

Teoría de Circuitos

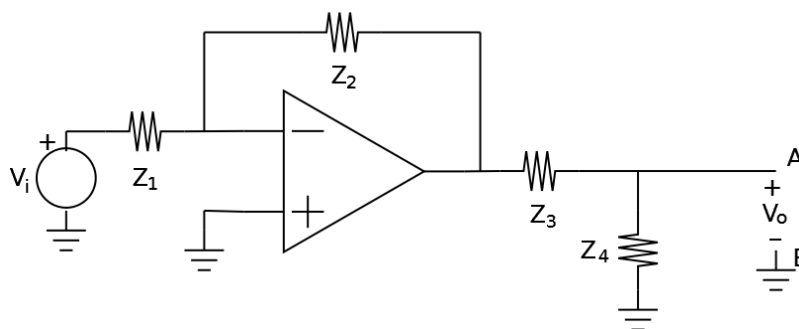
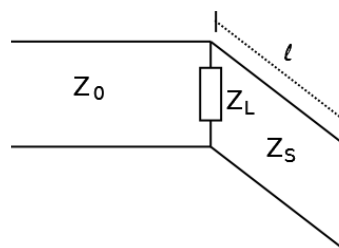
Examen de febrero de 2019

Se recuerda que para aprobar esta parte de la prueba es necesario tener al menos un ejercicio completo. Se sugiere justificar o explicar cada uno de los pasos realizados. Si utiliza algún resultado o propiedad, enúncielo correctamente. Realice problemas distintos en hojas separadas.

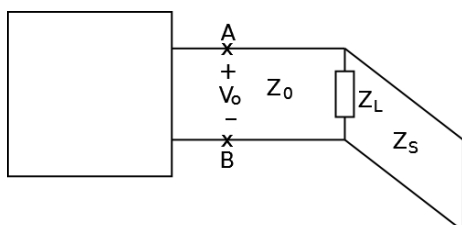
Problema 1

- (a) Se tiene una línea de transmisión de impedancia característica $Z_o = R$, conectada a una carga Z_L , que consiste en el paralelo de una resistencia R y una reactancia X ($Z_L = R \parallel jX$). Para adaptar la carga a la línea, se coloca un stub de impedancia $Z_S = Z_o$ y largo l , como muestra la figura.

Mostrar que es posible diseñar el stub (hallar l) para que la carga quede adaptada a la línea. (Recordar que la impedancia vista desde el extremo del stub vale: $Z_{stub} = jZ_S \cdot \tan(\beta l)$, siendo β la constante de fase, conocida.)



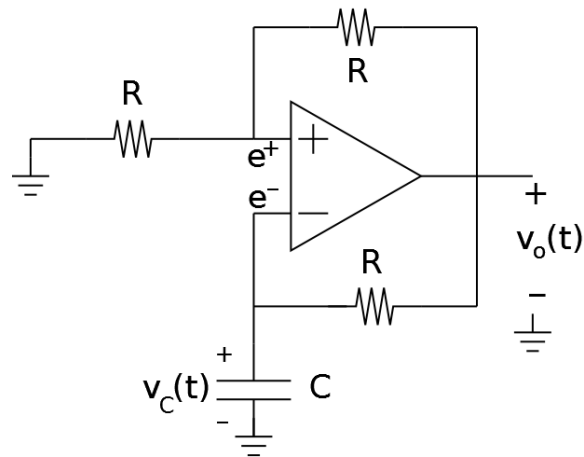
- (b) En el circuito en Laplace de la figura, el operacional es ideal. En función de los datos del circuito ($V_i(s)$, $Z_1(s)$, $Z_2(s)$, $Z_3(s)$, $Z_4(s)$), hallar los parámetros de los equivalentes Thévenin y Norton del circuito, desde los terminales A y B: la tensión de vacío $V_{Th}(s)$, la corriente de cortocircuito $I_{cc}(s)$ y la impedancia de salida $Z_{Th}(s)$.
- (c) El circuito de la parte (b), en régimen sinusoidal, se carga con la impedancia Z_L de la parte (a) través de la línea de transmisión, con el stub convenientemente diseñado para que la carga esté adaptada a la línea.



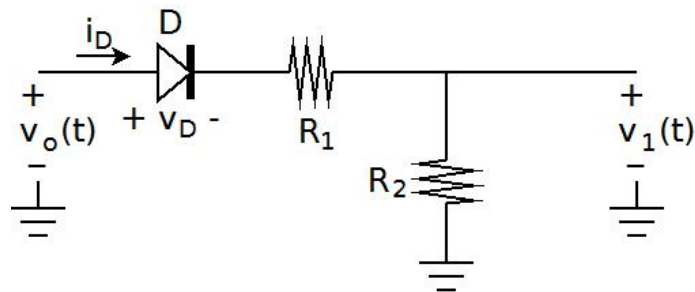
- i) Hallar la transferencia en régimen sinusoidal $H(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)}$.
- ii) Simplificarla para $Z_o = Z_1 = Z_3 = R$, $Z_2 = Lj\omega$, $Z_4 = \frac{1}{Cj\omega}$ y $\frac{R}{L} = \frac{1}{RC} = \omega_0 > 0$.
- iii) Bosquejar los diagramas de Bode asintóticos, explicando cómo los deduce.

- iv) ¿Cuál sería la salida en régimen del circuito para la entrada $v_i(t) = E \cos(2\omega_0 t)$? (**Justifique la respuesta**).

Problema 2



- (a) En el circuito de la figura, el operacional ideal está alimentado por $\pm V_{cc}$ y funciona como comparador y el condensador está inicialmente descargado.
- Analizar el circuito y hallar la tensión de salida del operacional, $v_o(t)$, para todo instante positivo, mostrando que el circuito alcanza un régimen periódico en tiempo finito.
 - Hallar el periodo de $v_o(t)$ en régimen.
 - Bosquejar, en una misma gráfica, las tensiones $v_o(t)$ y $v_C(t)$, para todo instante positivo.
 - ¿Describir cualitativamente qué cambia en el análisis anterior si se duplica la resistencia entre la pata + y tierra?
- (b) Se conecta la salida del operacional a la entrada del siguiente circuito. Hallar la tensión $v_1(t)$ en régimen periódico, explicando claramente cómo analiza el circuito y cómo maneja el diodo.



Teoría de Circuitos

Examen de febrero de 2019

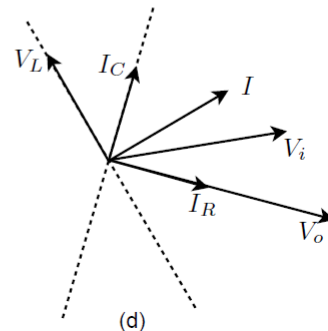
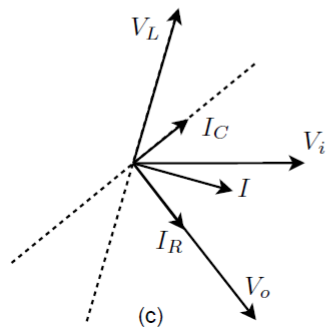
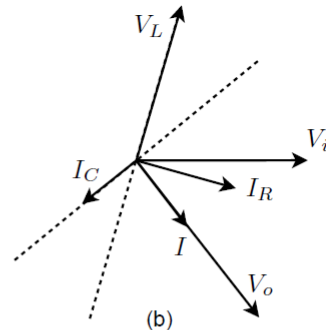
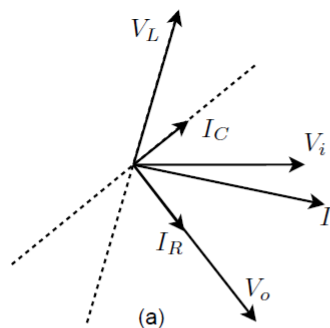
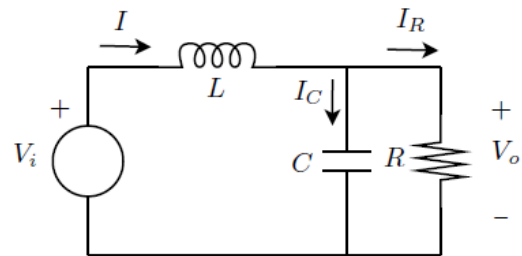
Se recuerda que para aprobar la prueba es necesario tener al menos dos preguntas completas. Se deberá justificar o explicar cada uno de los pasos realizados. Asimismo se pide justificar debidamente las afirmaciones realizadas. Si utiliza algún resultado o propiedad, enúncielo correctamente. Si tiene dudas respecto a si debe probar o no determinado resultado o propiedad que utiliza, consulte al docente. Fuera de este tipo de consultas, sólo se responderán dudas sobre la letra.

Pregunta 1

- (a) Enunciar y demostrar el Teorema de Blondel.
- (b) Describir el método de los dos vatímetros.

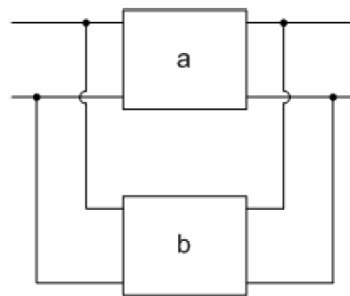
Pregunta 2

Indicar cuál o cuáles de los siguientes diagramas fasoriales corresponden al circuito en régimen sinusoidal de la figura. Para cada diagrama, explicar por qué corresponde o no corresponde.



Pregunta 3

Se tienen dos cuadripolos conectados en paralelo, como muestra la figura. ¿De los distintos juegos de parámetros que permiten describir un cuadripolo, cuál sería el más adecuado para relacionar los cuadripolos originales con el cuadripolo que surge de la interconexión? **Justificar claramente la respuesta.**



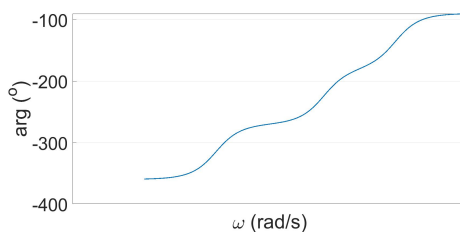
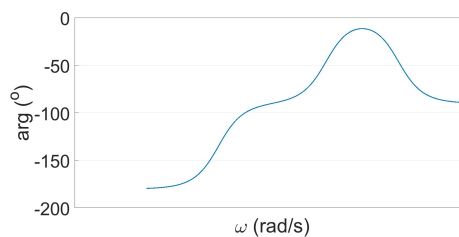
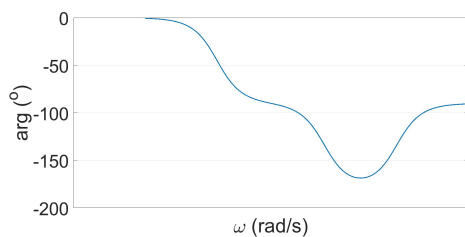
Admitancias de cortocircuito	$\begin{matrix} I_1 \\ I_2 \end{matrix} = Y \begin{matrix} V_1 \\ V_2 \end{matrix}$	$Y = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{cases} I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \\ I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \end{cases}$
Impedancias de vacío	$\begin{matrix} V_1 \\ V_2 \end{matrix} = Z \begin{matrix} I_1 \\ I_2 \end{matrix}$	$Z = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{cases} V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\ V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \end{cases}$
Constantes generales (transmisión)	$\begin{matrix} V_1 \\ I_1 \end{matrix} = T \begin{matrix} V_2 \\ -I_2 \end{matrix}$	$T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$	$\begin{cases} V_1 = AV_2 - BI_2 \\ I_1 = CV_2 - DI_2 \end{cases}$
Híbridos h	$\begin{matrix} V_1 \\ I_2 \end{matrix} = H \begin{matrix} I_1 \\ V_2 \end{matrix}$	$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{cases} V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \end{cases}$

Pregunta 4

Sean $0 < a \leq b \leq c$ y $\omega_0 > 0$. Se consideran las transferencias:

$$H_1(j\omega) = \frac{\omega_0 \cdot (j\omega - b)}{(j\omega + a) \cdot (j\omega - c)}, \quad H_2(j\omega) = \frac{\omega_0 \cdot (j\omega + b)}{(j\omega - a) \cdot (j\omega + c)}, \quad H_3(j\omega) = \frac{\omega_0 \cdot (j\omega + b)}{(j\omega - a) \cdot (j\omega - c)}$$

- (a) Mostrar analíticamente que todas tienen el mismo diagrama de Bode de módulo.
 (b) Indicar cuál de los siguientes diagramas de Bode de fase corresponde a cada transferencia. **Justificar detalladamente.**

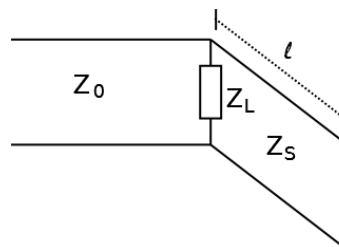


Solución

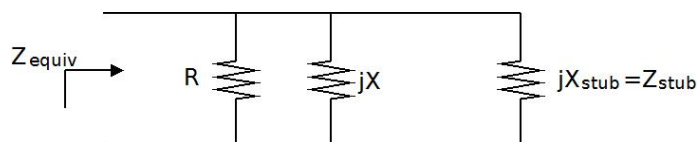
Problema 1

- (a) Se tiene una línea de transmisión de impedancia característica $Z_o = R$, conectada a una carga Z_L , que consiste en el paralelo de una resistencia R y una reactancia X ($Z_L = R || jX$). Para adaptar la carga a la línea, se coloca un stub de impedancia $Z_S = Z_o$ y largo l , como muestra la figura.

Mostrar que es posible diseñar el stub (hallar l) para que la carga quede adaptada a la línea. (Recordar que la impedancia vista desde el extremo del stub vale: $Z_{stub} = jZ_S \cdot \tan(\beta l)$, siendo β la constante de fase, conocida.)



Como el stub sólo porta parte imaginaria, la idea es cancelar la reactancia de Z_L . Al estar el stub en paralelo con la carga, sus respectivas admitancias se suman. Tenemos que



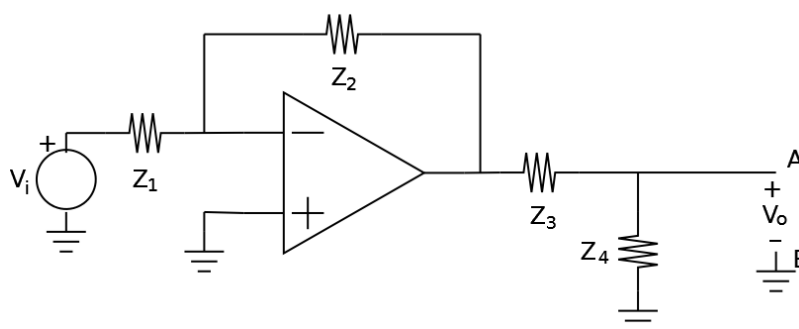
$$\frac{1}{Z_{equiv}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{jX} + \frac{1}{Z_{stub}}$$

Tenemos que igualar la reactancia del stub a $-X$

$$-jX = Z_{stub} = jZ_S \cdot \tan(\beta l) = jR \cdot \tan(\beta l) \Rightarrow -X = R \cdot \tan(\beta l) \Rightarrow \tan(\beta l) = -\frac{X}{R}$$

La última ecuación permite definir el valor de l necesario, ya que el recorrido de la tangente es toda la recta.

- (b) En el circuito en régimen de la figura, el operacional es ideal. Hallar los parámetros de los



equivalentes Thévenin y Norton del circuito, desde los terminales A y B: la tensión de vacío V_{Th} , la corriente de cortocircuito I_{cc} y la impedancia de salida Z_{Th} .

Primero calculamos la tensión de vacío. Denotemos por V_1 la tensión a la salida del operacional que, como se puede observar, está en una configuración inversora. Entonces

$$V_1 = -\frac{Z_2}{Z_1} \cdot V_i$$

Por otro lado, la tensión de vacío es la que hay entre A y B (o sea V_o) cuando no hay carga (no sale corriente por A). Entonces, V_{Th} se obtiene a través del divisor de tensión de impedancias Z_3 y Z_4 :

$$V_{Th} = \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \cdot V_1 = -\frac{Z_2 Z_4}{Z_1(Z_3 + Z_4)} \cdot V_i$$

La corriente de cortocircuito I_{cc} es la que circula entre A y B cuando estos se conecta directamente. Al cortocircuitar A y B , la impedancia Z_4 no participa, la impedancia Z_3 queda a tierra y la corriente es la que circula por Z_3 :

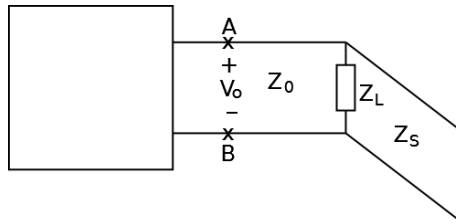
$$I_{cc} = \frac{V_1}{Z_3} = -\frac{Z_2}{Z_1 Z_3} \cdot V_i$$

Finalmente, la impedancia vista entre A y B , Z_{Th} , la podemos de dos maneras. La más sencilla es usando la relación $Z_{Th} = \frac{V_{Th}}{I_{cc}}$, que sabemos de los Teoremas de Thévenin y Norton:

$$Z_{Th} = \frac{V_{Th}}{I_{cc}} = \frac{-\frac{Z_2 Z_4}{Z_1(Z_3 + Z_4)} \cdot V_i}{-\frac{Z_2}{Z_1 Z_3} \cdot V_i} = \frac{Z_3 Z_4}{Z_3 + Z_4}$$

Por otro lado, podemos obtenerla anulando las fuentes independientes, colocando una fuente entre A y B y midiendo la corriente que entrega la misma. Observemos que al anular la fuente independiente V_i , la salida del operacional queda a tierra, y desde los puntos A y B se ven las impedancias Z_3 y Z_4 en paralelo, lo que coincide con lo hallado antes.

- (c) El circuito de la parte se conecta al de la parte (a) (la impedancia adaptada a la línea de transmisión).



- i) Hallar la transferencia en régimen sinusoidal $H(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)}$.

Sabemos que la carga está adaptada a la línea, por lo que entre los puntos A y B tenemos una impedancia equivalente de carga de valor $Z_o = R$. El circuito anterior lo representamos por su equivalente Thévenin, ya que es lineal y la carga no tiene mutua con ningún elemento de la caja. Entonces, la tensión de sobre la carga vale

$$V_o = \frac{Z_o}{Z_{Th} + Z_o} \cdot V_{Th} = -\frac{Z_o}{\frac{Z_3 Z_4}{Z_3 + Z_4} + Z_o} \cdot \frac{Z_2 Z_4}{Z_1(Z_3 + Z_4)} \cdot V_i$$

Haciendo común denominador, obtenemos:

$$V_o = -\frac{Z_o Z_2 Z_4}{Z_1 [Z_3 Z_4 + Z_o(Z_3 + Z_4)]} \cdot V_i \Rightarrow H(j\omega) = -\frac{Z_o Z_2 Z_4}{Z_1 [Z_3 Z_4 + Z_o(Z_3 + Z_4)]}$$

- ii) Simplificarla para $Z_0 = Z_1 = Z_3 = R$, $Z_2 = Lj\omega$, $Z_4 = \frac{1}{Cj\omega}$ y $\frac{R}{L} = \frac{1}{RC} = \omega_0 > 0$.

$$H(j\omega) = -\frac{RLj\omega \frac{1}{Cj\omega}}{R \left[R \frac{1}{Cj\omega} + R \left(R + \frac{1}{Cj\omega} \right) \right]} = -\frac{\frac{L}{C} Cj\omega}{2R + R^2 Cj\omega} = -\frac{Lj\omega}{R^2 C (j\omega + \frac{2R}{R^2 C})} = -\frac{\frac{L}{R^2 C} (j\omega)}{j\omega + \frac{2}{RC}}$$

Sabemos que $\frac{L}{R^2 C} = \frac{L}{R} \cdot \frac{1}{RC} = 1$ y $\frac{2}{RC} = 2\omega_0$. Obtenemos entonces

$$H(j\omega) = -\frac{j\omega}{j\omega + 2\omega_0}$$

iii) Bosquejar los diagramas de Bode asintóticos, explicando cómo los deduce.

Para la construcción de los Diagramas de Bode asintóticos, la única frecuencia crítica es: $2\omega_0$. Realizamos una aproximación por bandas. Tenemos dos bandas: baja y alta frecuencia.

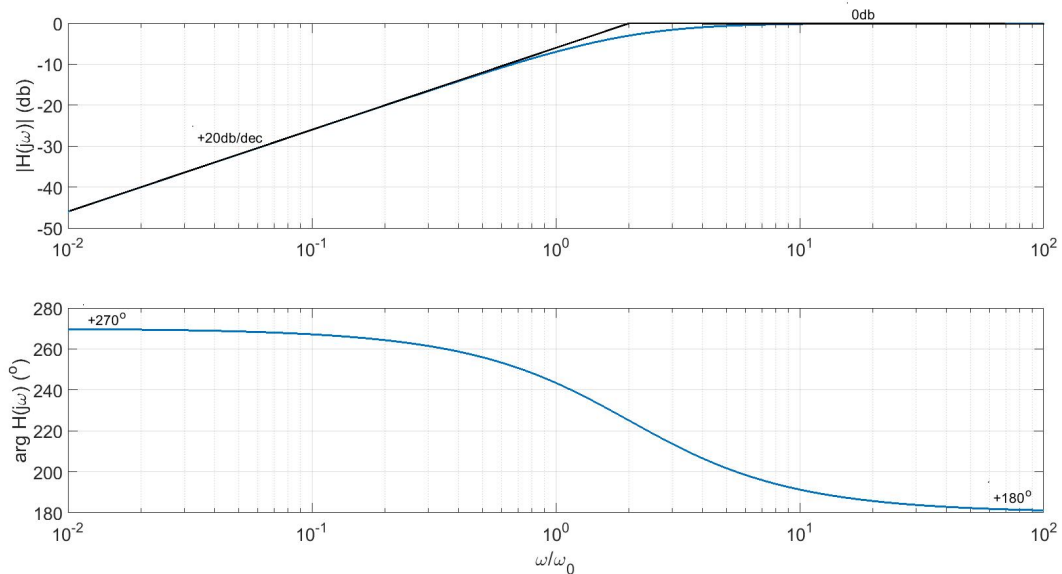
- $\omega \ll 2\omega_0$, entonces

$$H(j\omega) \approx -\frac{j\omega}{2\omega_0} \Rightarrow \begin{cases} |H(j\omega)| & \approx 20 \log\left(\frac{\omega}{2\omega_0}\right) \text{ db} \\ \arg H(j\omega) & \approx -90^\circ (+270^\circ) \end{cases}$$

- $2\omega_0 \ll \omega$, entonces

$$H(j\omega) \approx -\frac{j\omega}{j\omega} = -1 \Rightarrow \begin{cases} |H(j\omega)| & \approx 0 \text{ db} \\ \arg H(j\omega) & \approx -180^\circ (+180^\circ) \end{cases}$$

A partir de este análisis, construimos los Diagramas de Bode asintóticos. Vemos que en baja frecuencia, el módulo es creciente, desde 0, que es la ganancia en continua. En alta frecuencia, la respuesta es plana, a 0db. Para la fase, tomamos el valor -90° para la baja frecuencia. Para la alta frecuencia, tenemos que definir si la fase es $+180^\circ$ o -180° , ya que si bien ambos valores definen la misma fase, no representan el mismo recorrido desde los -90° de la baja frecuencia. Como el único elemento que aporta al cambio de fase es la raíz simple del denominador, la variación total de fase está acotada entre $\pm 90^\circ$, por lo que elegimos el valor de -180° para la banda de alta frecuencia. La siguiente figura muestra los Diagramas de Bode asintóticos y reales de H .



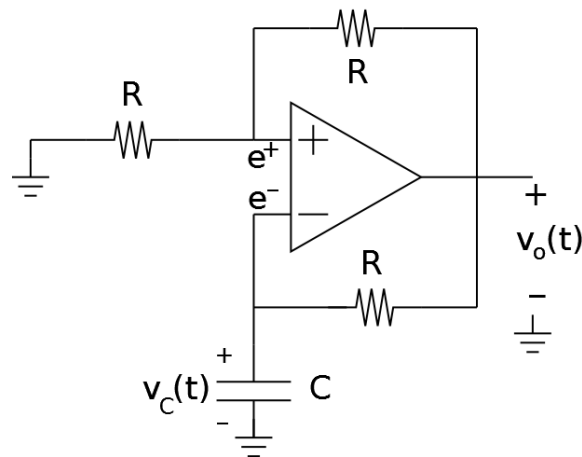
iv) ¿Cuál sería la salida en régimen del circuito para la entrada $v_i(t) = E \cos(2\omega_0 t)$? (Justifique si realiza aproximaciones).

Para una entrada sinusoidal pura, el sistema responde en régimen con otra sinusoidal pura, de la misma frecuencia, cuya amplitud es la original multiplicada por el módulo de H evaluado en la frecuencia de trabajo, y cuya fase es la original más el argumento de H evaluado en la frecuencia de trabajo. Para determinar la salida, precisamos pues conocer el módulo y la fase de $H(j\omega)$ para $\omega = 2\omega_0$, que es justamente la frecuencia crítica del sistema. Si evaluamos la transferencia en la frecuencia de trabajo, obtenemos:

$$H(j2\omega_0) = -\frac{j2\omega_0}{j2\omega_0 + 2\omega_0} = -\frac{j}{j+1} \Rightarrow \begin{cases} |H(j2\omega_0)| & = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx -3 \text{ db} \\ \arg H(j2\omega_0) & = -135^\circ (+225^\circ) \end{cases}$$

Al ser de primer orden, sabemos que el valor real de $|H(j2\omega_0)|$ está a 3db por debajo del valor asintótico.

Problema 2



- (a) En el circuito de la figura, el operacional ideal está alimentado por $\pm V_{cc}$ y funciona como comparador y el condensador está inicialmente descargado.
- i) Analizar el circuito y hallar la tensión de salida del operacional, $v_o(t)$, para todo instante positivo, mostrando que el circuito alcanza un régimen periódico en tiempo finito.

El amplificador operacional actúa como comparador. La salida vale

$$v_o(t) = \begin{cases} +V_{cc} & , \text{ si } e^+ > e^- \\ -V_{cc} & , \text{ si } e^- > e^+ \end{cases}$$

Para el análisis, tenemos que suponer un estado para la salida del operacional y luego ver si las entradas tienen valores compatibles con esa suposición.

Observemos la rama que realimenta la salida a la pata +. Como no entra corriente al operacional, vemos que la tensión e^+ se obtiene de dividir la salida entre dos resistencias iguales:

$$e^+ = \frac{v_o(t)}{2}$$

Observemos ahora la rama que realimenta la salida a la pata -. Como no entra corriente por el operacional, lo que tenemos es un circuito de carga y descarga del condensador, que parte de un cierto valor inicial y tiende a cargarse al valor constante dado por la salida del comparador.

Comencemos el estudio, con el condensador inicialmente descargado. Supongamos un estado para la salida del operacional. Por ejemplo, $v_o(t) = +V_{cc}$. Para que sea una suposición factible, tenemos que verificar que $e^+ > e^-$. Por un lado,

$$e^+(t) = Y(t) \cdot \frac{V_{cc}}{2}$$

Por otro lado

$$e^-(t) = Y(t) \cdot V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right)$$

(A la expresión de $e^-(t)$ se puede llegar aplicando la fórmula general de carga y descarga de un condensador en un circuito de continua, vista en el práctico,

$$v_C(t) = V_{final} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) + V_{inicial} \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

o planteando en Laplace el divisor de tensión y antitransformando.)

Observemos con atención las expresiones de $e^+(t)$ y $e^-(t)$. Vemos que inicialmente se verifica $e^+(0) > e^-(0) = 0$ y que esa desigualdad se va a mantener hasta el instante T_1 en el que

$$e^-(T_1) = V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{T_1}{RC}}\right) = +\frac{V_{cc}}{2} \Rightarrow T_1 = RC \cdot \ln(2)$$

(Hacemos notar que si se suponía $v_o(t) = -V_{cc}$, se verificaba la hipótesis, obteniéndose el mismo instante T_1 . Esto significa que el circuito arranca en un estado que no podemos determinar a priori y en la práctica dependerá de las asimetrías intrínsecas del operacional.)

A partir de T_1 , la salida para a valer $v_o = -V_{cc}$. Renombremos el tiempo, introduciendo la variable auxiliar $t' = t - T_1$, que corresponde a poner el 0 en T_1 . Nuevamente calculamos las patas + y -: $e^+(t') = -\frac{V_{cc}}{2}$ y

$$e^-(t') = Y(t') \cdot \left[-V_{cc} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t'}{RC}}\right) + \frac{V_{cc}}{2} \cdot e^{-\frac{t'}{RC}}\right]$$

donde usamos que el condensador trae del tramo anterior una carga inicial de $+\frac{V_{cc}}{2}$. Observemos que $e^-(t' = 0) = +\frac{V_{cc}}{2} > e^+(t' = 0) = -\frac{V_{cc}}{2}$ y que esa situación se mantiene hasta el instante $t' = T_2$ ($t = T_1 + T_2$) en el que se cumple

$$e^-(t' = T_2) = -V_{cc} \cdot \left(1 - e^{-\frac{T_2}{RC}}\right) + \frac{V_{cc}}{2} \cdot e^{-\frac{T_2}{RC}} = -\frac{V_{cc}}{2} \Rightarrow T_2 = RC \cdot \ln(3)$$

El siguiente tramo arranca con el operacional a $+V_{cc}$ y el condensador cargado a $-\frac{V_{cc}}{2}$. El análisis es muy similar al tramo anterior, con $e^+(t'') = +\frac{V_{cc}}{2}$ y

$$e^-(t'') = Y(t'') \cdot \left[+V_{cc} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t''}{RC}}\right) - \frac{V_{cc}}{2} \cdot e^{-\frac{t''}{RC}}\right]$$

donde hemos corrido otra vez el origen del tiempo, con la variable auxiliar $t'' = t - (T_1 + T_2)$. Nuevamente vemos que $e^+(t'' = 0) = +\frac{V_{cc}}{2} > e^-(t'' = 0) = -\frac{V_{cc}}{2}$ y que esa situación se mantiene hasta el instante $t'' = T_3$ ($t = T_1 + T_2 + T_3$) en el que se cumple

$$e^-(t'' = T_3) = +V_{cc} \cdot \left(1 - e^{-\frac{T_3}{RC}}\right) - \frac{V_{cc}}{2} \cdot e^{-\frac{T_3}{RC}} = +\frac{V_{cc}}{2} \Rightarrow T_3 = RC \cdot \ln(3)$$

A partir de $t = T_1 + T_2 + T_3$, el circuito se encuentra con la salida del operacional a $-V_{cc}$ y el condensador cargado a $+V_{cc}$, es decir, exactamente igual que en el instante $T = T_1$, por lo que podemos concluir que el circuito está en régimen periódico, y en cada periodo, de duración $T_2 + T_3 = 2RC \cdot \ln 3$ se repetirá lo visto en el segundo y el tercer tramo. Esto responde también la parte (a)-ii).

- ii) Hallar el periodo de $v_o(t)$ en régimen.
- iii) Bosquejar, en una misma gráfica, las tensiones $v_o(t)$ y $v_C(t)$, para todo instante positivo.

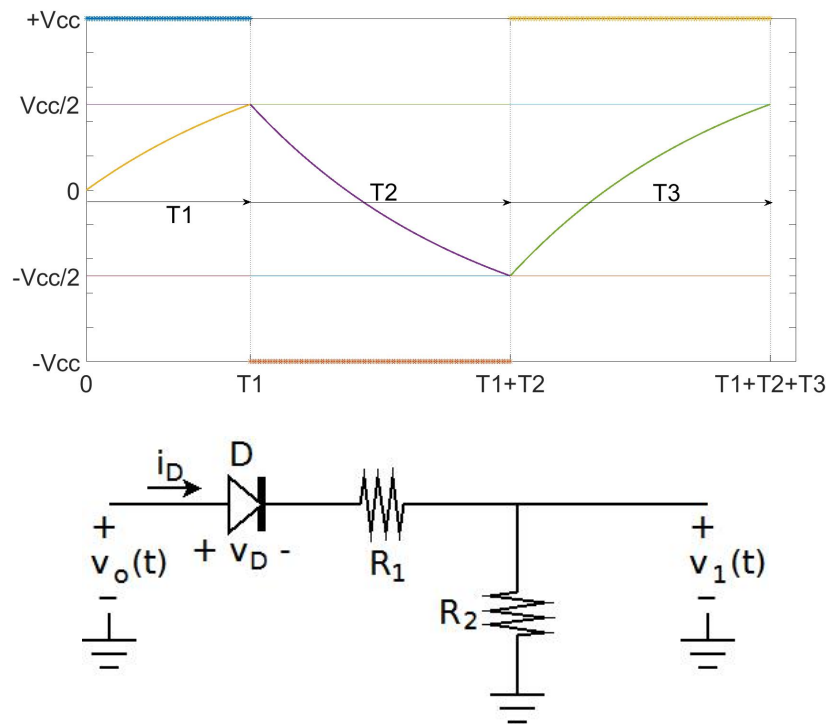
La salida del operacional oscila entre $\pm V_{cc}$, siendo una onda cuadrada simétrica a partir de T_1 . La tensión del condensador, inicialmente nula, comienza creciendo exponencialmente hacia $+V_{cc}$ y luego oscila, con exponenciales crecientes y decrecientes, entre $\pm \frac{V_{cc}}{2}$.

- iv) ¿Describir cualitativamente qué cambia en el análisis anterior si se duplica la resistencia entre la pata + y tierra?

Cambia el divisor de tensión que permite hallar e^+ en función de la salida del operacional. Tendremos que

$$e^+(t) = \frac{2}{3} \cdot v_o(t)$$

lo que afecta los umbrales de conmutación y, por lo tanto, modifica el periodo de la señal.



- (b) Se conecta la salida del operacional a la entrada del siguiente circuito. Hallar la tensión $v_1(t)$ en régimen periódico, explicando claramente cómo analiza el circuito y cómo maneja el diodo.

Vamos a analizar el circuito para un periodo genérico de la entrada. Tenemos que suponer un estado del diodo y verificarlo, de acuerdo a la siguiente tabla:

Estado del diodo	Suposición	Verificación
ON	$v_D = 0$	$i_D \geq 0$
OFF	$i_D = 0$	$v_D \leq 0$

Sabemos que $v_o(t)$ sólo toma dos valores: $\pm V_{cc}$. Pongámonos en la situación $v_o(t) = +V_{cc}$. Supongamos que el diodo está OFF. Entonces, verifiquemos su tensión en bornes. En este caso:

$$v_D(t) = v_o(t) - v_1(t) = +V_{cc} - 0 \geq 0$$

ya que al no conducir el diodo, no hay corriente por las resistencias y por lo tanto, el borne derecho del diodo está a tierra. Entonces no se verifica el estado supuesto para el diodo. Si suponemos que el diodo está ON, entonces la corriente por el diodo es la misma que por las resistencias vale

$$i_D(t) = \frac{+V_{cc}}{R_1 + R_2} > 0$$

por lo que se verifica la hipótesis del diodo. Observemos que el estado no cambia en tanto no cambie la entrada. En este caso, aplicando el divisor de tensión,

$$v_1(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{cc}$$

Cuando $v_o(t) = -V_{cc}$, razonando en forma similar, suponemos que el diodo está OFF. En este caso,

$$v_D(t) = -V_{cc} < 0$$

y se verifica la hipótesis. La salida vale $v_1(t) = 0$.

Resumiendo,

Entrada $v_o(t)$	Estado del diodo	Salida $v_1(t)$
$+V_{cc}$	ON	$\frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot V_{cc}$
$-V_{cc}$	OFF	0

Nota: en general, mirando el circuito, es posible intuir el estado correcto del diodo; hicimos una suposición que resultó ser incorrecta, para mostrar cómo se trabaja.