

Análisis de circuitos

Ingeniería Técnica de Telecomunicación
(primer curso)

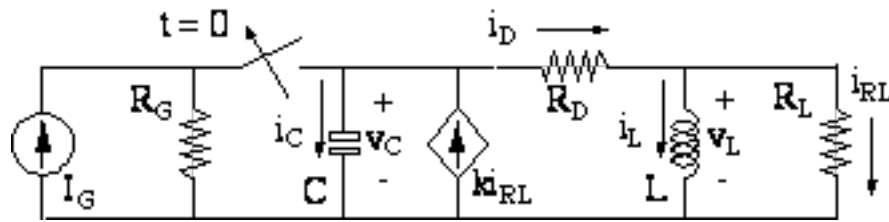
Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación
(Universidad de Vigo)

Examen de diciembre de 2009
(soluciones)

Preparado por:
Enrique Sánchez

Dpto. Teoría de la Señal y Comunicaciones
Universidad de Vigo

Problema 1 (2 puntos)



El circuito de la figura, en el que la fuente independiente es continua, no experimenta más alteraciones después del cambio de posición del interruptor.

Apartado A (1.2 puntos). Obtened los valores de v_C , i_C , v_L e i_L para $t = 0^-$, $t = 0^+$ y $t = \infty$.

Apartado B (0.8 puntos). Utilizando los valores $I_G = 2$ A, $L = 1$ H, $C = 1$ F, $R_G = \infty$ Ω , $R_D = R_L = 1$ Ω , $k = 1$, hallad la ecuación diferencia que rige el comportamiento de i_L para $t \geq 0$. ¿Cuánto valen el coeficiente de amortiguamiento y la frecuencia angular de resonancia? ¿Cuál es el valor máximo que puede tomar k para evitar que corrientes y/o tensiones tiendan a valores infinitos?

Apartado A.

Para $t = 0^-$ la inductancia es un cortocircuito y la capacidad es un circuito abierto, con lo que

$$i_C(0^-) = 0 \text{ A}, v_L(0^-) = 0 \text{ V}$$

Además,

$$\begin{aligned} I_G &= \frac{v_C(0^-)}{R_G} + i_C(0^-) - k i_{RL}(0^-) + i_D(0^-) = \\ &= \frac{v_C(0^-)}{R_G} + i_C(0^-) - k \frac{v_L(0^-)}{R_L} + i_D(0^-) = \frac{v_C(0^-)}{R_G} + i_D(0^-) \end{aligned} \quad (1)$$

$$i_D(0^-) = i_L(0^-) + \frac{v_L(0^-)}{R_L} = i_L(0^-) \quad (2)$$

$$v_C(0^-) = i_D(0^-)R_D + v_L(0^-) = i_L(0^-)R_D \quad (3)$$

Sustituyendo (2-3) en (1) y el resultado en (3), se obtiene

$$I_G = \frac{v_C(0^-)}{R_G} + i_D(0^-) = \frac{R_G + R_D}{R_G} i_L(0^-) \Rightarrow i_L(0^-) = \frac{R_G}{R_G + R_D} I_G$$

$$v_C(0^-) = i_L(0^-)R_D = \frac{R_G R_D}{R_G + R_D} I_G$$

Para $t = 0^+$, dada la continuidad de las magnitudes fundamentales de la inductancia y la capacidad, se tiene

$$v_C(0^+) = v_C(0^-) = \frac{R_G R_D}{R_G + R_D} I_G, i_L(0^+) = i_L(0^-) = \frac{R_G}{R_G + R_D} I_G$$

Además,

$$v_C(0^+) = i_D(0^+)R_D + v_L(0^+) \quad (4)$$

$$i_D(0^+) = i_L(0^+) + i_{RL}(0^+) = i_L(0^+) + \frac{v_L(0^+)}{R_L} \quad (5)$$

Sustituyendo (5) en (4) se obtiene

$$v_C(0^+) = i_D(0^+)R_D + v_L(0^+)\left(\frac{R_D}{R_L} + 1\right) \Rightarrow v_L(0^+) = \frac{v_C(0^+) - i_D(0^+)R_D}{R_D + R_L} = 0 \text{ V}$$

$$k i_{RL}(0^+) = k \frac{v_L(0^+)}{R_L} = 0 = i_D(0^+) + i_C(0^+) = i_L(0^+) + \frac{v_L(0^+)}{R_L} + i_C(0^+) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow i_C(0^+) = -i_L(0^+) = -\frac{R_G}{R_G + R_D} I_G$$

Para $t = \infty$ la inductancia es un cortocircuito y la capacidad es un circuito abierto.

$$i_C(\infty) = 0 \text{ A}, v_L(\infty) = 0 \text{ V}$$

Además,

$$k i_{RL}(\infty) = k \frac{v_L(\infty)}{R_L} = 0 = i_D(\infty) + i_C(\infty) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow i_D(\infty) = 0 = i_L(\infty) + i_{RL}(\infty) = i_L(\infty) + \frac{v_L(\infty)}{R_L} \Rightarrow i_L(\infty) = 0 \text{ A}$$

$$v_C(\infty) = i_D(\infty)R_D + v_L(\infty) = 0 \text{ V}$$

Apartado B.

$$v_C(t) = i_D(t)R_D + v_L(t) \quad (6)$$

$$i_D(t) = i_L(t) + i_{RL}(t) = i_L(t) + \frac{v_L(t)}{R_L} \quad (7)$$

$$ki_{RL}(t) = i_D(t) + i_C(t) = i_L(t) + \frac{v_L(t)}{R_L} + i_C(t) \quad (8)$$

Sustituyendo (7) en (6) y el resultado en (8) se llega a (utilizando los datos del enunciado)

$$LC\left(\frac{R_D}{R_L} + 1\right)\frac{d^2i_L}{dt^2} + \left[\frac{L(1-k)}{R_L} + R_D C\right]\frac{di_L}{dt} + i_L = 0$$

$$2\frac{d^2i_L}{dt^2} + \frac{di_L}{dt} + i_L = 0$$

La ecuación característica correspondiente es

$$as^2 + bs + c = 0; a = 2, b = 1, c = 1$$

con lo que el coeficiente de amortiguamiento y la frecuencia angular de resonancia son, respectivamente,

$$\alpha = \frac{b}{2a} = \frac{1}{4} s^{-1}, \omega_0 = \sqrt{\frac{c}{a}} = \frac{\sqrt{2}}{2} s^{-1}$$

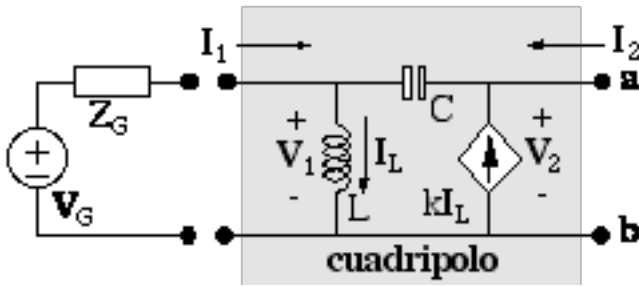
Teniendo en cuenta que las raíces de la ecuación característica se calculan como

$$s_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

b ha de ser siempre positivo de forma que tales raíces sean negativas (en caso de ser reales) o tengan parte real negativa (en caso de ser complejas), con objeto de evitar en las expresiones temporales la aparición de exponenciales con exponentes positivos. Imponiendo esta condición en el presente caso se tiene

$$b = \frac{L(1-k)}{R_L} + R_D C > 0 \Rightarrow 1-k > -\frac{R_D R_L C}{L} \Rightarrow 2 > k$$

Problema 2 (2 puntos)



$$v_G(t) = V_{DC} + V_{AC} \cos(\omega t + \varphi)$$

$$V_{DC} = 1 \text{ V}, V_{AC} = 0.5 \text{ V}, \omega = 1 \text{ krad/s}, \varphi = -90^\circ$$

$$Z_G = R_G = 0.5 \Omega; R_L = 1 \Omega$$

$$L = 1 \text{ mH}, C = 1 \text{ mF}$$

$$k = 2$$

Apartado A (0.25 puntos). El cuadripolo de la figura, en cuya representación se ha utilizado notación fasorial, funciona en régimen sinusoidal permanente a una frecuencia angular ω . Hallad sus parámetros y.

Apartado B (0.25 puntos). Obtened la ganancia de tensión (V_2 / V_G). Suponed que los parámetros y del cuadripolo son conocidos.

Apartado C (0.75 puntos). Suponiendo que la fuente es sinusoidal ($V_G = -j0.5 \text{ V}$) y que los restantes parámetros tienen los valores indicados a la derecha de la figura, obtened el circuito equivalente de Thèvenin entre los terminales **a** y **b**.

Apartado D (0.75 puntos). Se conecta una resistencia R_L entre **a** y **b**, con lo que en sus bornes cae una tensión $v_L(t)$ (positiva en el punto más próximo a **a**). La fuente de tensión sinusoidal pasa a ser sustituida por $v_G(t)$. Utilizando los valores indicados a la derecha de la figura obtened $v_L(t)$.

Apartado A.

En el cuadripolo se cumplen las relaciones

$$I_1 = V_1 \left(\frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right) - V_2 j\omega C \quad (1)$$

$$\mathbf{I}_2 = \mathbf{V}_2 j\omega C - \mathbf{V}_1 \left(j\omega C + \frac{k}{j\omega L} \right) \quad (2)$$

Los parámetros y están definidos por las relaciones

$$\mathbf{I}_1 = \mathbf{V}_1 y_{11} + \mathbf{V}_2 y_{12} \quad (3)$$

$$\mathbf{I}_2 = \mathbf{V}_1 y_{21} + \mathbf{V}_2 y_{22} \quad (4)$$

Igualando término a término (1-2) y (3-4) se obtiene

$$y_{11} = \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \quad y_{12} = -j\omega C \quad y_{21} = -j\omega C - \frac{k}{j\omega L} \quad y_{22} = j\omega C$$

Apartado B.

A partir de (4), y ya que los terminales **a-b** están en circuito abierto ($\mathbf{I}_2 = 0$ A), se obtiene

$$\mathbf{I}_2 = 0 \Rightarrow \mathbf{V}_1 = - \frac{y_{22} \mathbf{V}_2}{y_{21}}$$

Sustituyendo este resultado en (3) se obtiene

$$\mathbf{I}_1 = \left(y_{12} - \frac{y_{11} y_{22}}{y_{21}} \right) \mathbf{V}_2$$

Además,

$$\mathbf{V}_G = \mathbf{I}_1 Z_G + \mathbf{V}_1 = Z_G \left(y_{12} - \frac{y_{11} y_{22}}{y_{12}} \right) \mathbf{V}_2 - \frac{y_{22} \mathbf{V}_2}{y_{21}} \Rightarrow \frac{\mathbf{V}_2}{\mathbf{V}_G} = \frac{y_{21}}{(y_{12} y_{21} - y_{11} y_{22}) Z_G - y_{22}}$$

Apartado C.

Con los valores indicados, los parámetros y toman los siguientes valores:

$$y_{11} = 0 \text{ S}, y_{12} = -j \text{ S}, y_{21} = j \text{ S}, y_{22} = j \text{ S}$$

Sustituyendo estos valores y el de $\mathbf{V}_G$ en la última expresión del apartado anterior se obtiene

$$\mathbf{V}_{Th} = \mathbf{V}_2 = \frac{0.5}{0.5 - j} \text{ V} = 0.2 + j0.4 \text{ V}$$

Con los terminales **a** y **b** en cortocircuito la tensión entre ellos es nula ($\mathbf{V}_2 = 0 \text{ V}$). En consecuencia, utilizando (4)

$$\mathbf{V}_2 = 0 \Rightarrow \mathbf{V}_1 = \frac{\mathbf{I}_2}{y_{21}}$$

Sustituyendo este valor en (3) se llega a

$$\mathbf{V}_2 = 0 \Rightarrow \mathbf{I}_1 = \mathbf{V}_1 y_{11} = \frac{y_{11} \mathbf{I}_2}{y_{21}}$$

A partir de los dos últimos resultados se obtiene

$$\mathbf{V}_G = \mathbf{I}_1 Z_G + \mathbf{V}_1 = \left(\frac{1 + y_{11} Z_G}{y_{21}} \right) \mathbf{I}_2 \Rightarrow \mathbf{I}_N = -\mathbf{I}_2 = -\frac{y_{21} \mathbf{V}_G}{1 + y_{11} Z_G} = -0.5 \text{ A}$$

con lo que

$$Z_{Th} = \frac{V_{Th}}{I_N} = 0.4 + j0.8 \, \Omega$$

Apartado D.

Dado que la excitación tiene dos componentes hay que aplicar el principio de superposición.

COMPONENTE CONTINUA

Bajo excitación continua (V_{DC}) la inductancia es un cortocircuito y la capacidad, un circuito abierto, con lo que, dado que no puede desviarse corriente por éste, se tiene

$$V_{DC} = I_L Z_G \Rightarrow I_L = \frac{V_{DC}}{Z_G} = 2 \, A \Rightarrow V_{LDC} = k I_L R_L = 4 \, V$$

COMPONENTE SINUSOIDAL

Para la componente sinusoidal el circuito es exactamente el mismo que se consideró en el apartado anterior (compruébese que $V_{AC} = V_{AC} e^{j\varphi} = -j0.5 \, V = V_G$), con lo que el circuito equivalente de Thévenin también es el mismo. En consecuencia, el circuito completo queda reducido al generador y la impedancia equivalentes de Thévenin en serie con R_L . Por tanto,

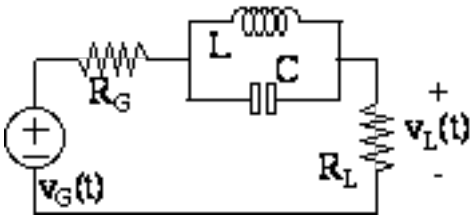
$$V_{LAC} = \frac{R_L V_{Th}}{Z_{Th} + R_L} = \frac{0.6 + j0.4}{2.6} V = 0.2 \angle 33.70^\circ \quad \Rightarrow \quad |V_L| = 0.2 \, V \quad \varphi = 33.70^\circ$$

$$v_{LAC}(t) = \operatorname{Re}\{\mathbf{V}_{LAC}e^{j\omega t}\} = |\mathbf{V}_{LAC}| \cos(\omega t + \varphi) = \frac{1}{3} \cos(\omega t - 90^\circ) \text{ V}$$

En consecuencia,

$$v_{LAC}(t) = \operatorname{Re}\{\mathbf{V}_{LAC}e^{j\omega t}\} = 0.2 \cos(\omega t + 33.70^\circ) \text{ V}$$

Problema 3 (2 puntos)



$$R_G = 0.25 \, \Omega = R_L$$

$$C = 2 \, \mu\text{F}, L = 2 \, \mu\text{F}$$

$$\mathcal{L}\{h(t)\} = H(s) = \frac{V_L(s)}{V_G(s)} = \frac{\mathcal{L}\{v_L(t)\}}{\mathcal{L}\{v_G(t)\}}$$

$$H(s) = \frac{0.5s^2 + 2}{s^2 + 3s + 2}$$

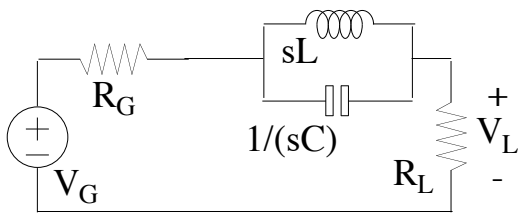
Apartado A (0.5 puntos). Utilizando los datos indicados a la derecha de la figura, obtened la transformada de Laplace, $H(s)$, de la función de transferencia del circuito.

Apartado B (0.5 puntos). Obtened la transformada inversa de Laplace de la función de transferencia indicada a la derecha de la figura.

Apartado C (0.5 puntos). Obtened la expresión en régimen permanente de la tensión de salida de un circuito con la función de transferencia indicada a la derecha de la figura y siendo la tensión de entrada $v_G(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$, con $A = 2 \, \text{V}$, $\omega = 1 \, \text{rad/s}$ y $\varphi = 0^\circ$.

Apartado D (0.5 puntos). Calculad el valor al que tiende el módulo de la función de transferencia indicada a la derecha de la figura cuando el circuito correspondiente opera en régimen sinusoidal permanente a una frecuencia de $2 \, \text{rad/s}$.

Apartado A.



En el dominio s el circuito queda como se muestra en la figura adjunta.

Teniendo en cuenta que el circuito se comporta como un divisor de tensión puede escribirse (utilizando los datos del enunciado)

$$H(s) = \frac{V_L}{V_G} = \frac{R_L}{R_G + R_L + \frac{L/C}{1/(sC)}}$$

$$= \frac{\frac{R_L}{R_G + R_L} \left(s^2 + \frac{1}{LC} \right)}{s^2 + \frac{s}{(R_G + R_L)C} + \frac{1}{(R_G + R_L)LC}} = \frac{0.5s^2 + 0.125 \times 10^{12}}{s^2 + 10^6 s + 0.5 \times 10^{12}}$$

Apartado B.

La transformada de Laplace de la función de transferencia puede escribirse como

$$H(s) = \frac{0.5s^2 + 2}{s^2 + 3s + 2} = 0.5 - \frac{1.5s + 1}{s^2 + 3s + 2} = 1 - G(s)$$

Las raíces del denominador se calculan como se indica a continuación.

$$s^2 + 3s + 2 = 0 \Rightarrow s_{1,2} = \frac{-3 \pm \sqrt{9 - 8}}{2} \Rightarrow s_1 = -1 s^{-1}, s_2 = -2 s^{-1}$$

De esta forma se obtiene

$$G(s) = \frac{N(s)}{(s - s_1)(s - s_2)} = \frac{K_1}{s - s_1} + \frac{K_2}{s - s_2}$$

donde

$$K_1 = \{[H(s)(s - s_1)]\}_{s=s_1} = -0.5$$

$$K_2 = \{[H(s)(s - s_2)]\}_{s=s_2} = 2$$

Por consiguiente,

$$h(t) = \mathcal{L}^{-1}\{1 - G(s)\} = \delta(t) + 0.5e^{-t} - 2e^{-2t}$$

Apartado C.

$$H(s) = \frac{0.5s^2 + 2}{s^2 + 3s + 2} \Rightarrow H(j\omega) = \{H(s)\}_{s=j\omega} = \frac{2 - 0.5\omega^2}{(2 - \omega^2) + j3\omega} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow |H(j\omega)| = \frac{2 - 0.5\omega^2}{\sqrt{(2 - \omega^2)^2 + (3\omega)^2}}, \theta(j\omega) = \angle 2 - 0.5\omega^2 - \arctg\left(\frac{3\omega}{2 - \omega^2}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow |H(j\omega)|_{\omega=1 \text{ rad/s}} = \frac{1.5}{\sqrt{10}}, [\theta(j\omega)]_{\omega=1 \text{ rad/s}} = 0^\circ - \arctg(3)$$

$$v_G(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \Rightarrow$$

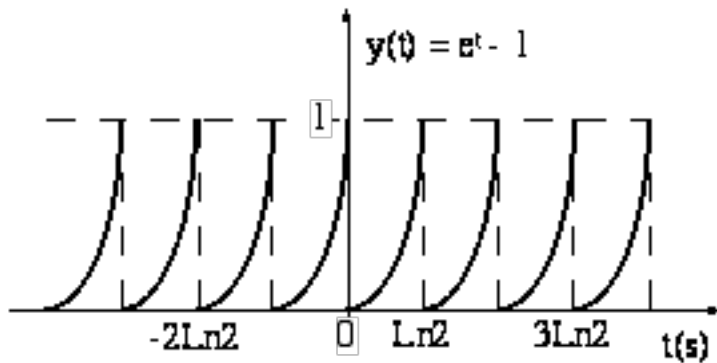
$$\Rightarrow v_L(t) = A |H(j\omega)| \cos[\omega t + \varphi + \theta(j\omega)] = \frac{3}{\sqrt{10}} \cos[t - \arctg(3)] \text{ V}$$

Apartado D.

Se trata de la situación indicada en el apartado anterior, con lo que

$$\Rightarrow |H(j\omega)|_{\omega=2 \text{ rad/s}} = 0$$

Problema 4 (2 puntos)



$$H(s) = \frac{0.5s^2 + 2}{s^2 + 3s + 2}$$

Apartado A (0.75 puntos). Obtener el desarrollo en serie de Fourier (formulación trigonométrica) del tren periódico de pulsos representado en la parte izquierda.

Apartado B (0.5 puntos). Obtener el módulo y la fase de la transformada de Fourier de la función constituida únicamente por el primer pulso positivo del tren de pulsos.

Apartado C (0.75 puntos). Dado un filtro caracterizado por la función de transferencia indicada a la derecha de la figura, obtener los valores a los que tienden el módulo y la fase de dicha función cuando la frecuencia tiende a 0 y a ∞ rad/s. ¿Cuánto vale el módulo para $\omega = 2$ rad/s?

Apartado A.

Aplicando las expresiones para calcular los coeficientes del desarrollo en serie de Fourier se tiene

$$a_v = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T e^t dt - \frac{1}{T} \int_0^T dt = \frac{1}{T} [e^t]_0^T - \frac{1}{T} [t]_0^T = \frac{e^T - 1}{T} - 1$$

Aplicando los datos del problema ($T = \ln 2$) se llega a

$$a_v = 0.44$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T y(t) \cos\left(\frac{2k\pi t}{T}\right) dt = \frac{2}{T} \int_0^T e^t \cos\left(\frac{2k\pi t}{T}\right) dt - \frac{2}{T} \int_0^T \cos\left(\frac{2k\pi t}{T}\right) dt =$$

$$= \left\{ \begin{array}{c} \text{teniendo en cuenta que} \\ \int e^{ax} \cos(bx) dx = \frac{e^{ax}}{a^2 + b^2} [a \cos(bx) + b \sin(bx)] \end{array} \right\} =$$

$$= \frac{2}{T} \left\{ \frac{e^t}{1 + \left(\frac{2k\pi}{T}\right)^2} \left[\cos\left(\frac{2k\pi t}{T}\right) + \frac{2k\pi}{T} \sin\left(\frac{2k\pi t}{T}\right) \right] \right\}_0^T - \frac{2}{T} \left(\frac{T}{2k\pi} \right) \left[\sin\left(\frac{2k\pi t}{T}\right) \right]_0^T = \frac{2}{T} \left[\frac{e^T}{1 + \left(\frac{2k\pi}{T}\right)^2} - \frac{1}{1 + \left(\frac{2k\pi}{T}\right)^2} \right]$$

Aplicando los datos del problema se llega a

$$a_k = \frac{2.89}{1 + (2.89k\pi)^2}$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T y(t) \sin\left(\frac{2k\pi t}{T}\right) dt = \frac{2}{T} \int_0^T e^t \sin\left(\frac{2k\pi t}{T}\right) dt - \frac{2}{T} \int_0^T \sin\left(\frac{2k\pi t}{T}\right) dt =$$

$$= \left\{ \begin{array}{c} \text{teniendo en cuenta que} \\ \int e^{ax} \sin(bx) dx = \frac{e^{ax}}{a^2 + b^2} [a \sin(bx) - b \cos(bx)] \end{array} \right\} =$$

$$= \frac{2}{T} \left[\frac{e^t}{1 + \left(\frac{2k\pi}{T}\right)^2} \left[\sin\left(\frac{2k\pi t}{T}\right) - \frac{2k\pi t}{T} \cos\left(\frac{2k\pi t}{T}\right) \right] \right]_0^T + \frac{2}{T} \left[\frac{T}{2k\pi} \cos\left(\frac{2k\pi t}{T}\right) \right]_0^T = - \frac{4k\pi e^T}{T \left[1 + \left(\frac{2k\pi}{T}\right)^2 \right]}$$

Aplicando los datos del problema se tiene

$$b_k = - \frac{11.54k\pi}{1 + (2.89k\pi)^2}$$

En consecuencia, la serie queda como

$$y(t) = a_v + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos\left(\frac{2k\pi t}{T} - \varphi_k\right)$$

siendo

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, \varphi_k = \arctg(b_k/a_k)$$

Apartado B.

La transformada de Fourier se calcula como se indica a continuación.

$$Y(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)e^{-j\omega t} dt = A(\omega) - jB(\omega) = |Y(\omega)|e^{-j\varphi(\omega)}$$

$$A(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) \cos(\omega t) dt = \int_0^T e^t \cos(\omega t) dt - \int_0^T \cos(\omega t) dt =$$

$$= \left\{ \int e^{ax} \cos(bx) dx = \frac{e^{ax}}{a^2 + b^2} [a \cos(bx) + b \sin(bx)] \right\} =$$

$$= \left\{ \frac{e^t}{1 + \omega^2} [\cos(\omega t) + \omega \sin(\omega t)] \right\}_0^T - \left[\frac{\sin(\omega t)}{\omega} \right]_0^T =$$

$$= \frac{e^T [\cos(\omega T) + \omega \sin(\omega T) - 1]}{1 + \omega^2} - \frac{\sin(\omega T)}{\omega}$$

$$B(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) \sin(\omega t) dt = \int_0^T e^t \sin(\omega t) dt - \int_0^T \sin(\omega t) dt =$$

$$= \left\{ \int e^{ax} \sin(bx) dx = \frac{e^{ax}}{a^2 + b^2} [a \sin(bx) - b \cos(bx)] \right\} =$$

$$= \left\{ \frac{e^t}{1 + \omega^2} [\sin(\omega t) - \omega \cos(\omega t)] \right\}_0^T + \left[\frac{\cos(\omega t)}{\omega} \right]_0^T =$$

$$= \frac{e^T [\sin(\omega T) - \omega \cos(\omega T) + \omega]}{1 + \omega^2} + \frac{\cos(\omega T) - 1}{\omega}$$

En consecuencia,

$$|Y(\omega)| = \sqrt{A^2 + B^2}, \varphi(\omega) = \arctg\left(\frac{B}{A}\right), \text{ con } T = L\ln 2$$

Apartado C.

$$H(j\omega) = \{H(s)\}_{s=j\omega} = \frac{2 - 0.5\omega^2}{-\omega^2 + j3\omega + 2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow |H(j\omega)| = \frac{2 - 0.5\omega^2}{\sqrt{(2 - \omega^2)^2 + (3\omega)^2}}, \varphi(\omega) = \angle 2 - 0.5\omega^2 - \arctg\left(\frac{3\omega}{2 - \omega^2}\right)$$

Utilizando estos resultados se llega a

$$\omega \rightarrow 0 \text{ rad/s} \Rightarrow |H(\omega)| \rightarrow 1, \varphi(\omega) \rightarrow 0^\circ$$

$$\omega \rightarrow \infty \text{ rad/s} \Rightarrow |H(\omega)| \rightarrow 0.5, \varphi(\omega) \rightarrow 0^\circ$$

$$\omega \rightarrow 2 \text{ rad/s} \Rightarrow |H(\omega)| \rightarrow 0$$