

Sistemas Lineales 1

Segundo parcial, 11 de julio de 2005

Recomendaciones generales:

- Leer atentamente todos los ejercicios y asegurarse de no olvidar realizar alguna parte.
- En caso de no poder avanzar en un problema, cambiar a otro y volver a él más tarde. No se demore mucho tiempo en un solo ejercicio.
- SEA PROLIJO Y EXPLIQUE Y DETALLE BIEN TODOS SUS PASOS. Exprese sus resultados exactamente en el formato pedido. Recuerde que a través de esta evaluación usted debe demostrar sus conocimientos en la materia. Tenga presente que si algo no es claro para el evaluador, usted podría perder los puntos correspondientes a la pregunta.
- HACER PROBLEMAS DISTINTOS EN HOJAS SEPARADAS.
- PONER EL NOMBRE EN TODAS LAS HOJAS.
- Se recuerda que la prueba es individual.
- Al finalizar, colocar las hojas dentro del sobre amarillo y entregarlo al docente del salón.

Problema 1 (14 puntos)

Trabajaremos con la transferencia

$$H(j\omega) = K \frac{(j\omega)^2}{(j\omega - 0,1)(j\omega + 10)}$$

- (a) Hallar los valores de K para los cuales $\lim_{\omega \rightarrow \infty} |H(j\omega)| = 40dB$.
- (b) Determinar K si además si pide que $\lim_{\omega \rightarrow 0} \arg[H(j\omega)] = 0rad$.
- (c) Bosquejar los Diagramas de Bode asintóticos de $H(j\omega)$, **justificando detalladamente** los pasos seguidos para la obtención de los mismos.
- (d) Calcular la distancia entre el Diagrama de módulo asintótico y el real para las siguientes frecuencias: $\omega = 0, 1; 1; 10; 100$.
- (e) Si se coloca en cascada el sistema anterior con un retardo de valor $t_d > 0$, como se muestra en la Figura 1, cómo se relacionan los Diagramas de Bode de módulo de $H(j\omega)$ y $H_T(j\omega)$? **Justificar.**

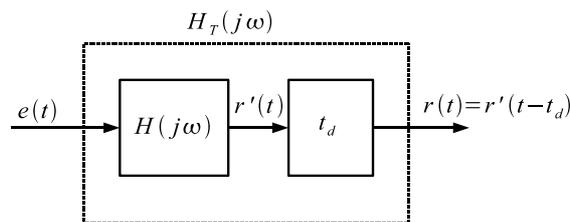


Figura 1: Diagrama de bloques

Problema 2 (15 puntos)

Un sistema de fuentes V_1 , V_2 y V_3 alimenta un sistema de cargas con dos fases iguales entre sí (R_1 en serie con L_1) y una fase alimentada por medio de un transformador **ideal** con n vueltas en el primario y m vueltas en el secundario.

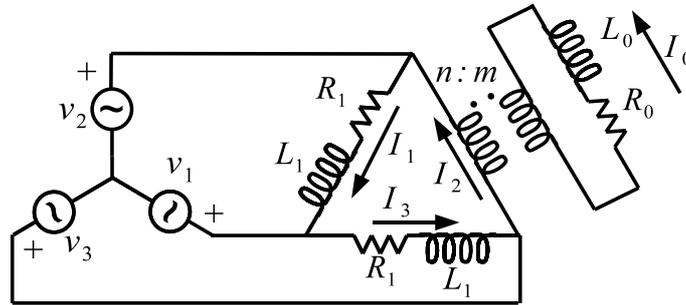


Figura 2:

- ¿Qué relación tiene que cumplir R_1 y L_1 , en función de R_0 , L_0 , n y m , para que el sistema de cargas que ven las fuentes sea equilibrado?
- Si $R_1 = 100\Omega$, $L_1 = \frac{100}{2\pi f} H$, $n = 100$, $m = 10$ y $f = 50Hz$. Calcular el valor de R_0 y L_0 para que sea un sistema de cargas equilibrado.

Para el sistema de fuentes:

$$\begin{cases} v_1(t) = 220\sqrt{2} \cos(2\pi ft) \\ v_2(t) = 220\sqrt{2} \cos(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}) \\ v_3(t) = 220\sqrt{2} \cos(2\pi ft + \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

- Calcular los fasores asociados a las corrientes I_1 , I_2 , I_3 e I_0 y ubicarlos en un diagrama fasorial junto a los fasores de las fuentes.
- Dar las expresiones temporales de las corrientes I_1 , I_2 , I_3 e I_0 .
- Calcular la potencia reactiva entregada por las fuentes.
- Se quiere compensar la potencia reactiva. Calcule e indique claramente qué elementos colocaría y dónde, teniendo en cuenta que la compensación se quiere realizar en los bornes de las impedancias de carga.

Problema 3 (16 puntos)

- (a) Se considera las distribuciones temperadas de las Figura 3. **Justificando claramente los pasos^a**, hallar sus respectivas Transformadas de Fourier y graficar los espectros.

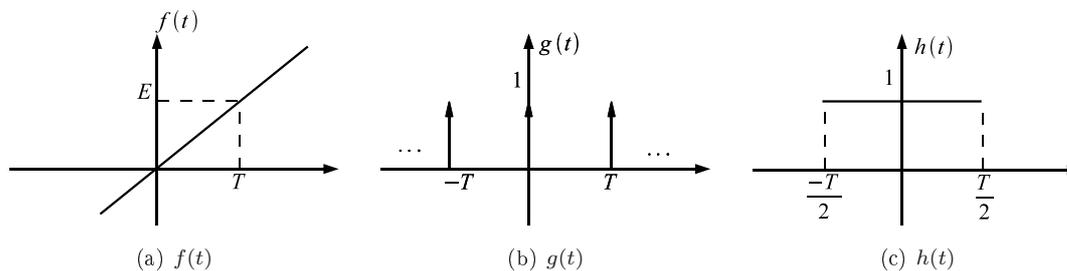


Figura 3:

- (b) Se $U(t)$ la distribución periódica temperada de la Figura 4.

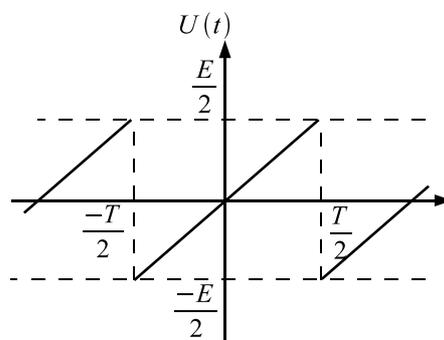


Figura 4:

- i) Hallar una expresión para $U(t)$ en función de las distribuciones de la parte a.
 - ii) Calcular su Transformada de Fourier.
- (c) Deducir el valor de los coeficientes $c_n(U)$ de su desarrollo en Series de Fourier en función de $\text{sinc}'(x)$, derivada primera del $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$.

^aEn caso de utilizar alguna propiedad o resultado particular, enúncielo claramente, enfatizando por qué puede usarlo.

Problema 4 (15 puntos)

(a) Calcular las siguientes transferencias en régimen:

$$i) H_1(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)}$$

Para la Figura 5:

$$R_1 C_1 = \frac{L_1}{R_1} = \frac{1}{\omega_0}$$

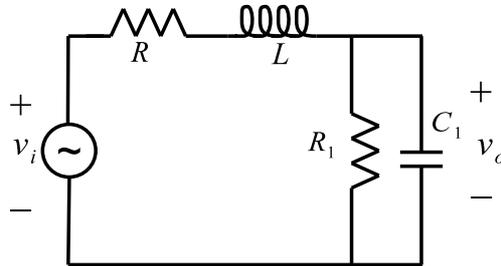


Figura 5:

$$ii) H_2(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{I(j\omega)}$$

Para la Figura 6:

$$\frac{R}{L} = \omega_0, \quad n \ll 1, \quad \frac{1}{n^2 LC} = \omega_0^2$$

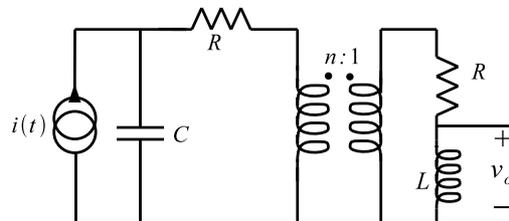


Figura 6:

- (b) Se desea tratar una señal periódica -que en principio puede ser una tensión o una corriente- cuya información relevante se encuentra principalmente en los primeros armónicos, para procesarla luego con un dispositivo que sólo admite señales de valor medio nulo y de banda acotada. ¿Cuál de los circuitos anteriores le parece más adecuado tratar la señal? ¿Cómo determinaría un valor apropiado de ω_0 ?

Justifique claramente sus respuestas.

(Si va a construir Diagramas de Bode, no se pide aquí un desarrollo detallado de la deducción de los mismos.)

Solución

Problema 1

Se trabajara con la transferencia:

$$H(j\omega) = K \frac{(j\omega)^2}{(j\omega - 0,1)(j\omega + 10)}$$

- (a) Si $\omega \rightarrow \infty \Rightarrow H(j\omega) \approx K \Rightarrow \boxed{K = \pm 100}$ para obtener una ganancia de $40dB$ en alta frecuencia.
- (b) Si $\omega \rightarrow 0 \Rightarrow H(j\omega) \approx K\omega^2 \Rightarrow \boxed{K = 100}$ para que el argumento sea de $0rad$ en baja frecuencia.
- (c) Para la construcción del diagrama de bode, observemos que la transferencia presenta un cero doble en el origen y dos polos, uno en $\frac{1}{10}$ y otro en -10 .

- Para $\omega \ll \frac{1}{10}$,

$$H(j\omega) \approx 100\omega^2 \Rightarrow \begin{cases} |H(j\omega)|_{dB} \approx 40 + 40 \log(\omega) \text{ dB} \\ \text{Arg}(H(j\omega)) \approx 0 \text{ rad} \end{cases}$$

- Para $\frac{1}{10} \ll \omega \ll 10$,

$$H(j\omega) \approx 10(j\omega) \Rightarrow \begin{cases} |H(j\omega)|_{dB} \approx 20 + 20 \log(\omega) \text{ dB} \\ \text{Arg}(H(j\omega)) \approx \frac{\pi}{2} \end{cases}$$

- Para $10 \ll \omega$,

$$H(j\omega) \approx 100 \Rightarrow \begin{cases} |H(j\omega)|_{dB} \approx 40 \text{ dB} \\ \text{Arg}(H(j\omega)) \approx 0 \text{ rad} \end{cases}$$

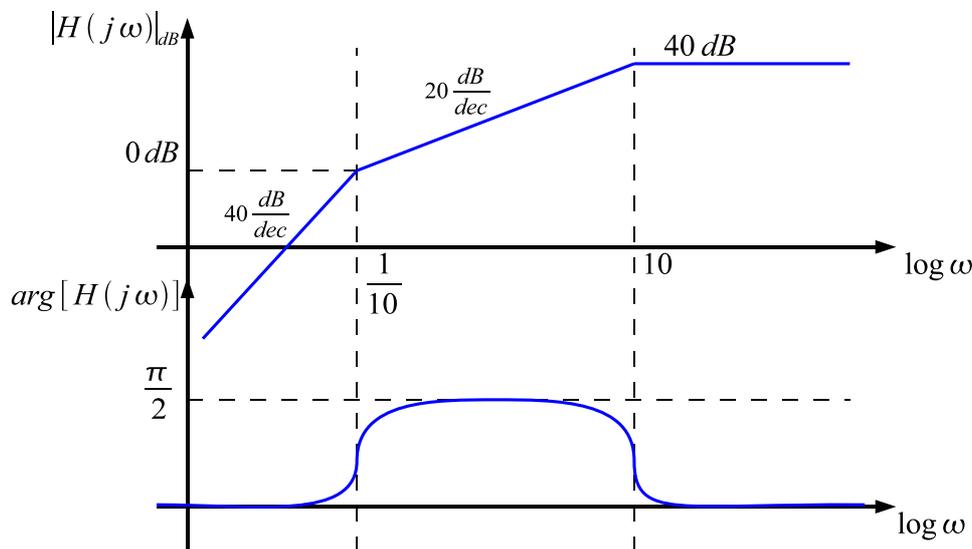


Figura 7: Diagrama de Bode

- (d) Calculemos ahora la distancia entre los valores dados por el diagrama asintótico, y los valores que reales toma la transferencia para las distintas frecuencias dadas en la letra.

- Para $\omega = \frac{1}{10} \text{ rad/s}$

$$\left. \begin{array}{l} |H(j\frac{1}{10})|_{asin} = 0 \text{ dB} \\ |H(j\frac{1}{10})|_{real} = -3,0107 \text{ dB} \end{array} \right\} \Rightarrow \text{Dist} = \left| H\left(j\frac{1}{10}\right) \right|_{asin} - \left| H\left(j\frac{1}{10}\right) \right|_{real} \Rightarrow \boxed{\text{Dist} = 3,0107 \text{ dB}}$$

- Para $\omega = 1 \text{ rad/s}$, me encuentro una década por encima de $\frac{1}{10}$. Si consideramos el diagrama asintótico, tendremos un incremento de 20 dB respecto del valor en $\frac{1}{10}$, y por lo tanto:

$$\left. \begin{array}{l} |H(j1)|_{asin} = 20 \text{ dB} \\ |H(j1)|_{real} = 19,914 \text{ dB} \end{array} \right\} \Rightarrow Dist = |H(j1)|_{asin} - |H(j1)|_{real} \Rightarrow \boxed{Dist = 0,086 \text{ dB}}$$

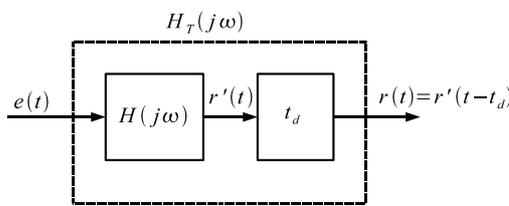
- Para $\omega = 10 \text{ rad/s}$ tenemos:

$$\left. \begin{array}{l} |H(j10)|_{asin} = 40 \text{ dB} \\ |H(j10)|_{real} = 36,9893 \text{ dB} \end{array} \right\} \Rightarrow Dist = |H(j10)|_{asin} - |H(j10)|_{real} \Rightarrow \boxed{Dist = 3,0107 \text{ dB}}$$

- Para $\omega = 100 \text{ rad/s}$ tenemos:

$$\left. \begin{array}{l} |H(j100)|_{asin} = 40 \text{ dB} \\ |H(j100)|_{real} = 39,9568 \text{ dB} \end{array} \right\} \Rightarrow Dist = |H(j100)|_{asin} - |H(j100)|_{real} \Rightarrow \boxed{Dist = 0,0432 \text{ dB}}$$

- (e) Analizamos la transferencia de las partes anteriores, en cascada con un sistema que únicamente introduce un retardo.



La respuesta al impulso de un retardo, es $h_{t_d}(t) = \delta(t - t_d)$ ya que $r(t) = r'(t - t_d)$. Por otro lado sabemos que la respuesta impulsiva de un sistema en cascada, es la convolución de ambas respuestas impulsivas, es decir, $h_T(t) = h(t) * h_{t_d}(t)$. En frecuencia, $H_T(j\omega) = H(j\omega) \cdot \mathcal{F}[\delta(t - t_d)] = H(j\omega) \cdot e^{-j\omega t_d}$.

Finalmente como $|e^{-j\omega t_d}| = 1$ tenemos que,

$$\boxed{|H_T(j\omega)| = |H(j\omega)|}$$

y los Diagramas de Bode de módulo son idénticos.

Problema 2

- (a) Para que el sistema de cargas sea equilibrado, la impedancia vista desde el primario del transformador debe ser igual a $R_1 + L_1 j\omega$. Sabemos que $Z_v = \left(\frac{n}{m}\right)^2 [R_0 + L_0 j\omega]$, entonces

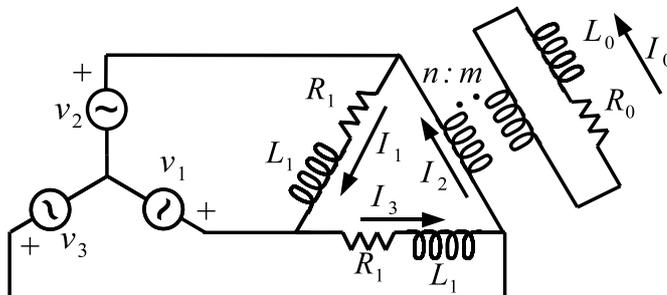


Figura 8:

$$v_1(t) = 220 \sqrt{2} \cos(2\pi ft)$$

$$v_2(t) = 220 \sqrt{2} \cos\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_1(t) = 220 \sqrt{2} \cos\left(2\pi ft + \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$R_1 = 100\Omega, L_1 = \frac{100}{2\pi f} \text{Hy},$$

$$n = 100, m = 10 \text{ y } f = 50 \text{ Hz}$$

obtenemos,

$$\Rightarrow \boxed{R_1 = \left(\frac{n}{m}\right)^2 R_0, L_1 = \left(\frac{n}{m}\right)^2 L_0}$$

- (b) A partir de las relaciones de la parte anterior, y los valores dados para los distintos componentes obtenemos,

$$R_0 = 1\Omega, \quad L_0 \frac{1}{2\pi f} Hy$$

- (c) Calculamos las siguiente tensiones compuestas: U_{21} , U_{13} y U_{32}

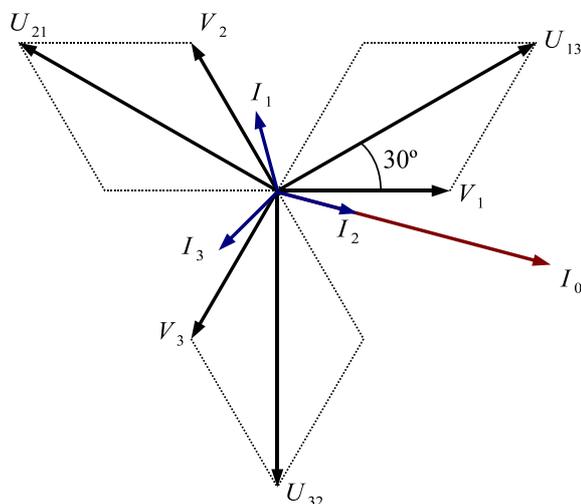


Figura 9:

$$\text{Si } \begin{cases} V_1 = 220V \angle 0^\circ \\ V_2 = 220V \angle 120^\circ \\ V_3 = 220V \angle 240^\circ \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} U_{21} = 220\sqrt{3}V \angle 150^\circ \\ U_{13} = 220\sqrt{3}V \angle 30^\circ \\ U_{32} = 220\sqrt{3}V \angle 270^\circ \end{cases}$$

De las relaciones del transformador ideal:

$$-\frac{n}{m}I_2 + I_0 = 0 \Rightarrow I_0 = 10I_2 \quad (1)$$

Por ultimo,

$$Z_1 = (R_1 + jL_1\omega) = 100\sqrt{2}\Omega \angle 45^\circ \quad (2)$$

Utilizando las ecuaciones (2) y (1), y las tensiones compuestas calculadas, obtenemos los fasores para las corrientes presentes en el circuito.

En la figura 9, se ilustra el diagrama fasorial, mostrando las cantidades calculadas.

$$I_1 = \frac{U_{21}}{Z_1} \Rightarrow I_1 = 2,2\sqrt{\frac{3}{2}}A \angle 105^\circ$$

$$I_2 = \frac{U_{13}}{Z_1} \Rightarrow I_2 = 2,2\sqrt{\frac{3}{2}}A \angle 345^\circ$$

$$I_0 = 10I_2 \Rightarrow I_0 = 22\sqrt{\frac{3}{2}}A \angle 345^\circ$$

$$I_3 = \frac{U_{32}}{Z_1} \Rightarrow I_3 = 2,2\sqrt{\frac{3}{2}}A \angle 225^\circ$$

- (d) Con los fasores calculados en la parte anterior, podemos obtener fácilmente las expresiones temporales de las corrientes.

$$\begin{cases} i_1(t) = 2,2\sqrt{3}A \cos(2\pi ft + 105^\circ) \\ i_2(t) = 2,2\sqrt{3}A \cos(2\pi ft + 345^\circ) \\ i_3(t) = 2,2\sqrt{3}A \cos(2\pi ft + 225^\circ) \\ i_0(t) = 22\sqrt{3}A \cos(2\pi ft + 345^\circ) \end{cases}$$

- (e) La potencia reactiva consumida por cada fase es: $Q_{fase} = L_1\omega |I|^2 = 726 \text{ Var}$, la potencia reactiva total entregada por las fuentes será: $Q_{tri} = 3Q_{fase} \Rightarrow Q_{tri} = 2178 \text{ Var}$

- (f) Como las cargas son inductivas, debo compensar con condensadores en bornes de las cargas. Para las dos fases que presentan igual impedancia Z_1 , tenemos:

$$Q_C + Q_{fase} = 0 \Rightarrow -C\omega |V_C|^2 - Q_{fase} = 0 \Rightarrow C = \frac{Q_{fase}}{|V_C|^2 \omega} \Rightarrow C = \frac{726}{|220\sqrt{3}|^2 \omega}$$

$$\Rightarrow \boxed{C = 15,9\mu F}$$

Para la fase que tiene el transformador, el procedimiento es análogo, teniendo en cuenta la tensión presente en bornes del secundario, es decir,

$$Q_{C'} + Q_{fase} = 0 \Rightarrow C' = \frac{Q_{fase}}{|V'_C|^2 \omega} \text{ donde } |V'_C| = \left(\frac{m}{n}\right) |V_C|$$

$$\Rightarrow C' = \frac{726 \cdot 100}{|220\sqrt{3}| \omega} \Rightarrow \boxed{C' = 1,59mF}$$

El esquema de conexión se muestra en la figura 10.

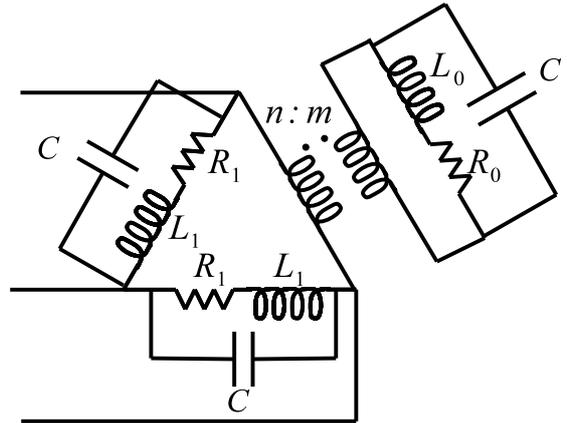


Figura 10: Esquema de conexión

Problema 3

- (a) ■ Tenemos $f(t) = \frac{E}{T} t$. Recordando el resultado $\mathcal{F}[1] = \delta(f)$ y la propiedad de derivación en frecuencia^b, obtenemos que $\mathcal{F}[-j2\pi t] = \delta'(t)$. Utilizando la propiedad de linealidad,

obtenemos que
$$\boxed{\mathcal{F}[f(t)] = -\frac{E\delta'(t)}{j2\pi T}}$$

- Para el caso de $g(t) = \sum \delta(t - nT)$, tenemos aplicando la propiedad de linealidad $\mathcal{F}[g(t)] = \sum \mathcal{F}[\delta(t - nT)]$. Recordando el resultado $\mathcal{F}[\delta] = 1$ y la propiedad de traslación temporal^c, obtenemos que $\mathcal{F}[g(t)] = \sum e^{-j2\pi f nT}$. Finalmente, a partir de la Serie de Fourier del peine de Dirac $(\sum \delta(f - n f_0) = \frac{1}{f_0} \sum e^{j2\pi \frac{n}{f_0} f})$ se tiene que,

$$\boxed{\mathcal{F}[g(t)] = \frac{1}{T} \sum_{n \in \mathbb{Z}} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right)}$$

- Por ultimo, tenemos $h(t) = p_T(t)$, calculado la transformada obtenemos:

$$\mathcal{F}[h(t)] = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-j2\pi ft} dt = \frac{e^{-j2\pi ft}}{-j2\pi f} \Big|_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} = \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f}$$

$$\Rightarrow \boxed{\mathcal{F}[h(t)] = T \text{sinc}(fT)}$$

^bSi $t.g(t) \in L_1(\mathcal{R})$, entonces $C'(f) = \mathcal{F}[(-j2\pi t).g(t)]$

^c $\mathcal{F}[g(t - t_0)] = C(f)e^{-j2\pi f t_0}$

En la figura 11 se muestran los espectros calculados.

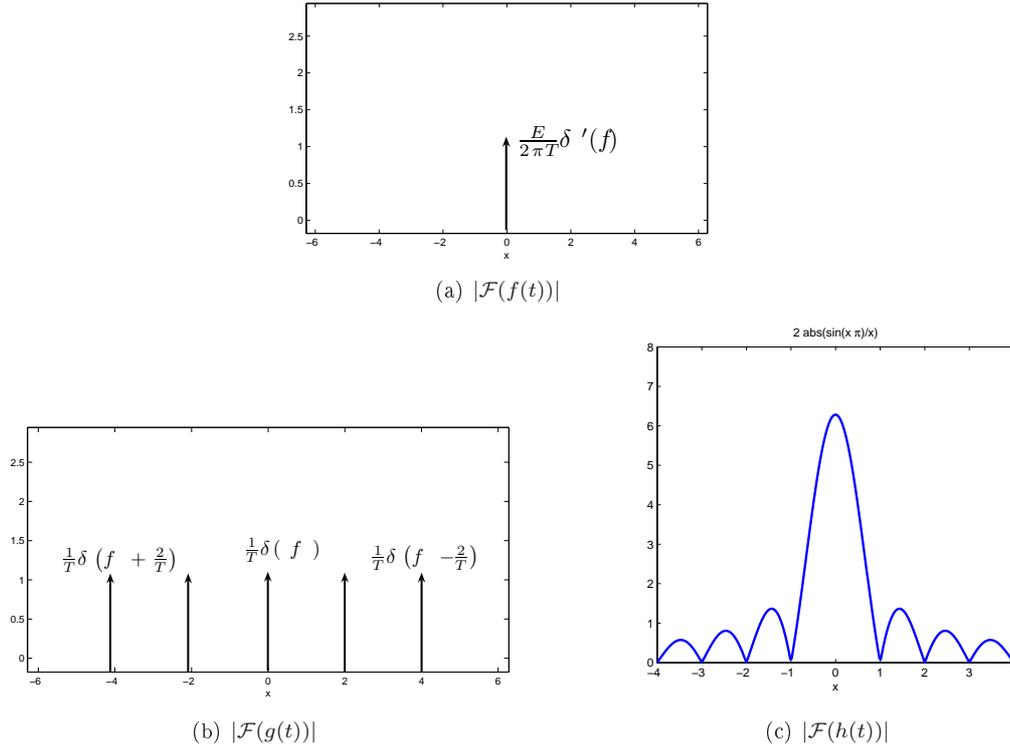


Figura 11:

- (b) i) Podemos escribir $U(t)$ como combinación de las funciones f , g y h obteniendo:

$$U(t) = [f(t).h(t)] * g(t)$$

- ii) Aplicando las propiedades de la Transformada de Fourier de la convolución y el producto, podemos escribir la transformada de U como:

$$\begin{aligned} \mathcal{F}[U(t)] &= \mathcal{F}[f(t) \cdot h(t)] \cdot \mathcal{F}[g(t)] = [\mathcal{F}[f(t)] * \mathcal{F}[h(t)]] \cdot \mathcal{F}[g(t)] \\ \mathcal{F}[f(t)] * \mathcal{F}[h(t)] &= -\frac{E\delta'(f)}{j2\pi T} * T \operatorname{sinc}(fT) = -\frac{E}{j2\pi} (\operatorname{sinc}(fT))' = -\frac{ET}{j2\pi} \operatorname{sinc}'(fT) \\ \Rightarrow \mathcal{F}[U(t)] &= -\frac{ET}{j2\pi} \operatorname{sinc}'(fT) \cdot \frac{1}{T} \sum_{n \in \mathbb{Z}} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) = -\frac{E}{j2\pi} \sum_{n \in \mathbb{Z}} \operatorname{sinc}'(fT) \cdot \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \end{aligned}$$

Recordando la propiedad en distribuciones $\alpha(x) \cdot \delta(x - a) = \alpha(a) \delta(x - a)$ tenemos:

$$\mathcal{F}[U(t)] = -\frac{E}{j2\pi} \sum_{n \in \mathbb{Z}} \operatorname{sinc}'(n) \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \quad (3)$$

- (c) Antitransformando la expresión obtenida en (3), obtenemos:

$$U(t) = -\frac{E}{j2\pi} \sum_{n \in \mathbb{Z}} \operatorname{sinc}'(n) \bar{\mathcal{F}}\left[\delta\left(f - \frac{n}{T}\right)\right] = -\frac{E}{j2\pi} \sum_{n \in \mathbb{Z}} \operatorname{sinc}'(n) e^{j2\pi \frac{n}{T} t} \quad (4)$$

Siendo $U(t)$ periódica, admite un desarrollo en Series de Fourier de la forma:

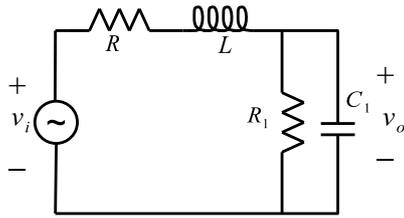
$$U(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} c_n(U) e^{j2\pi \frac{n}{T} t} \quad (5)$$

De las ecuaciones (4) y (5) se deduce que:

$$c_n(U) = -\frac{E}{j2\pi} \operatorname{sinc}'(n)$$

Problema 4

- (a) i) Observando el circuito de la figura 12, podemos identificar un divisor de tensión.



Del divisor de tensión,

$$H_1(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{R_1 \parallel \frac{1}{j\omega C_1}}{R_1 + L_1 j\omega + R_1 \parallel \frac{1}{j\omega C_1}}$$

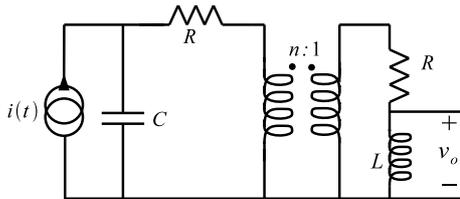
Figura 12:

$$\Rightarrow H_1(j\omega) = \frac{R_1}{(R_1 + L_1 j\omega)(R_1 C_1 j\omega + 1) + R_1} = \frac{R_1}{R_1 L_1 C_1 (j\omega)^2 + (R_1^2 C_1 + L_1)(j\omega) + 2R_1}$$

$$\Rightarrow H_1(j\omega) = \frac{\frac{1}{L_1 C_1}}{(j\omega)^2 + \left(\frac{R_1}{L_1} + \frac{1}{R_1 C_1}\right)(j\omega) + \frac{2}{L_1 C_1}}$$

$$\text{Si } R_1 C_1 = \frac{L_1}{R_1} = \frac{1}{\omega_0} \Rightarrow \boxed{H_1(j\omega) = \frac{\omega_0^2}{(j\omega)^2 + 2\omega_0(j\omega) + 2\omega_0^2}}$$

- ii) En primer lugar, analicemos el divisor de tensión en el secundario del transformador.



Del divisor de tensión obtenemos:

$$V_0 = \frac{Lj\omega}{R + jL\omega} V_2$$

$$\frac{V_1}{n} = V_2 \Rightarrow V_1 = \frac{n(R + Lj\omega)}{Lj\omega} V_0$$

Figura 13:

$$nI_1 + I_2 = 0 \Rightarrow nI_1 = -I_2 = \frac{V_0}{Lj\omega} \Rightarrow I_1 = \frac{V_0}{njL\omega}$$

Escribiendo la ecuación para el nudo de la entrada, obtenemos:

$$I = V_C C j\omega + \frac{V_0}{nLj\omega}$$

$$V_C = R I_1 + V_1 = V_0 \left[\frac{R}{nLj\omega} + n \frac{(R + Lj\omega)}{Lj\omega} \right]$$

$$\Rightarrow I = V_0 \left[\frac{RCj\omega}{nLj\omega} + n \frac{Cj\omega(R + Lj\omega)}{Lj\omega} + \frac{1}{nLj\omega} \right] = V_0 \left[\frac{n^2 LC(j\omega)^2 + (n^2 + 1)RCj\omega + 1}{nLj\omega} \right]$$

$$\Rightarrow \frac{V_0(j\omega)}{I(j\omega)} = \frac{\frac{1}{nC}(j\omega)}{(j\omega)^2 + \omega_0(j\omega) + \omega_0^2} \quad \text{Si } \frac{R}{L} = \omega_0, \quad 1 \ll n, \quad \omega_0^2 = \frac{1}{n^2 LC}$$

$$\Rightarrow \boxed{H_2(j\omega) = \frac{\frac{1}{nC}(j\omega)}{(j\omega)^2 + \omega_0(j\omega) + \omega_0^2}}$$

- (b) En primer lugar analicemos rápidamente las características en frecuencia de las transferencias obtenidas.

- Para $H_1(j\omega)$, vemos que no tiene ceros, y posee polos complejos conjugados con $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ y $\omega_n = \sqrt{2}\omega_0$. El diagrama de Bode asintótico, se bosqueja en la figura 14

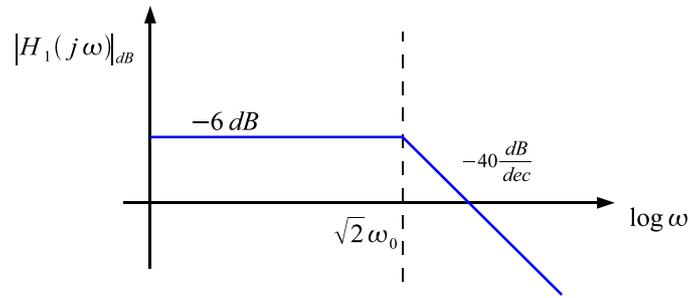


Figura 14: Diagrama asintótico de bode para la transferencia $H_1(j\omega)$

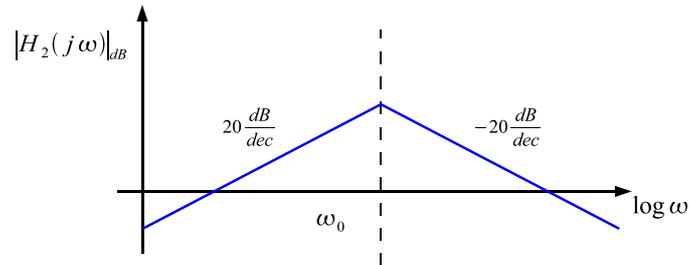


Figura 15: Diagrama asintótico de bode para la transferencia $H_2(j\omega)$

- Para $H_2(j\omega)$, vemos que presenta un cero en el origen, y posee polos complejos conjugados con $\zeta = \frac{1}{2}$ y $\omega_n = \omega_0$. El diagrama de Bode asintótico, se bosqueja en la figura 15

El primer sistema, implementa un sistema pasabajos de 2º orden y no elimina el valor de continua, por lo que no es adecuado para la aplicación que se plantea.

El segundo circuito, es un pasabanda que elimina completamente el valor de continua (pues la transferencia toma valor 0 para el valor de continua ($\omega = 0$)) y puede ser adecuado para tratar la señal descripta. Se debe sintonizar ω_0 en el centro de la banda de interés. Observar que de todas formas, los armónicos a la salida serán atenuados, pero igual es claramente la mejor opción disponible.