

Problema 1. Solución propuesta

Apartado 1 (0,5 puntos)

Se asume modo de conducción continuo, como se indica en el enunciado. En esas condiciones:

- Durante el t_{on} (tiempo en el que el interruptor principal está cerrado) a la bobina se le aplica la tensión de entrada del convertidor V_{PV} .
- Durante el t_{off} (tiempo en el que el interruptor principal está abierto) a la bobina se le aplica la diferencia entre la tensión de entrada y la de salida $V_{PV} - V_{bus}$.

Sabiendo que en régimen permanente la tensión media aplicada a la bobina es igual a cero:

$$\overline{v_L} = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = \frac{1}{T} \cdot (V_{PV} \cdot D \cdot T + (V_{PV} - V_{bus}) \cdot (1 - D) \cdot T) = 0$$

Operando se obtiene la expresión que relaciona la tensión de entrada del convertidor V_{PV} , la de salida V_{bus} y el ciclo de trabajo D .

$$V_{bus} = \frac{V_{PV}}{1 - D}$$

En este caso,

$$D = 1 - \frac{V_{PV}}{V_{bus}}$$

Los valores extremos del ciclo de trabajo dependiendo de las condiciones solares son:

$$D_{min} = 1 - \frac{V_{PVmax}}{V_{bus}} = 0.375$$

$$D_{max} = 1 - \frac{V_{PVmin}}{V_{bus}} = 0.6$$

Apartado 2 (0,5 puntos)

En el convertidor elevador la relación entre la corriente media de salida I_o y la corriente media de entrada entregada por el panel I_{PV} (que es igual a la corriente media en la bobina I_L) es:

$$I_{PV} = I_L = \frac{I_o}{1 - D}$$

En el caso del diodo D1, su corriente media es la de salida:

$$I_{D1} = I_o = \frac{P_o}{V_{bus}}$$

La corriente media en el transistor S1 es:

$$I_{S1} = I_L - I_{D1} = I_o \frac{D}{1 - D}$$

En relación a la potencia consumida por la carga, y suponiendo rendimiento unidad en los convertidores:

$$I_{S1} = \frac{P_o}{V_{bus}} \frac{D}{1 - D}$$

La corriente media máxima del diodo D1 se produce cuando la potencia consumida por la carga es máxima, dado que la tensión del bus es constante:

$$I_{D1max} = I_{omax} = \frac{P_{omax}}{V_{bus}} = 0,5 A$$

La corriente media máxima en el transistor S1 se produce cuando la potencia consumida por la carga es máxima y cuando el ciclo de trabajo D es máximo, ya que la función $\frac{D}{1-D}$ es monótona creciente en el rango de variación de D. Dicha situación se corresponde con la mínima tensión en el panel, lo que tiene todo el sentido físico.

Por tanto:

$$I_{S1max} = \frac{P_{omax}}{V_{bus}} \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} = 0,5 \cdot \frac{0,6}{0,4} = 0,75 A$$

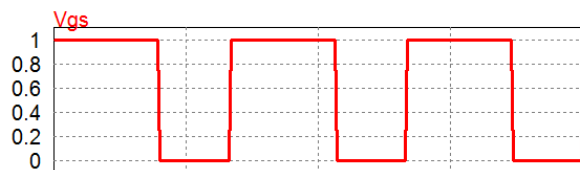
Apartado 3 (0,5 puntos)

El rizado de corriente por la bobina L1 es:

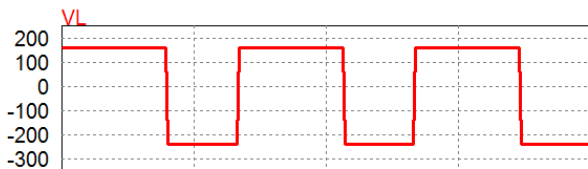
$$\Delta I_L = \frac{V_{PV} \cdot D \cdot T_{sw}}{L} = \frac{160 \cdot 0,6}{1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 75 \cdot 10^3} = 0,853 A$$

Apartado 4 (1 punto)

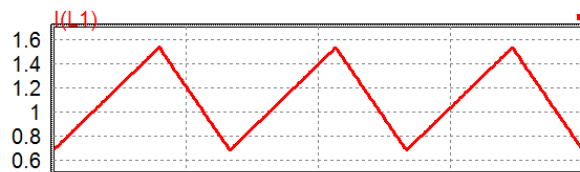
Las formas de onda son:



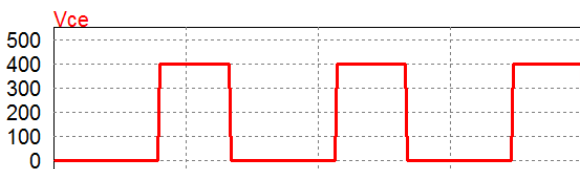
Tensión de disparo del IGBT S1



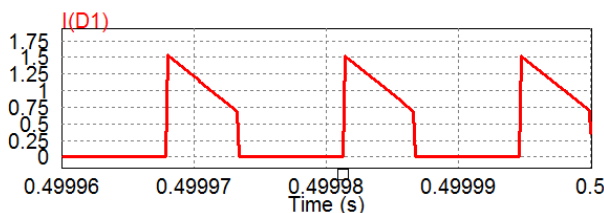
Tensión aplicada a la bobina L1



Corriente por la bobina L1



Tensión colector-emisor en el IGBT S1



Corriente por el diodo D1

Apartado 5 (0,5 puntos)

Puesto que no hay datos sobre la resistencia dinámica del diodo, para calcular sus pérdidas se considerará solo la caída de tensión directa. En las condiciones impuestas, la potencia disipada por el diodo es:

$$I_{D1} = \frac{P_{omax}}{V_{bus}} = 0,5 \text{ A}$$

$$P_{D1} = V_d \cdot I_{D1} = 1,7 \cdot 0,5 = 0,85 \text{ W}$$

En las condiciones impuestas, la potencia disipada por el IGBT es:

$$I_{S1} = I_L - I_{D1} = \frac{P_{omax}}{V_{PVmin}} - \frac{P_{omax}}{V_{bus}} = 0,75 \text{ A}$$

$$P_{S1} = V_{CEsat} \cdot I_{S1} = 1,45 \cdot 0,75 = 1,087 \text{ W}$$

Por tanto, el total de las pérdidas consideradas en el convertidor elevador es:

$$\text{Pérdidas} = P_{D1} + P_{S1} = 0,85 + 1,087 = 1,938 \text{ W}$$

Y el rendimiento del convertidor elevador es:

$$\eta_{elev} = \frac{P_{omax}}{P_{omax} + P_{D1} + P_{S1}} = \frac{200}{200 + 1,938} = 0,99$$

Apartado 6 (0,5 puntos)

El rendimiento del sistema completo en las condiciones solares indicadas se puede calcular a partir del rendimiento del elevador y del inversor:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{PV}} = \frac{P_o}{P_{bus}} \cdot \frac{P_{bus}}{P_{PV}} = \eta_{inv} \cdot \eta_{bus} = 0,98 \cdot 0,99 = 0,971$$

Apartado 7 (0,5 puntos)

En un inversor de onda cuadrada, la tensión a la salida del inversor es una forma de onda cuadrada con amplitud igual a la tensión de entrada del inversor, que en este caso es V_{bus} . Por tanto, el valor eficaz de esta tensión será igual a:

$$V_{inv1ef} = V_{bus} = 400 \text{ V}$$

El valor de pico de la componente fundamental de la tensión de salida del inversor es:

$$V_{inv1} = \frac{4}{\pi} \cdot V_{bus} = 509,296 \text{ V}$$

Apartado 8 (1 punto)

En el caso de modulación PWM, el valor eficaz de la componente fundamental de la tensión de salida del inversor es:

$$V_{inv1ef} = \frac{400}{\sqrt{2}} \cdot m_a$$

El valor del índice de modulación m_a es por tanto:

$$m_a = \frac{V_{inv1ef}}{\frac{V_{bus}}{\sqrt{2}}} = \frac{220}{\frac{400}{\sqrt{2}}} = 0,777$$

Apartado 9 (0,5 puntos)

En el caso de avería en el convertidor elevador, la tensión de entrada al inversor será directamente la del panel solar.

En caso de onda cuadrada, el máximo valor de la tensión eficaz a la salida es:

$$V_{invef} = 250 \text{ V}$$

Si en estas condiciones consideramos sólo la componente fundamental:

$$V_{inv1ef} = \frac{250}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} = 225$$

Considerando modulación PWM, el valor máximo de la componente fundamental es:

$$V_{inv1ef} = \frac{250}{\sqrt{2}} = 176 \text{ V}$$

Apartado 10 (0,5 puntos)

$$m_a = \frac{V_{inv1ef}}{\frac{V_{bus}}{\sqrt{2}}} = \frac{110}{\frac{250}{\sqrt{2}}} = 0,622$$

Problema 2. Solución propuesta

Apartado 1 (0,5 puntos)

El circuito de la figura 2 es un rectificador monofásico no controlado con filtro LC alimentando una carga resistiva.

La tensión media a la salida del rectificador es igual a:

$$\bar{v}_o = \overline{v_{rect}} = \frac{2}{\pi} \cdot V_g = \frac{2}{\pi} \cdot 15\sqrt{2} = 13,5 \text{ V}$$

El valor eficaz del rizado de la tensión en la carga V_{orizef}^2 es:

$$V_{oef}^2 = \bar{v}_o^2 + V_{o1ef}^2 + V_{o2ef}^2 + \dots = \bar{v}_o^2 + V_{orizef}^2$$

Considerando la descomposición en armónicos de la tensión a la salida del rectificador, se puede calcular el valor eficaz de cada una de las componentes armónicas a la salida del circuito.

El cálculo del primer armónico de tensión a la salida del circuito puede calcularse de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} v_{o1} &= \mathcal{G}(f_1) \cdot v_{rect1} \\ V_{o1} &= |\mathcal{G}(f_1)| \cdot V_{rect1} \\ |\mathcal{G}(f_1)| &= \frac{1}{\sqrt{(1 - (2\pi f_1)^2 \cdot L \cdot C)^2 + \left(2\pi f_1 \cdot \frac{L}{R}\right)^2}} = 0,053 \end{aligned}$$

$$V_{o1} = |G(f_1)| \cdot V_{rect1} = 0,053 \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{1 \cdot 3} \cdot 15\sqrt{2} = 0,477 \text{ V}$$

A la vista de que el filtro está atenuando significativamente los armónicos de la tensión del rectificador, consideramos solo el primer armónico para el cálculo del valor eficaz del rizado:

$$V_{orizef}^2 = V_{o1ef}^2 + V_{o2ef}^2 + \dots \cong V_{o1ef}^2$$

$$V_{orizef} \cong V_{o1ef} = \frac{V_{o1}}{\sqrt{2}} = 0,347 \text{ V}$$

La potencia consumida por la carga es:

Considerando el rizado de tensión:

$$P = \frac{V_{oef}^2}{R} = \frac{13,5^2 + 0,347^2}{10} = 18,236 \text{ W}$$

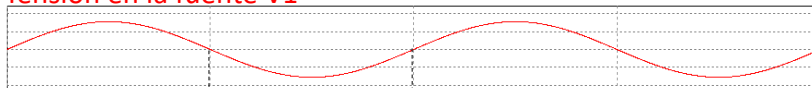
Despreciando el rizado de tensión y considerando solo el valor medio:

$$P = \frac{V_{oef}^2}{R} \cong \frac{13,5^2}{10} = 18,225 \text{ W}$$

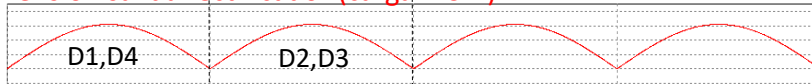
Apartado 2 (0,5 puntos)

Las formas de onda son:

Tensión en la fuente V1



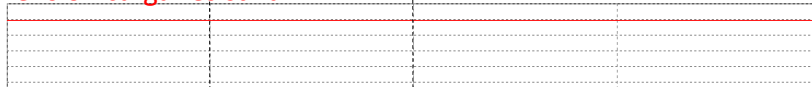
Tensión salida rectificador (carga L-C-R)



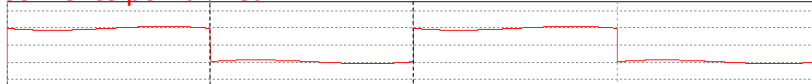
Corriente salida rectificador



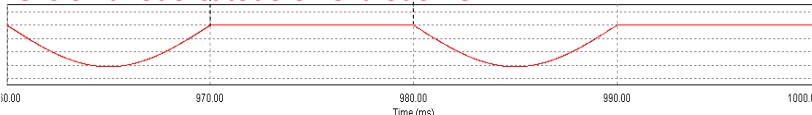
Tensión carga resistiva



Corriente por la línea



Tensión ánodo-cátodo en el diodo D3



Apartado 3 (0,5 puntos)

El factor de potencia es:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{gef} \cdot I_{gef}} = \frac{18,236}{15 \cdot 1,35} = 0,9$$

El valor eficaz de la corriente por la fuente se ha calculado de la siguiente forma:

$$I_{gef} = \bar{i}_L = \frac{\overline{v_{rect}}}{R} = \frac{13,5}{10} = 1,35 \text{ A}$$

Apartado 4 (0,5 puntos)

El circuito de la figura 3 es un rectificador monofásico no controlado con filtro por condensador alimentando una carga resistiva.

Aplicando la aproximación triangular, es decir, suponiendo la descarga del condensador lineal y despreciando el tiempo de carga del mismo, el rizado de tensión en el condensador puede calcularse como:

$$\Delta V_o = \frac{I \cdot \Delta t}{C} = \frac{V_g/R \cdot T/2}{C} = \frac{10\sqrt{2} \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3}} = 1,41 \text{ V}$$

Por tanto el valor medio es:

$$\overline{v}_o = V_g - \frac{\Delta V_o}{2} = 10\sqrt{2} - \frac{1,41}{2} = 13,43 \text{ V}$$

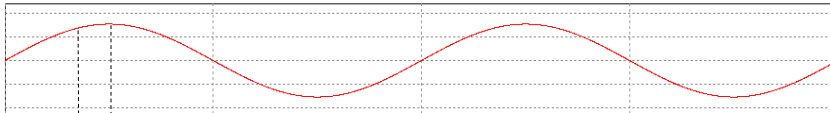
Y la potencia consumida, considerando despreciable el rizado de tensión:

$$P = \frac{V_{oef}^2}{R} \cong \frac{\overline{v}_o^2}{R} = \frac{13,43^2}{10} = 18,05 \text{ W}$$

Apartado 5 (0,5 puntos)

Las formas de onda son:

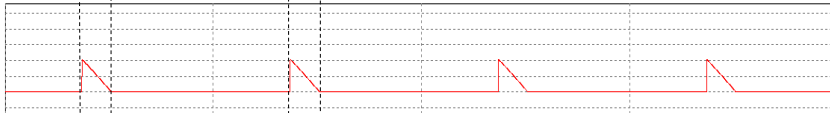
v_g Tensión en la fuente V1



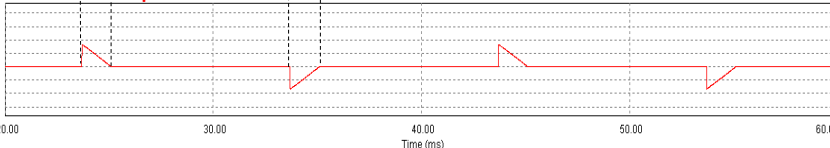
v_o Tensión salida rectificador (carga C-R)



i_o Corriente salida rectificador



i_g Corriente por la línea



Apartado 6 (0,5 puntos)

El circuito de la figura 4 es un rectificador monofásico controlado con filtro LC alimentando una carga resistiva.

La expresión del valor medio de tensión en la carga en función del ángulo de disparo es:

$$\overline{v_o}(\alpha) = \overline{v_{rect}}(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_g \cdot \text{sen}(\theta) d\theta = \frac{2 \cdot V_g}{\pi} \cdot \cos(\alpha)$$

El ángulo de disparo para que el valor medio de la tensión en la carga sea igual a 13,5 V, puesto que se cumple $\overline{v_o}(\alpha) = \overline{v_{rect}}(\alpha)$, es:

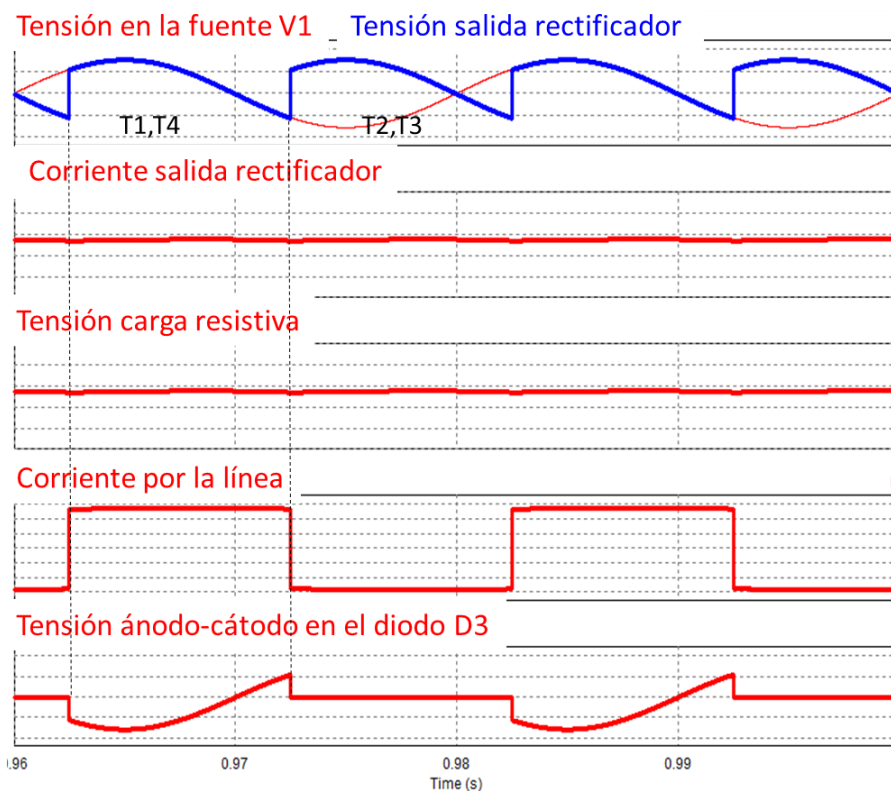
$$\alpha = \text{acos}\left(\frac{\pi \cdot \overline{v_{rect}}}{2 \cdot V_g}\right) = \text{acos}\left(\frac{\pi \cdot 13,5}{2 \cdot 30\sqrt{2}}\right) = 60^\circ$$

La potencia entregada por la fuente de tensión para ese ángulo de disparo, considerando que el rizado de corriente es despreciable, es:

$$P = \frac{V_{oef}^2}{R} \cong \frac{\overline{v_o}^2}{R} = \frac{13,5^2}{10} = 18,225 \text{ W}$$

Apartado 7 (0,5 puntos)

Las formas de onda son:



Apartado 8 (0,5 puntos)

Los circuitos propuestos en las tres figuras están entregando la misma potencia a la carga, que tiene la misma tensión media. El circuito con filtro por condensador (figura 3) tiene la ventaja de ser simple y robusto, pero su factor de potencia es muy mal debido al alto contenido armónico de la corriente por la fuente. Esto se puede deducir de la forma de onda de la corriente, puesto que son picos que se corresponden con los instantes en los que se carga el condensador del filtro.

Comparando los circuitos de las figuras 2 y 4, la forma de onda de la corriente por la fuente tiene el mismo aspecto (onda cuadrada) y por tanto tiene la misma distorsión armónica. Sin embargo, la corriente en el rectificador controlado tiene un desfase adicional respecto a la tensión del generador sinusoidal. Haciendo los cálculos del factor de potencia del rectificador controlado:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{gef} \cdot I_{gef}} = \frac{18,225}{30 \cdot 1,35} = 0,45$$

Donde el valor eficaz de la corriente por la fuente se ha calculado de la siguiente forma:

$$I_{gef} = \bar{i}_L = \frac{\overline{v_{rect}}}{R} = \frac{13,5}{10} = 1,35 \text{ A}$$

Por tanto el factor de potencia del rectificador controlado (figura 4) es peor que el del no controlado (figura 2). Su ventaja es la posibilidad de controlar el valor medio de la tensión aplicada a la carga, y por tanto también la potencia entregada.