte una corriente máxima de 4 A, y, si se asume que cada conversor y panel solar son exactamente iguales (es decir, idealidad en la transmisión de potencia), entonces se deberían conectar 10 conversores en paralelo para lograr la salida deseada. Esto implicaría que cada conversor tiene una potencia de 1.6 kW en la salida, y, si se toma un margen de error por no idealidades y variaciones en la alimentación de los paneles (día de no mucha luz, por ejemplo), se tiene que aumentar la potencia de entrada. Se decide de esa forma por utilizar 4 paneles solares para cada conversor, totalizando de esa forma la necesidad de usar los 40 paneles disponibles en todo el campo. Cada conversor tiene la siguiente topología, de forma general.

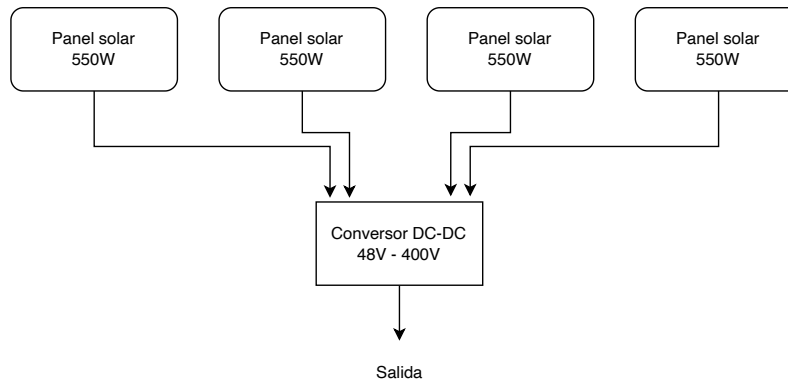


Figura 11: Esquema general de un único conversor.

Y, de forma global, se estaría usando algo como lo siguiente.

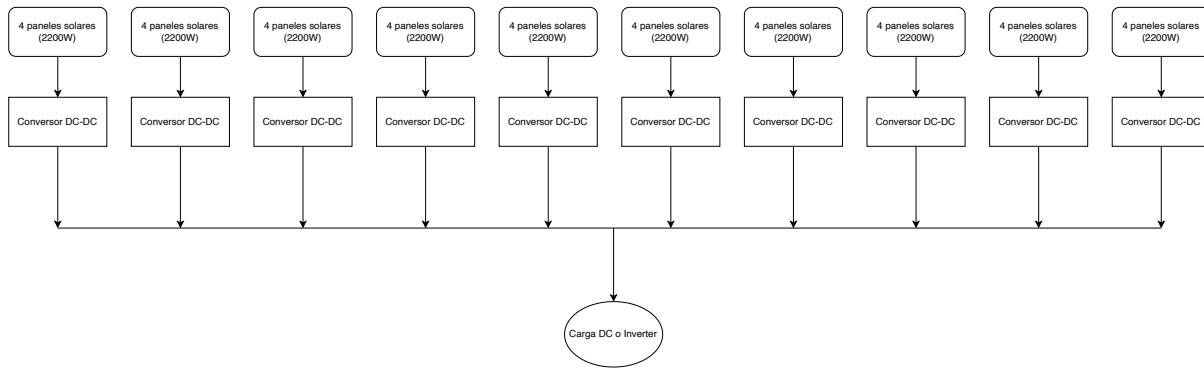


Figura 12: Esquema de conexión final.

En este circuito convertidor por diseñar, no se utilizará una técnica de modulación de ZVS, por lo que no es necesario calcular un inductor L_{LKp} para lograr el cruce por cero en un determinado instante. Esto es por la razón de que la alimentación de entrada es constante, y no será necesario aplicar variaciones en el ciclo de trabajo de las señales de disparo de las llaves S_U y S_L .

3.2. Características deseadas

Se diseña cada convertor con las siguientes características:

- $V_{in} = 48V$
- $P_{out} = 1600W$
- $V_{out} = 400V$
- $I_{out(max)} = 4A$
- $\eta = 0.9$
- $D = 0.5$
- $f_s = 50kHz$

3.3. Relación de transformación

Se parte del hecho de que:

$$V_{out} = \frac{n \cdot V_{in}}{1 - D}$$

De donde se obtiene:

$$n = \frac{V_{out} \cdot (1 - D)}{V_{in}} = \frac{400V \cdot (1 - 0.5)}{48V} \approx 4.17$$

Se eleva esa relación a 4.4, con el fin de obtener un margen para pérdidas en los conductores, transformador, e incluso dispositivos como los diodos. Puede verse en la última expresión utilizada el funcionamiento del circuito doblador de tensión aplicado a la salida, resultante de la combinación de diodos y capacitores.

3.4. Inductor de entrada

Se parte de la potencia de entrada:

$$P_{in} = \frac{1600W}{0.9} = 1777.77W$$

Entonces, la corriente de entrada será:

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = \frac{1777.78W}{48V} = 37.04A$$

Asumiendo un ripple máximo de 20 %, entonces se tiene:

$$\Delta I_{in} = 0.2 \cdot I_{in} = 0.2 \cdot 37.04A = 7.41A$$

Finalmente:

$$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_{in}} = \frac{48V \cdot 0.5}{50kHz \cdot 7.41A} = 64.78\mu H$$

3.5. Capacitores de entrada

Se parte de la expresión siguiente:

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{D}{R \cdot C \cdot f_s} \Rightarrow C = \frac{D}{R \cdot f_s \cdot \frac{\Delta V}{V}}$$

En donde:

$$R = \frac{V_{CU} + V_{CL}}{P_{out}} = \frac{V_{in}^2}{P_{out}} = \frac{(48V)^2}{1600W} = 1.44\Omega$$

Si se fija un ripple de 2 %, entonces se tiene:

$$C = \frac{D}{R \cdot f_s \cdot \frac{\Delta V}{V}} = \frac{0.5}{1.44\Omega \cdot 50kHz \cdot 0.02} = 347.2\mu F$$

Pero, como los capacitores están en serie:

$$C_L = C_U = 2C \approx 700\mu F$$

3.6. Capacitores de filtro a la salida

Se usa la misma expresión que para la capacitancia de entrada:

$$C = \frac{D}{R_{out} \cdot f_s \cdot \frac{\Delta V}{V}}$$

En donde:

$$R_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{400V}{4A} = 100\Omega$$

Manteniendo constante la especificación de ripple de tensión:

$$C = \frac{D}{R_{out} \cdot f_s \cdot \frac{\Delta V}{V}} = \frac{0.5}{100\Omega \cdot 50kHz \cdot 0.02} = 5\mu F$$

Nuevamente, se tienen capacitores en serie, por lo que:

$$C_{RU} = C_{RL} = 10\mu F$$

3.7. Ciclos de trabajo de las señales

Como fue mencionado anteriormente, se trabajará con un ciclo de trabajo de 0.5. Este valor es aplicable al disparo de la llave S_U , sin embargo, para la llave S_L es necesario que su D sea menor a 0.5, de modo de evitar problemas de cortocircuito. Se decide por utilizar un tiempo muerto de $0.5\mu s$, lo que implica que la segunda llave debería estar encendida por un período de tiempo calculado como:

$$t_{on(L)} = 0.5 \cdot T_s - 2 \cdot 0.5\mu s = 9\mu s$$

Que es equivalente a un ciclo de trabajo de 0.45, en donde el delay de fase, es de $10\mu s + 0.5\mu s = 10.5\mu s$.

3.8. Red Snubber RCD

Se implementa una pequeña red snubber RCD para los dispositivos IGBT, la misma está compuesta por un capacitor de $1 nF$ y un resistor de $1 k\Omega$.

4.2. Formas de onda

4.2.1. Señales de disparo

Las formas de onda de disparo de los transistores IGBT son las que se muestran en la figura 14. Allí es posible apreciar el tiempo muerto simétrico existente entre las conmutaciones de ambos dispositivos de switching.

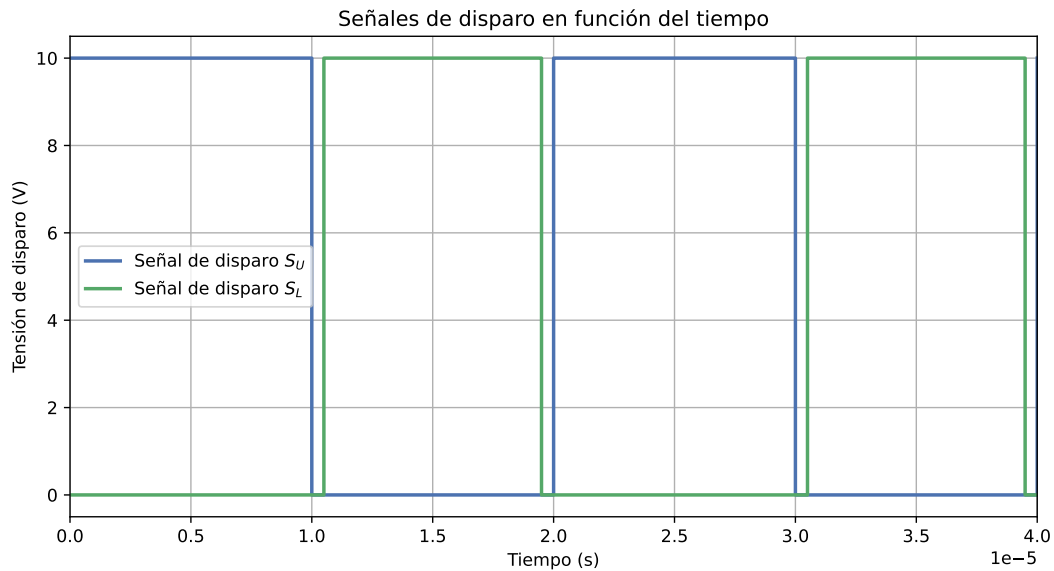


Figura 14: Señales de disparo de los IGBT.

4.2.2. Señales de salida

Ahora, para la tensión y corriente de salida, se tienen las siguientes formas de onda. Vale aclarar que se toma como referencia la salida de mayor potencia del diseño. Eso se logra con un resistor, como fue calculado anteriormente, de $100\ \Omega$. En la figura se puede apreciar ese pequeño ripple, así como también que el tiempo de establecimiento de la señal es muy pequeño, existiendo un sobrepasamiento de $21\ V$, es decir, 5% .

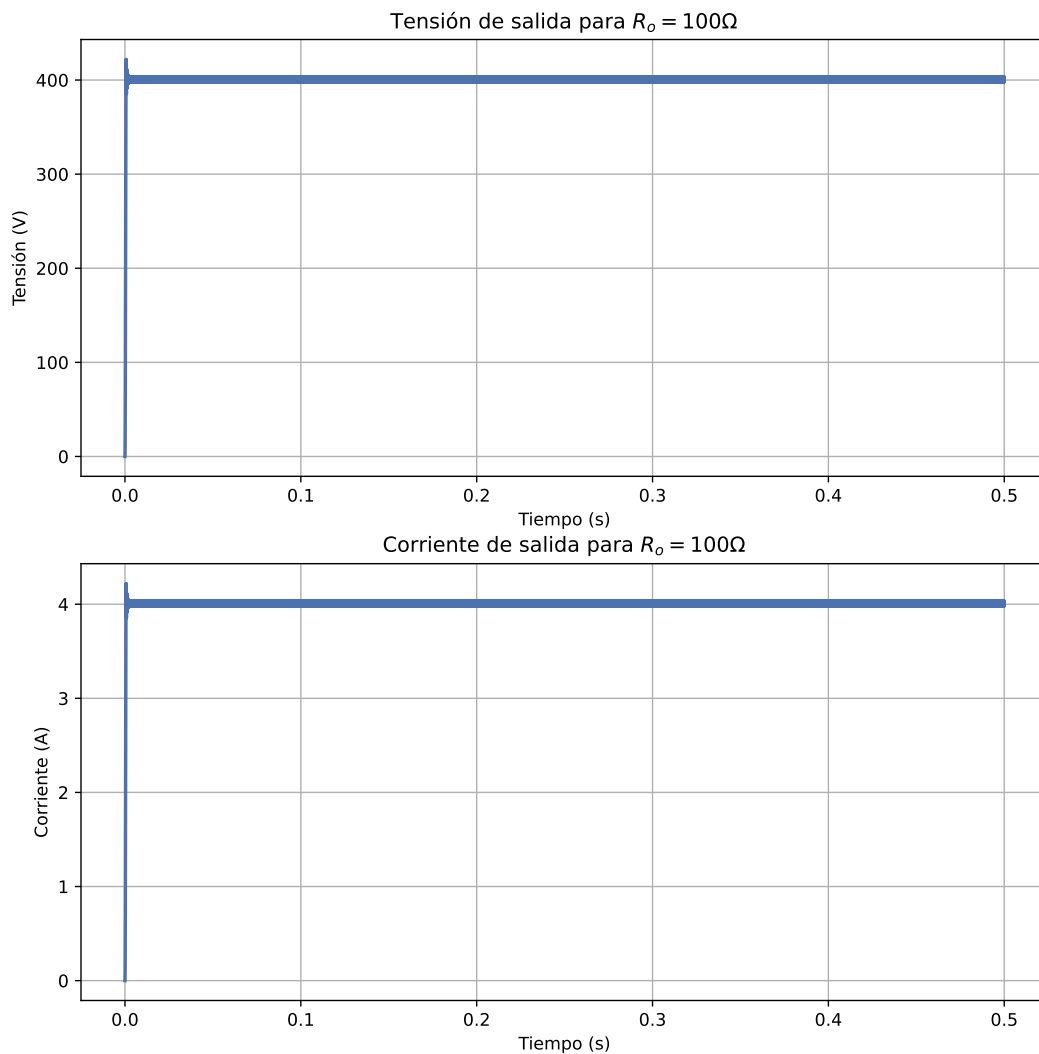


Figura 15: Señales de salida para máxima carga.

De forma de apreciar mejor el transitorio, se ilustra a continuación, en la figura 16 el mismo en la onda de tensión. Vale la pena destacar que para ambas señales mostradas en la figura 15 la forma es la misma, cambia la escala por tratarse de diferentes magnitudes eléctricas.

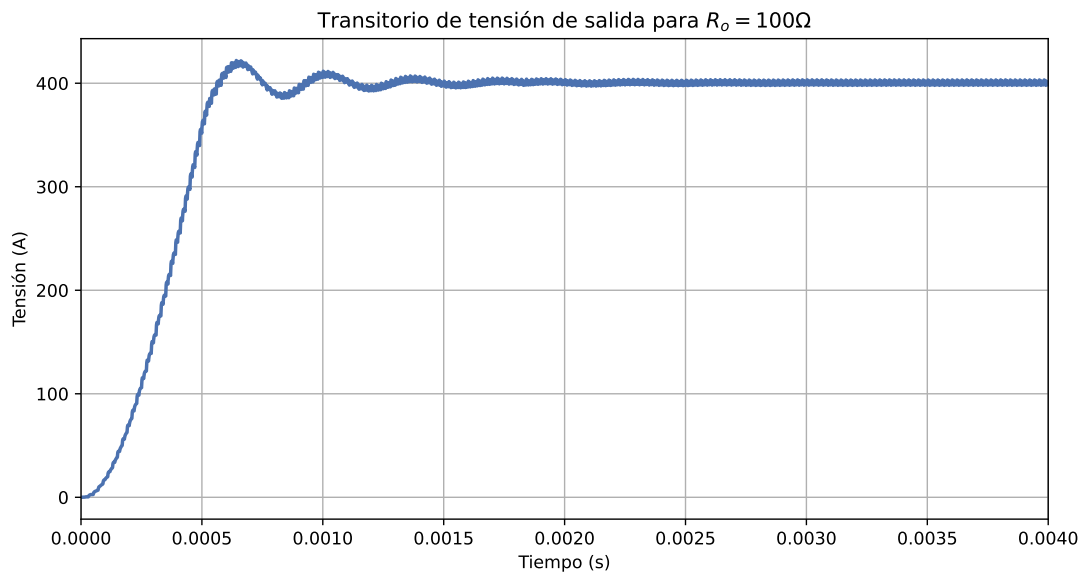


Figura 16: Transitorio de la señal de salida.

El tiempo de establecimiento, medido con el programa de simulación y Python es de aproximadamente 0.35 ms , es decir, se trata de un sistema rápido para la mayoría de aplicaciones.

Ahora, la señal de potencia de la salida del convertidor para la carga máxima se ve a continuación.

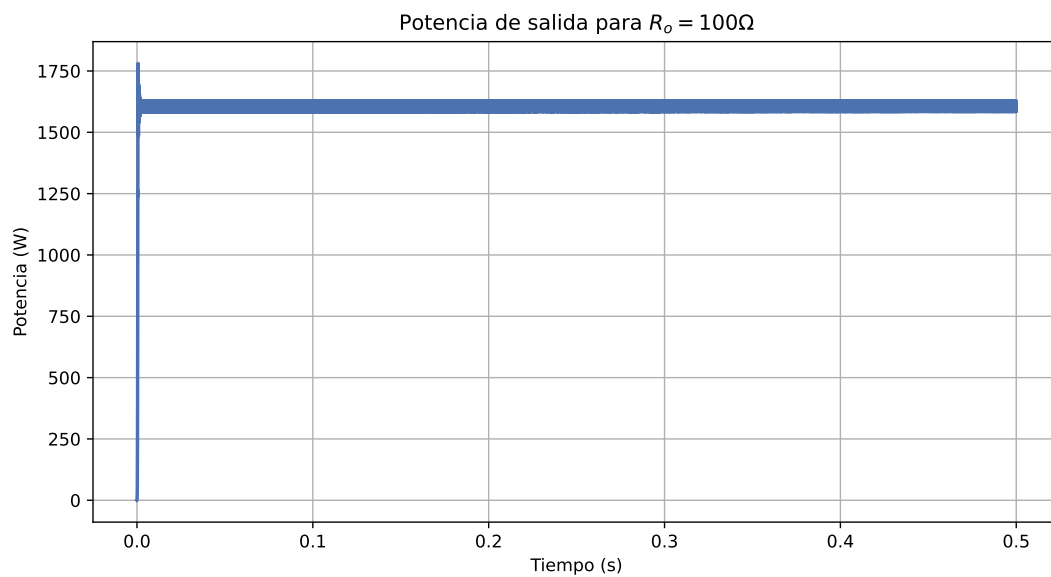


Figura 17: Potencia de salida para máxima carga.

4.2.3. Señales en los IGBTs

Las formas de onda por sobre los transistores IGBT se muestran a continuación, se encuentra una tensión máxima de colector emisor de 92 V, y una corriente de colector eficaz de 115.16 A, valores que posteriormente serán utilizados para la selección del componente.

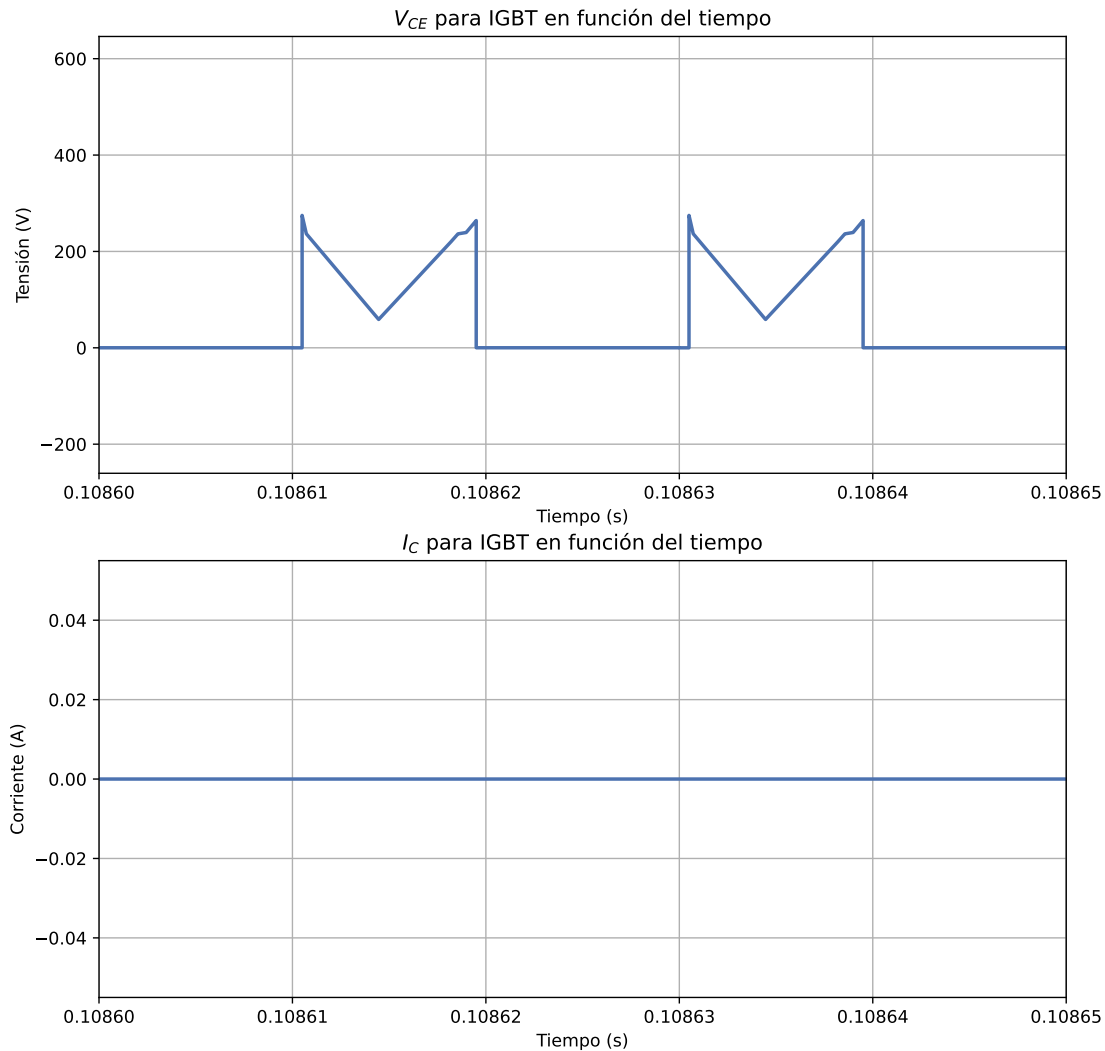


Figura 18: Señales de tensión y corriente en los IGBT implementados.

4.2.4. Señales en el transformador

Las tensiones en los devanados del transformador se pueden apreciar en la siguiente figura.

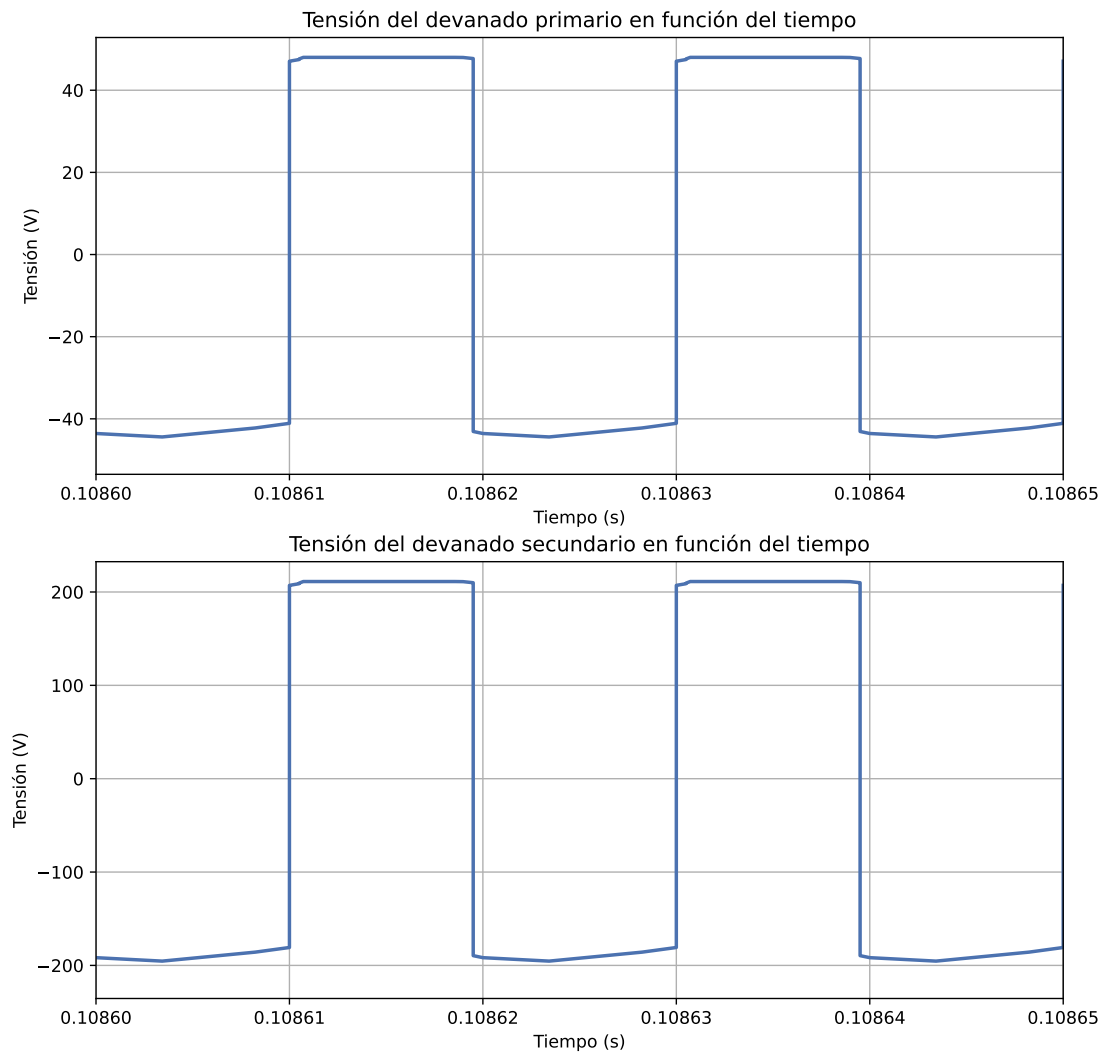


Figura 19: Tensiones en los devanados del transformador.

Mientras que a continuación se muestran los valores de corriente en el mismo transformador elevador del circuito implementado.

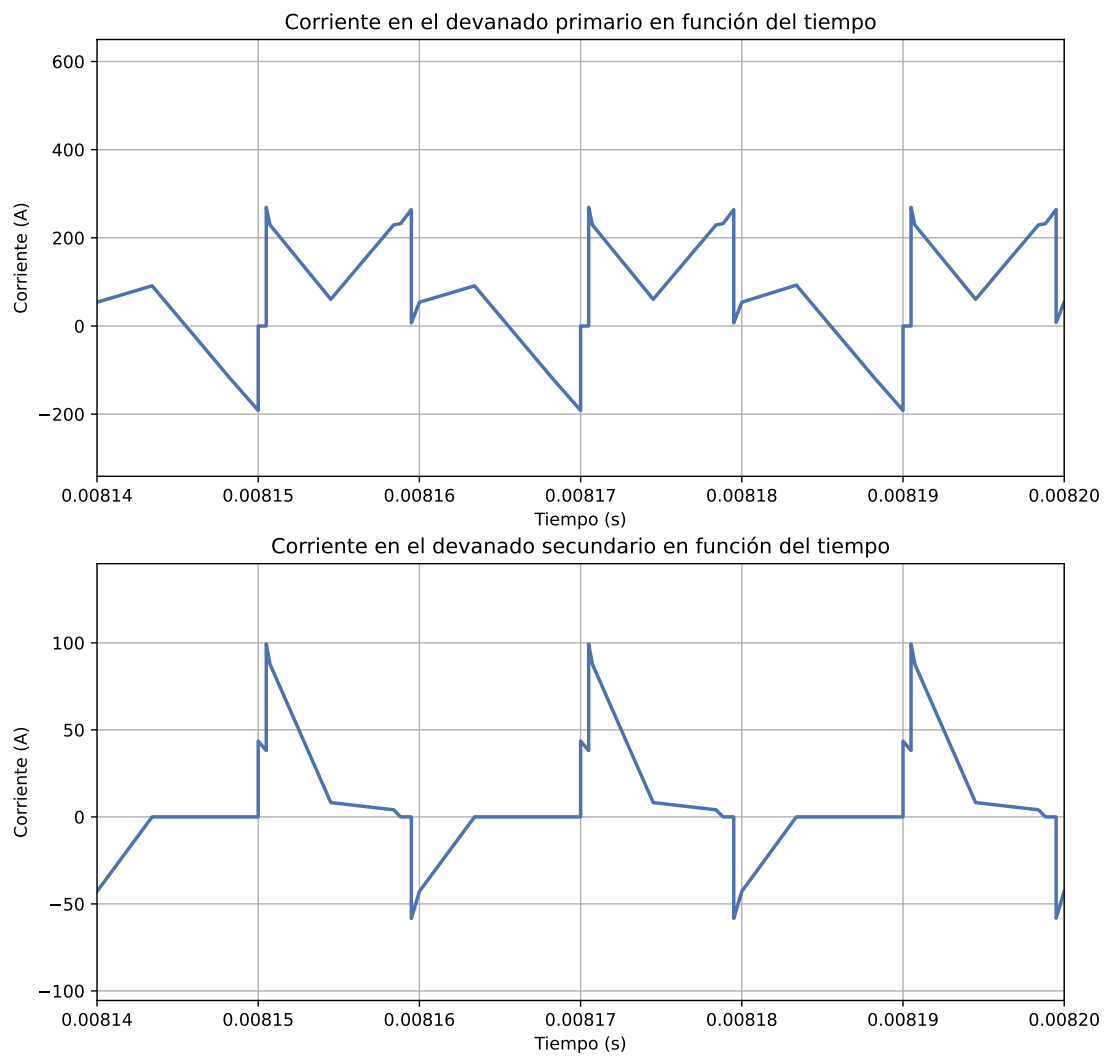


Figura 20: Corrientes en los devanados del transformador.

5. Selección de componentes

5.1. Criterios a adoptar

Para la selección de diodos, se toman en cuenta los dos siguientes parámetros:

- Tensión inversa repetitiva máxima V_{RRM}
- Corriente promedio $I_{F(av)}$

Para los IGBTs:

- Tensión máxima en colector-emisor $V_{CE(max)}$
- Corriente eficaz por el colector $I_{C(rms)}$
- Tiempo de recuperación inversa t_{rr}

Y, para los capacitores se tiene en cuenta la máxima tensión a soportar.

Finalmente, para los valores de tensión encontrados como parámetro, se usa un factor de seguridad de 2.5, mientras que para valores de corriente el factor será de 1.3.

5.2. Selección del IGBT

Para seleccionar el IGBT, se tienen los siguientes parámetros:

- $I_{C(rms)} = 117A$
- $V_{CE(max)} = 92V$
- $T_s = 20\mu s$

Lo que resulta aplicando factores de seguridad, y proponiendo que el tiempo de recuperación inversa sea menor al 10 % del período de conmutación:

- $I_C (= 152.1A)$
- $V_{BR} = 230V$
- $t_{rr} = 2\mu s$

Se opta por utilizar el IGBT modelo IXSX 80N60B , de la marca IXYS.

Tabla 2: Características del IGBT seleccionado.

Símbolo	Condiciones de prueba	Valores máximos
VCES	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	600 V
VCGR	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C ; $R_{GS} = 1\text{ M}\Omega$	600 V
VGES	Continuous	$\pm 20\text{ V}$
VGEM	Transient	$\pm 30\text{ V}$
IC25	$T_C = 25^{\circ}\text{C}$ (silicon chip capability)	160 A
IC90	$T_C = 90^{\circ}\text{C}$ (silicon chip capability)	80 A
IL(RMS)	$T_C = 90^{\circ}\text{C}$ (silicon chip capability)	75 A
ICM	$T_C = 25^{\circ}\text{C}$, 1 ms	300 A
SSOA (RBSOA)	$V_{GE} = 15\text{ V}$, $T_{VJ} = 125^{\circ}\text{C}$, $R_G = 5\text{ }\Omega$ Clamped inductive load @ 0.8 VCES	ICM = 160 A
tsc	$V_{GE} = 15\text{ V}$, $V_{CE} = 0.6\text{ VCES}$, $T_J = 125^{\circ}\text{C}$	10 μs
SCSOA	$R_G = 5\text{ }\Omega$, non-repetitive	
PC	$T_C = 25^{\circ}\text{C}$	500 W
T_J		$-55 \dots +150^{\circ}\text{C}$
T_{JM}		150 $^{\circ}\text{C}$
T_{stg}		$-55 \dots +150^{\circ}\text{C}$
TL	1.6 mm (0.063 in.) from case for 10 s	300 $^{\circ}\text{C}$
Md	Mounting torque TO-264	0.4/6 Nm/lb.in.
td(on)		60 ns
tri		45 ns
td(off)		140 280 ns
t _{fi}		180 280 ns
E _{off}		4.2 7.0 mJ

5.3. Selección de diodos

5.3.1. Diodos de snubber

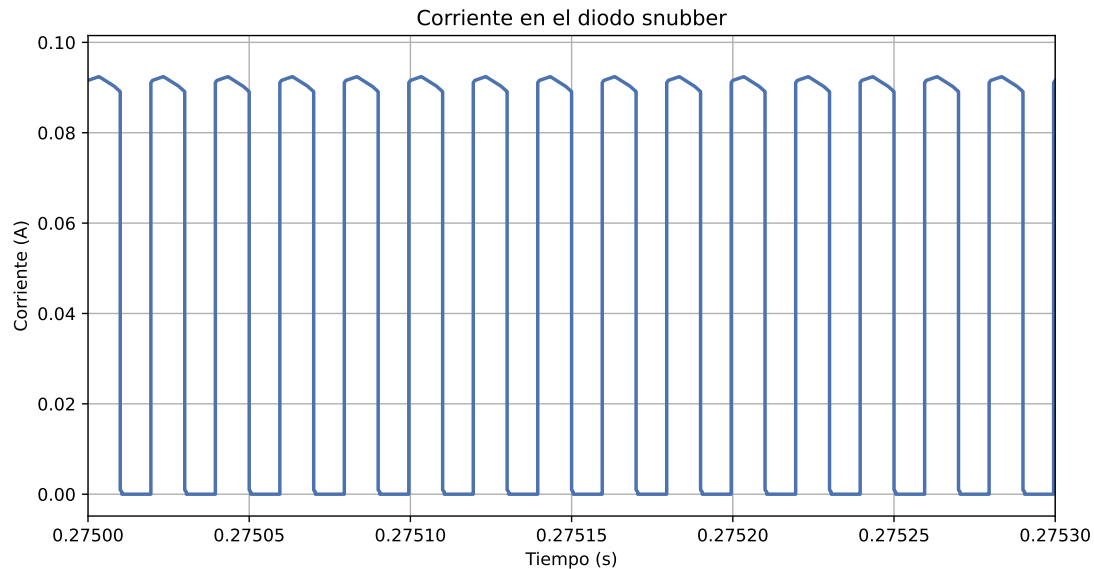


Figura 21: Corriente en el diodo de snubber

De la simulación, se obtiene como valor medio de corriente por los diodos 0.047 A , por lo que, afectando ese valor por el factor de seguridad propuesto, se obtiene como parámetro de selección $I_{F(av)} = 0.06\text{ A}$, y, como tensión inversa repetitiva máxima, se usa un valor de 92 V , siendo este el que soporta como máximo cada IGBT, obteniéndose así para seleccionar $V_{RRM} = 230\text{ V}$.

Con los parámetro mencionados, se selecciona el diodo 1N4004, fabricado por Vishay, cuyas características se adjuntan a continuación.

Tabla 3: Características principales del diodo para snubber seleccionado.

Parámetro	Valores
$I_F(AV)$	1.0 A
VRRM	400 V
IFSM (8.3 ms sine-wave)	30 A
IFSM (square wave $t_p = 1$ ms)	45 A
VF	1.1 V
IR	5.0 μA
TJ max.	150 °C
Package	DO-41 (DO-204AL)
Circuit configuration	Single

5.3.2. Diodos de salida

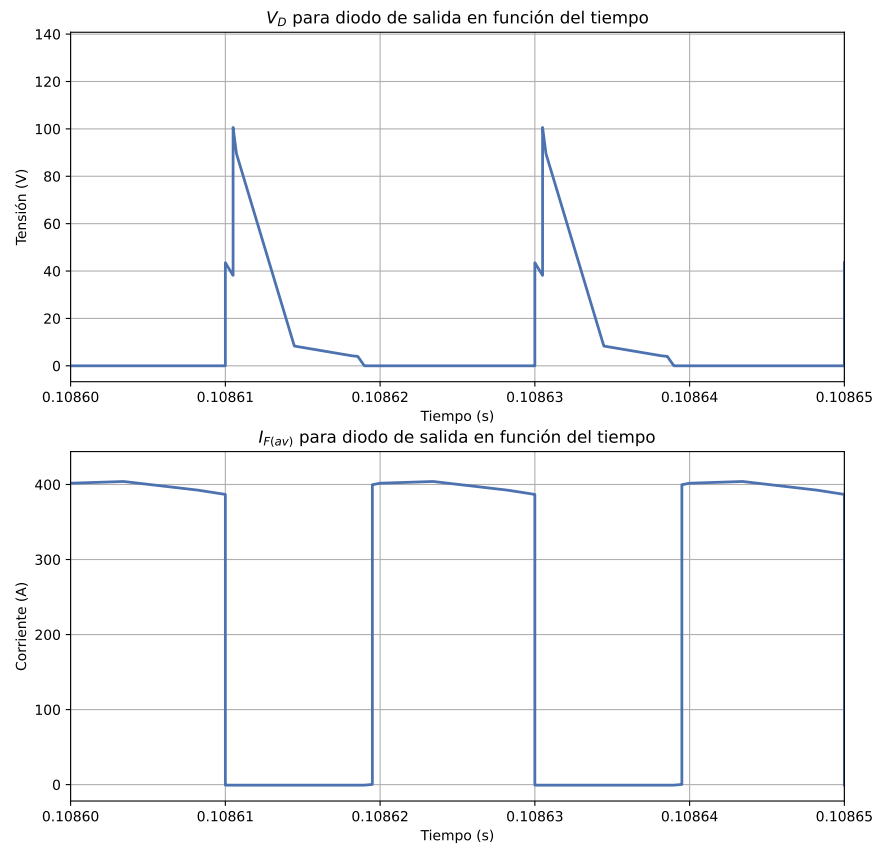


Figura 22: Señales en el diodo de salida.

Puede verse que el diodo no está sometido a una tensión inversa, por lo que el parámetro que queda para seleccionar es el de corriente. Se mide una corriente media de 12.54 A, usando así para seleccionar $I_{F(av)} = 16.3$ A. Se selecciona el diodo VS-20ETS16THM3 de Vishay, cuyas características principales son las siguientes:

Tabla 4: Características principales del diodo para salida seleccionado.

Parámetro	Valores
IF(AV)	20 A
VRRM	1600 V
IFSM	300 A
VF	1.1 V
TJ max.	150 °C
Package	2L TO-220AC
Circuit configuration	Single

5.3.3. Diodo volante para el inductor de entrada

La corriente media por sobre ese diodo es de aproximadamente 170 A, lo que implica que es necesario un valor de selección de 221 A para la corriente promedio, y, en cuanto a tensión, se verifica que la máxima repetitiva no supera los 0.5 V, por lo que no existiría problema en ese caso. Se selecciona el diodo DL161-250-18 de AS Energi, que tiene un valor de $I_{F(av)} = 250$ A y $V_{RRM} = 800$ V.

5.4. Selección de capacitores

5.4.1. Capacitores de entrada y snubber

Estos capacitores están sometidos a una tensión máxima del mismo valor que la de alimentación, por lo que se usa como valor de selección 120 V.

Para la entrada, se tienen los capacitores B43416C9707A000 de la empresa TDK, los mismos son de 700 μF y 400 V.

Para la red snubber, se selecciona el capacitor 413F1100(1)D0(2) de la marca Kemet (Yageo company), existen en valores de 1 nF, por lo que no es necesario una configuración en paralelo.

5.4.2. Capacitores de salida

Estos capacitores dobladores de tensión aportan cada uno una tensión de 200 V, por lo que se debe verificar que soporte cada uno una tensión de 500 V. Se selecciona el capacitor A10050014030 de la marca FCap, que cuenta con exactamente las características requeridas, así como una tolerancia de 20 %. En la hoja de datos se menciona el uso en fuentes conmutadas como una de las aplicaciones del mismo, lo que indica que sirve para el propósito de este trabajo práctico.

6. Informes con L^AT_EX

6.1. Una breve introducción

Este es un párrafo, puede contener múltiples “Expresiones” así como fórmulas o referencias¹ como (1) o (A.1). A continuación se muestra un ejemplo de inserción de imágenes (como la Figura 23) con el comando `\insertimage`:



Figura 23: Where are you? de “Internet”.

A continuación² se muestra un ejemplo de inserción de ecuaciones simples con el comando `\insertequation`:

$$a^k = b^k + c^k \quad \forall k > 2 \quad (1)$$

Este template [1] ha sido diseñado para que sea completamente compatible con editores L^AT_EX para escritorio y de manera online^[2]. La compilación es realizada siempre usando las últimas versiones de las librerías, además se incluyen los parches oficiales para corregir eventuales *warnings*.

Este es un nuevo párrafo. Para crear uno basta con usar `\\` en el anterior, lo que fuerza una nueva línea. También se pueden insertar con el comando `\newp` si el compilador de latex arroja una alerta del tipo *Underfull \hbox (badness 10000) in paragraph at lines ...*

6.2. Añadiendo tablas

También puedes usar tablas, ¡Crearlas es muy fácil!. Puedes usar el plugin `Excel2Latex` [3] de Excel para convertir las tablas a L^AT_EX o bien utilizar el “creador de tablas online” [4].

Tabla 5: Ejemplo de tablas.

Columna 1	Columna 2	Columna 3
ω	ν	δ
ξ	κ	ϖ

¹ Las referencias se hacen utilizando la expresión `\label{etiqueta}`.

² Como se puede observar las funciones `\insert...` añaden un párrafo automáticamente.

7. Aquí un nuevo tema

7.1. Haciendo informes como un profesional



Figura 24: Apolo flotando a la izquierda.

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetur id, vulputate a, magna. Donec vehicula augue eu neque. Pellentesque habitant morbi tristique senectus et netus et malesuada fames ac turpis egestas. Mauris ut leo. Cras viverra metus rhoncus sem. Nulla et lectus vestibulum urna fringilla ultrices. Phasellus eu tellus sit amet tortor gravida placerat. Integer sapien est, iaculis in, pretium quis, viverra ac, nunc. Praesent eget sem vel leo ultrices bibendum. Aenean faucibus. Morbi dolor nulla, malesuada eu, pulvinar at, mollis ac, nulla. Curabitur auctor semper nulla. Donec varius orci eget risus. Duis nibh mi, congue eu, accumsan eleifend, sagittis quis, diam. Duis eget

orci sit amet orci dignissim rutrum.

Proin sit amet augue. Praesent lacus. Donec a leo. Ut turpis ante, condimentum sed, sagittis a, blandit sit amet, enim. Integer sed elit. In ultricies blandit libero. Proin molestie erat dignissim nulla convallis ultrices. Aliquam in magna. Etiam sollicitudin, eros a sagittis pellentesque, lacus odio volutpat elit, vel tincidunt felis dui vitae lorem. Etiam leo. Nulla et justo.

$$\int_a^b f(x) dx = \frac{\partial^n f(x)}{\partial x^n} \cdot \sum_{x=a}^b f(x) \left(1 + \Delta x\right)^{1+\frac{\epsilon}{k}} \quad (2)$$

Ecuación sin sentido.

Definición 1 (ver [5]) *Definición definitiva*

$$\frac{d}{dx} \int_a^x f(y) dy = f(x)$$

Proin sit amet augue. Praesent lacus. Donec a leo. Ut turpis ante, condimentum sed, sagittis a, blandit sit amet, enim. Integer sed elit. In ultricies blandit libero. Proin molestie erat dignissim nulla convallis ultrices. Aliquam in magna. Etiam sollicitudin, eros a sagittis pellentesque, lacus odio volutpat elit, vel tincidunt felis dui vitae lorem. Etiam leo. Nulla et justo.

7.2. Otros párrafos más normales

Sed commodo posuere pede. Mauris ut est. Ut quis purus. Sed ac odio. Sed vehicula hendrerit sem. Duis non odio. Morbi ut dui. Sed accumsan risus eget odio. In hac habitasse platea dictumst. Pellentesque non elit. Fusce sed justo eu urna porta tincidunt. Mauris felis odio, sollicitudin sed, volutpat a, ornare ac, erat. Morbi quis dolor. Donec pellentesque, erat ac sagittis semper, nunc dui lobortis purus, quis congue purus metus ultricies tellus. Proin et quam. Class aptent taciti sociosqu ad litora torquent per conubia nostra, per inceptos hymenaeos. Praesent sapien turpis, fermentum vel, eleifend faucibus, vehicula eu, lacus.

$$\Lambda_f = \frac{L \cdot f}{W} \cdot \frac{Q_e^2}{8\pi^2 W^4 g} + \sum_{i=1}^l \frac{f \cdot (M-d)}{l \cdot W} \cdot \underbrace{\frac{(Q_e - i \cdot Q)^2}{8\pi^2 W^4 g}}_{\sim \mathcal{A}} \quad (3)$$

$$Q_e = 2.5Q \cdot \int_0^e V(x) dx + \sin^{-1} \left(1 + \frac{1}{1-e} \right)$$

Nam dui ligula, fringilla a, euismod sodales, sollicitudin vel, wisi. Morbi auctor lorem non justo. Nam lacus libero, pretium at, lobortis vitae, ultricies et, tellus. Donec aliquet, tortor sed accumsan bibendum, erat ligula aliquet magna, vitae ornare odio metus a mi. Morbi ac orci et nisl hendrerit mollis. Suspendisse ut massa. Cras nec ante. Pellentesque a nulla. Cum sociis natoque penatibus et magnis dis parturient montes, nascetur ridiculus mus. Aliquam tincidunt urna. Nulla ullamcorper vestibulum turpis. Pellentesque cursus luctus mauris.

Quisque ullamcorper placerat ipsum. Cras nibh. Morbi vel justo vitae lacus tincidunt ultrices. Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. In hac habitasse platea dictumst. Integer tempus convallis augue. Etiam facilisis. Nunc elementum fermentum wisi. Aenean placerat. Ut imperdiet, enim sed gravida sollicitudin, felis odio placerat quam, ac pulvinar elit purus eget enim. Nunc vitae tortor. Proin tempus nibh sit amet nisl. Vivamus quis tortor vitae risus porta vehicula.

$$\boxed{f(x) = \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}} \quad (4)$$

Fusce mauris. Vestibulum luctus nibh at

lectus. Sed bibendum, nulla a faucibus semper, leo velit ultricies tellus, ac venenatis arcu wisi vel nisl. Vestibulum diam. Aliquam pellentesque, augue quis sagittis posuere, turpis lacus congue quam, in hendrerit risus eros eget felis. Maecenas eget erat in sapien mattis porttitor. Vestibulum porttitor. Nulla facilisi. Sed a turpis eu lacus commodo facilisis. Morbi fringilla, wisi in dignissim interdum, justo lectus sagittis dui, et vehicula libero dui cursus dui. Mauris tempor ligula sed lacus. Duis cursus enim ut augue. Cras ac magna. Cras nulla. Nulla egestas. Curabitur a leo. Quisque egestas wisi eget nunc. Nam feugiat lacus vel est. Curabitur consectetur.

7.3. Ejemplos de inserción de código fuente

El template permite la inserción de los siguientes lenguajes de programación de forma nativa: ABAP, Ada, Assembler x64, Assembler x86[masm], Awk, Bash, Basic, C, Caml, CMake, Cobol, C++, C#, CSS, CSV, CUDA, Dart, Docker, Elisp, Elixir, Erlang, Fortran, F#, GLSL, Gnuplot, Go, Haskell, HTML, INI, Java, Javascript, JSON, Julia, Kotlin, LaTeX, Lisp, LLVM, Lua, Make, Maple, Mathematica, Matlab, Mercury, Modula-2, Objective-C, Octave, OpenCL, OpenSees, Pascal, Perl, PHP, Texto plano, PostScript, Powershell, Prolog, Promela, Pseudocódigo, Python, Q#, R, Racket, Reil, Ruby, Rust, Scala, Scheme, Scilab, Simula, SPARQL, SQL, Swift, TCL, VBScript, Verilog, VHDL y XML.

Para insertar un código fuente se debe usar el entorno **sourcecode**, o el entorno **sourcecodep** si es que se quiere utilizar parámetros adicionales. A continuación se presenta un ejemplo de inserción de código fuente en Python (Código 1), Java y Matlab:

Código 1: Ejemplo en Python.

```
1 import numpy as np
2
3 def incmatrix(genl1, genl2):
4     m, n = len(genl1), len(genl2)
5     VT = np.zeros((n*m, 1), int) # Comentario
```

Código 2: Ejemplo en Java.

```
1 import javax.servlet.*;
2
3 // Hola mundo
4 public class Hola extends GenericServlet {
5     public void service(ServletRequest request, ServletResponse response)
6         throws ServletException, IOException{
7         PrintWriter pw = response.getWriter();
8         pw.println("Hola, mundo!");
9     }
10 }
```

Código 3: Ejemplo en Matlab.

```
1 % Se crea gráfico
2 f = figure(1); hold on; movegui(f, 'center');
3
4 fad = ones(1, NDATOS); % Arreglo para el FAD
5 for i = 1:NDATOS
6     [t, u_t, ~, ~] = main(BETA(j), r(i), M, K, F0, 0);
7     fad(i) = max(abs(u_t)) / uf0;
8 end
```

7.4. Agregando múltiples imágenes

El template ofrece el entorno `images` que permite insertar múltiples imágenes de una manera muy sencilla. Para crear imágenes múltiples se deben usar las siguientes instrucciones:

```
1 \begin{images}{\label{imagenmultiple}}{Ejemplo de imagen múltiple.}
2   \addimage{\label{ciudadfoto}}{ejemplos/test-image}{width=6.5cm}{Ciudad}
3   \addimageanum{ejemplos/test-image-wrap}{width=5cm}
4   \imagesnewline
5   \addimage{ejemplos/test-image}{width=12cm}{Ciudad más grande}
6 \end{images}
```

Obteniendo así:



(a) Ciudad



(b) Ciudad más grande

Figura 25: Ejemplo de imagen múltiple.

Más ejemplos

Listas y Enumeraciones

Hacer listas enumeradas con \LaTeX es muy fácil con el `template`³, para ello debes usar el comando `\begin{enumerate}`, cada elemento comienza por `\item`, resultando así:

1. Grecia
2. Abracadabra
3. Manzanas

También se puede cambiar el tipo de enumeración, se pueden usar letras, números romanos, entre otros. Esto se logra cambiando el **label** del objeto `enumerate`. A continuación se muestra un ejemplo usando letras con el estilo `\alph`⁴, números romanos con `\roman`⁵ o números griegos con `\greek`⁶:

- | | | |
|-------------|-------------|------------------------|
| a) Peras | i) Rojo | α) Matemáticas |
| b) Manzanas | ii) Café | β) Lenguaje |
| c) Naranjas | iii) Morado | γ) Filosofía |

Para hacer listas sin numerar con \LaTeX hay que usar el comando `\begin{itemize}`, cada elemento empieza por `\item`, resultando:

- | | | |
|------------|----------|-----------|
| – Peras | * Rojo | • Árboles |
| – Manzanas | * Café | • Pasto |
| – Naranjas | * Morado | • Flores |

Otros

Recuerda revisar el manual de todas las funciones y configuraciones de este `template` visitando el siguiente link: <https://latex.ppizarror.com/informe>. Si encuentras un error en el `template`, puedes abrir un nuevo issue a través de su página en GitHub.

³ También puedes revisar el manual de las enumeraciones en <https://latex.ppizarror.com/doc/enumitem.pdf>.

⁴ Con `\Alph` las letras aparecen en mayúscula.

⁵ Con `\Roman` los números romanos salen en mayúscula.

⁶ Una característica propia del `template`, con `\Greek` las letras griegas están escritas en mayúscula.

Referencias

- [1] Pizarro, P., “Template informe en L^AT_EX”, 2016-2023, <https://latex.ppizarror.com/informe>.
- [2] Overleaf, “Uno de los mejores editores online para L^AT_EX, renovado con su versión 2.0”, 2021, <https://es.overleaf.com/>.
- [3] Excel2Latex, “Plugin para hacer tablas con excel”, 2017, <https://www.ctan.org/tex-archive/support/excel2latex/>.
- [4] Generator, T., “Creador de tablas online para L^AT_EX”, 2023, <https://www.tablesgenerator.com>.
- [5] Einstein, A., “Zur Elektrodynamik bewegter Körper. (German) [On the electrodynamics of moving bodies]”, Annalen der Physik, vol. 322, no. 10, pp. 891–921, 1905, doi:<https://dx.doi.org/10.1002/andp.19053221004>.

Anexo A. Cálculos realizados

A.1. Metodología

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetur id, vulputate a, magna. Donec vehicula augue eu neque. Pellentesque habitant morbi tristique senectus et netus et malesuada fames ac turpis egestas. Mauris ut leo. Cras viverra metus rhoncus sem. Nulla et lectus vestibulum urna fringilla ultrices. Phasellus eu tellus sit amet tortor gravida placerat. Integer sapien est, iaculis in, pretium quis, viverra ac, nunc. Praesent eget sem vel leo ultrices bibendum. Aenean faucibus. Morbi dolor nulla, malesuada eu, pulvinar at, mollis ac, nulla. Curabitur auctor semper nulla. Donec varius orci eget risus. Duis nibh mi, congue eu, accumsan eleifend, sagittis quis, diam. Duis eget orci sit amet orci dignissim rutrum. (1)



Figura A.1: Imagen en anexo.

A.2. Resultados

Suspendisse vitae elit. Aliquam arcu neque, ornare in, ullamcorper quis, commodo eu, libero. Fusce sagittis erat at erat tristique mollis. Maecenas sapien libero, molestie et, lobortis in, sodales eget, dui. Morbi ultrices rutrum lorem. Nam elementum ullamcorper leo. Morbi dui. Aliquam sagittis. Nunc placerat. Pellentesque tristique sodales est. Maecenas imperdiet lacinia velit. Cras non urna. Morbi eros pede, suscipit ac, varius vel, egestas non, eros. Praesent malesuada, diam id pretium elementum, eros sem dictum tortor, vel consectetur odio sem sed wisi.

Tabla A.1: Tabla de cálculo.

Elemento	ϵ_i	Valor	Descripción
A	10	$3,14\pi$	Valor muy interesante ^a
B	20	6	Segundo elemento
C	30	7	Tercer elemento ¹
D	150	10	Sin descripción
E	0	0	Cero

^a Este elemento tiene una descripción debajo de la tabla

¹ Más comentarios