TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA
TEMA 8 (AMPLIFICADOR OPERACIONAL)
EJEMPLOS RESUELTOS

JULIO BRÉGAINS, DANIEL IGLESIA, JOSÉ LAMAS
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA E SISTEMAS
FACULTADE DE INFORMÁTICA, UNIVERSIDADE DA CORUÑA

Pensar es prever.

(José Martí).

EJEMPLO 1 (T8):

En el circuito de la figura y suponiendo amplificadores operacionales ideales, si $V_1 = 1$ [V] y $V_2 = 150$ [mV], se pide:

a) Función que realiza cada uno de los amplificadores.

b) Valor de I_L.

c) Valor de V_2 para el cual I_L es cero.

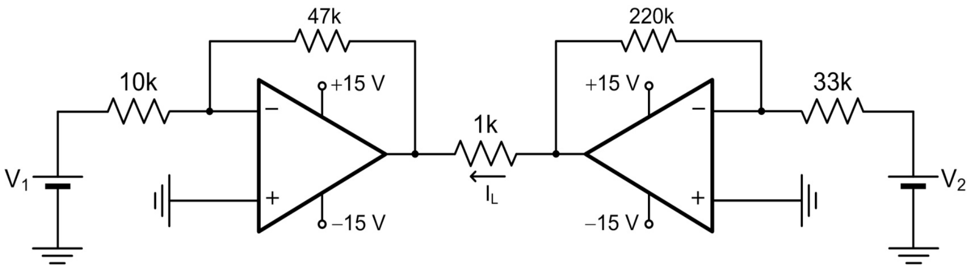
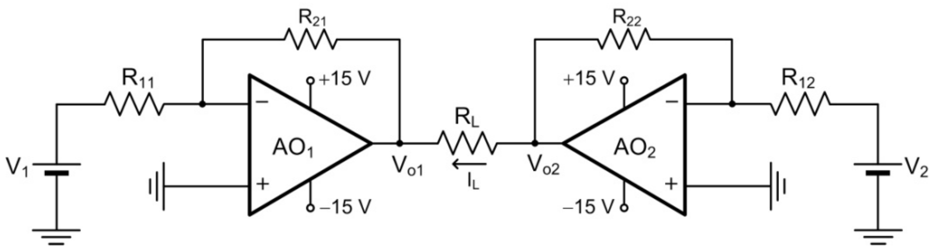


FIGURA T8. 1

PLANTEAMIENTO Y RESOLUCIÓN

a) DETERMINAMOS LA FUNCIÓN DE CADA AMPLIFICADOR.



En el AO_1: V_1 (tensión de entrada) está conectada a la entrada inversora, la entrada no inversora está conectada a masa, y R_{21} es una resistencia de realimentación también conectada a la entrada inversora (realimentación negativa) $\Rightarrow$ AO_1 está en configuración de Amplificador Inversor.

El mismo análisis se aplica para el AO_2 (observa que ambos amplificadores tienen una disposición simétrica respecto de la resistencia R_L).

PREGUNTAMOS: ¿GUARDAN LA AMPLIFICACIÓN INVERSORA Y LA REALIMENTACIÓN NEGATIVA ALGUNA RELACIÓN ENTRE SÍ?

No. Amplificación Inversora se refiere a la relación entre la entrada y la salida. En este ejemplo: dado un voltaje de entrada V_i positivo, se obtendrá un voltaje de salida $-V_o$ que es de mayor amplitud (amplificación) y de signo contrario (inversión). La realimentación negativa se refiere a que al voltaje de entrada se resta una porción del voltaje de salida, como con los AOs de este ejemplo a través de las resistencias R_{21} para el AO_1 y R_{22} para el AO_2 (si a la entrada se sumase una porción del voltaje de salida se hablaría de Realimentación Positiva, algo que se aplica en el Ejemplo 11).

b) ¿CÓMO CALCULAMOS LA CORRIENTE I_L?

Hallando la diferencia de potencial $V_{o1}-V_{o2}$ en los extremos de R_L y aplicando ley de Ohm. Para ello, analizamos las configuraciones de cada operacional por separado:

El signo (–) indica: AO en config. inversora

$$V_{o1} = \text{Ganancia de } AO_1 \times V_1 = \left(-\frac{R_{21}}{R_{11}}\right)V_1 = \left(-\frac{47[k\Omega]}{10[k\Omega]}\right)\times 1[V] \Rightarrow \boxed{V_{o1} = -4{,}7[V]} \quad \text{(EjsT08. 1)}$$

Observamos que V_1=1 [V] es positiva mientras que V_{o1} = –4,7 [V] es negativa, como corresponde a una configuración de amplificación inversora.

$$V_{o2} = \text{Ganancia de } AO_2 \times V_2 = \left(-\frac{R_{22}}{R_{12}}\right)V_2 = \left(-\frac{220[k\Omega]}{33[k\Omega]}\right)\times \frac{150}{1000}[V] \Rightarrow \boxed{V_{o2} = -1[V]} \quad \text{(EjsT08. 2)}$$

Por tanto, la corriente I_L será:

$$I_L = \frac{V_{o2} - V_{o1}}{R_L} = \frac{-1[V] - (-4{,}7[V])}{1000[\Omega]} = \frac{3{,}7}{1000}[A] \Rightarrow \boxed{I_L = 3{,}7\,[mA]} \quad \text{(EjsT08. 3)}$$

Como $V_{o2}>V_{o1}$, el sentido de I_L será de V_{o2} hacia V_{o1} (hacia la izquierda, ver FIGURA T8. 1).

c) ¿VALOR DE V_2 CUANDO I_L=0?

De las tres ecuaciones anteriores tenemos:

$$I_L = \frac{V_{o2} - V_{o1}}{R_L} = 0 \Rightarrow V_{o2} = V_{o1} \Rightarrow \left(-\frac{R_{22}}{R_{12}}\right)V_2 = \left(-\frac{R_{21}}{R_{11}}\right)V_1 \Rightarrow V_2 = \left(\frac{R_{12}}{R_{22}}\right)\left(\frac{R_{21}}{R_{11}}\right)V_1 \Rightarrow$$
$$\Rightarrow V_2 = \left(\frac{33[k\Omega]}{220[k\Omega]}\right)\left(\frac{47[k\Omega]}{10[k\Omega]}\right)1[V] \Rightarrow \boxed{V_2 = 0{,}705[V]} \quad \text{(EjsT08. 4)}$$

ESTE EJEMPLO NO REQUIERE RESUMEN.

EJEMPLO 3 (T8):

En el circuito amplificador de corriente de la figura, obtener la ganancia de corriente I_o / I_i y comprobar que es independiente de la resistencia de carga R_L:

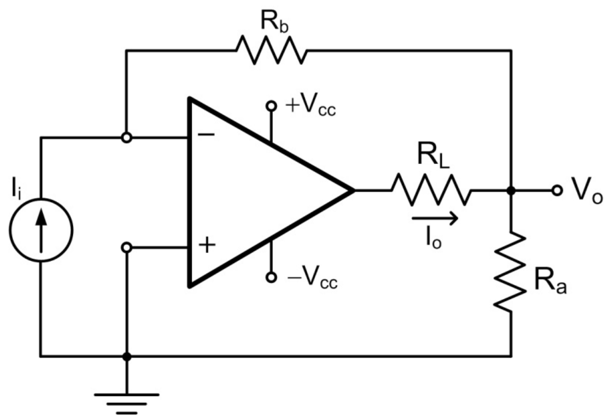
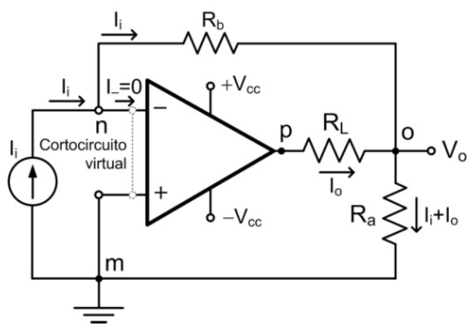


FIGURA T8. 2

PLANTEAMIENTO Y RESOLUCIÓN

a) ¿CÓMO OBTENEMOS LAS CORRIENTES I_i E I_o PARA LUEGO REALIZAR EL COCIENTE?



Teniendo en cuenta dos características: que la corriente I_- e I_+ son nulas (en todos los AOs), y que entre las entradas inversora y no inversora existe cortocircuito virtual (configuración de realimentación negativa), lo cual produce, en este caso, que el terminal no inversor esté a masa virtual, es decir $V_n = V_m = 0$.

Como I_- es nula, la corriente que entrega la fuente se deriva completamente hacia la R_b. Además, como la señal de entrada se conecta a la entrada inversora, a la salida tendremos una V_o<0 (salida invertida), por lo cual, la tensión entre extremos de R_b será:

$$V_o - V_n = V_o = -I_i R_b \qquad \text{(EjsT08. 5)}$$

Según se observa en la figura anterior, por R_a circula la corriente I_o+I_i, (hacia abajo), por lo cual, la caída de tensión entre sus extremos, que es V_o, cumple la siguiente igualdad:

$$V_o - V_m = V_o = (I_o + I_i) R_a \qquad \text{(EjsT08. 6)}$$

PREGUNTA: ¿no hay una inconsistencia de signo en esta última ecuación?
OBSERVAMOS: I_i va hacia el nodo o a través de R_b, mientras que I_o+I_i se aleja del nodo o. Los signos de las dos últimas ecuaciones son opuestos, así que las suposiciones son coherentes (recordando que, virtualmente, la masa y el terminal inversor representan el mismo punto).

El cociente entre ambas, es decir, la ganancia de corriente será, entonces:

$$-I_i R_b = V_o = (I_o + I_i) R_a = I_o R_a + I_i R_a \Rightarrow -I_i R_b - I_i R_a = I_o R_a \Rightarrow \boxed{\frac{I_o}{I_i} = -\left(\frac{R_a + R_b}{R_a}\right)} \qquad \text{(EjsT08. 7)}$$

¿QUÉ SIGNIFICA ESTE RESULTADO? Que, para unos valores de R_a y R_b dados, cuando se inyecta a la entrada inversora una corriente I_i, por R_L circulará una corriente $I_o = -I_i (R_a+R_b)/R_a$, cuyo valor es independiente de R_L. En todo caso, variará V_o-V_q si se varía R_L.

COMENTARIOS:

1) Como existe cortocircuito virtual entre los puntos n y m, la resistencia de entrada R_i de esta configuración de AO (la que "ve" la fuente I_i al conectarse) es cero.
2) Como I_o=constante (con I_i, R_a y R_b dados) para cualquier valor de R_L, este circuito se comporta como una fuente de tensión ideal, por lo cual la resistencia de salida R_o (entre p y o) es infinita.

ESTE EJEMPLO NO REQUIERE RESUMEN.

EJEMPLO 6 (T8):

Comprobar que, en el amplificador de instrumentación de la figura:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + 2\frac{R_2}{R}\right)(V_2 - V_1)$$

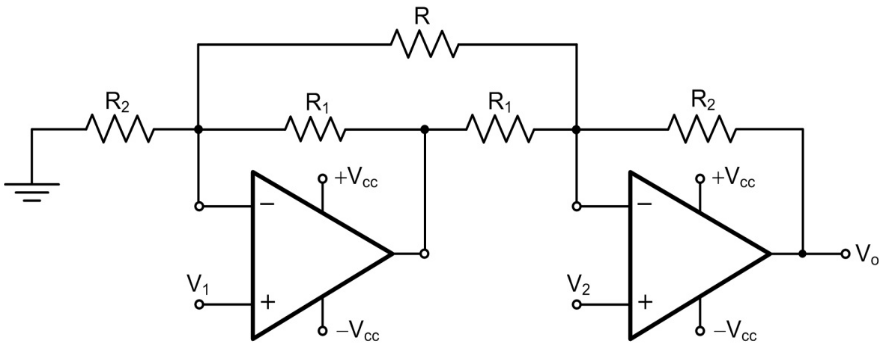
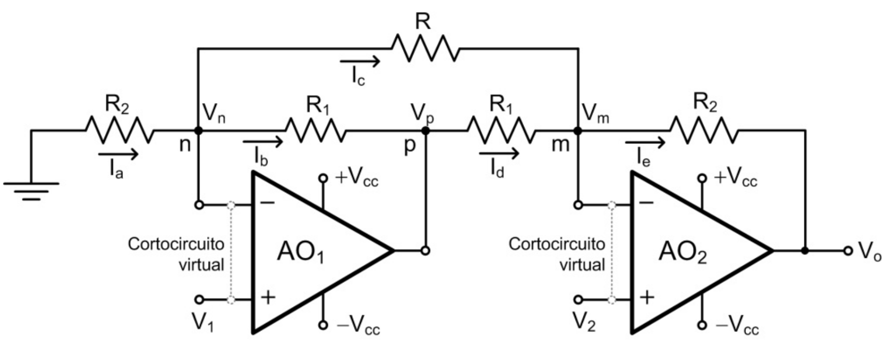


FIGURA T8. 3

PLANTEAMIENTO Y RESOLUCIÓN

ANALIZAMOS EL CIRCUITO: consideramos todas las corrientes dirigidas hacia la derecha, según se observa en la siguiente figura:



Como a las entradas de los AOs existe cortocircuito virtual (ambos AOs poseen realimentación negativa), entonces $V_n = V_1$ y $V_m = V_2$.

Hallamos las corrientes aplicando ley de Ohm y luego aplicando ley de nudos a los puntos n y m.

$$I_a = \frac{-V_n}{R_2} = \frac{-V_1}{R_2}; \quad I_b = \frac{V_1 - V_p}{R_1}; \quad I_c = \frac{V_n - V_m}{R} = \frac{V_1 - V_2}{R};$$
$$I_d = \frac{V_p - V_m}{R_1} = \frac{V_p - V_2}{R_1}; \quad I_e = \frac{V_2 - V_o}{R_2} \qquad \text{(EjsT08. 8)}$$

Nudo n:

$$I_a = I_b + I_c \Rightarrow -\frac{V_1}{R_2} = \frac{V_1 - V_p}{R_1} + \frac{V_1 - V_2}{R} \qquad \text{(EjsT08. 9)}$$

Nudo m:

$$I_c + I_d = I_e \Rightarrow \frac{V_1 - V_2}{R} + \frac{V_p - V_2}{R_1} = \frac{V_2 - V_o}{R_2} \qquad \text{(EjsT08. 10)}$$

Eliminamos V_p de estas dos últimas ecuaciones para obtener V_o:

$$\frac{V_p}{R_1} = V_1\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) - \frac{V_2}{R}; \quad \frac{V_p}{R_1} = V_2\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) - \frac{V_1}{R} - \frac{V_o}{R_2} \Rightarrow$$
$$\boxed{V_o = (V_2 - V_1)\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + 2\frac{R_2}{R}\right)} \qquad \text{(EjsT08. 11)}$$

En concordancia con lo establecido en el enunciado.

ESTE EJEMPLO NO REQUIERE RESUMEN.

EJEMPLO 9 (T8):

El circuito de la figura es un integrador inversor con AO ideal, con R = 5 [kΩ] y C = 1 [μF].

Se pide:

a) Deducir la expresión de la tensión de salida V_o en función de V_i.

b) Dibujar la tensión de salida si a la entrada se aplica una señal como la de la figura de la derecha. Suponga C inicialmente descargado ($Q_i = 0$ en $t_i = 0$).

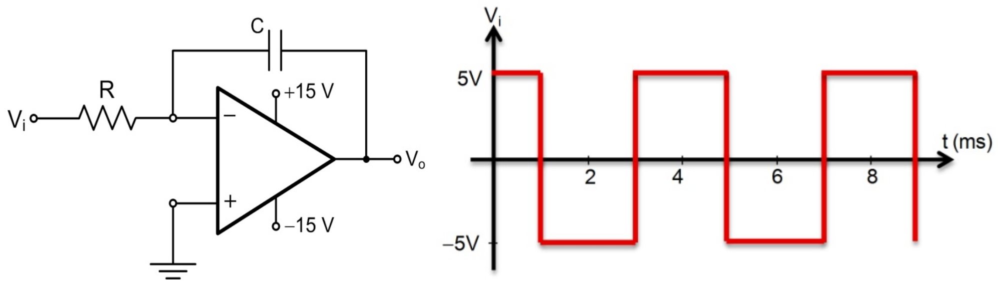
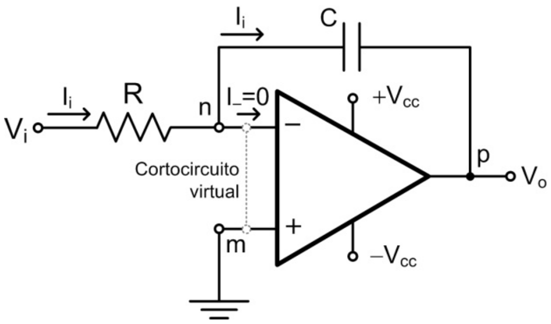


FIGURA T8. 4

PLANTEAMIENTO Y RESOLUCIÓN

a) DETERMINAMOS V_o EN FUNCIÓN DE V_i OBSERVANDO LA SIGUIENTE FIGURA:



Vemos que el nodo n está a masa (cortocircuito virtual). Además, en dicho nodo no hay derivación de corriente hacia el AO ($I_- = 0$), por tanto, la corriente I_i por R es la misma que la que circula por C. Supondremos I_i hacia la derecha, como se ha indicado en la figura anterior.

La tensión en los extremos de R se obtiene por ley de Ohm:

$$V_i - V_n = V_i - 0 = V_i = R \times I_i \Rightarrow I_i = \frac{V_i}{R} \qquad \text{(EjsT08. 12)}$$

Por definición de capacidad C = Q/V, en los extremos de C se medirá una tensión que es proporcional a su carga:

$$V = \frac{Q}{C} = -V_o - V_n = -V_o \qquad \text{(EjsT08. 13)}$$

En donde el signo (–) de V_o es debido a que: $V_i > 0 \Rightarrow V_o < 0 \Rightarrow V_n > V_o$.

Si por C circula la corriente $I_i(t)$, no necesariamente constante en el tiempo, el valor de Q, y por lo tanto de V_o, variará. Supongamos que en un instante inicial t_I el condensador tiene una carga inicial Q_I. Si hacemos transcurrir un pequeño intervalo de tiempo, llamémoslo dt, entonces, entre t_I y t_I+dt, $I_i(t)=I_i(t_I)$ puede considerarse temporalmente constante, y C ganará entonces una pequeña carga $dQ(t_I) = I_i(t_I)\times dt$. En el intervalo posterior, con t entre t_I+dt y t_I+2dt, I_i podrá tener otro valor, $I_i(t_I+dt)$, que podrá considerarse constante en ese intervalo, y C ganará otra porción de carga $dQ_2(t_I+dt) = I_i(t_I+dt)\times dt$, y así sucesivamente hasta llegar al instante final t_F. La suma de todas estas pequeñas contribuciones dQ es la integral ∫dQ, o, lo que es lo mismo, la integral de $I_i(t)\times dt$ con t entre t_I y t_F:

$$\text{Carga final} = \text{Carga inicial} + \text{Suma de contribuciones de carga debidas a } I_i(t) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow Q_F = Q_F + \left[\overbrace{dQ(t_I)}^{\substack{\text{Carga ganada}\\ \text{entre } t_I \text{ y } t_I+dt}} + \overbrace{dQ(t_I+dt)}^{\substack{\text{Carga ganada}\\ \text{entre } t_I+dt \text{ y } t_I+2dt}} + \overbrace{dQ(t_I+2dt)}^{\substack{\text{Carga ganada}\\ \text{entre } t_I+2dt \text{ y } t_I+3dt}} + \ldots + \overbrace{dQ(t_F)}^{\substack{\text{Carga ganada}\\ \text{en el último intervalo}}} \right] \Rightarrow$$

$$\Rightarrow Q_F = Q_I + \left[\overbrace{I_i(t_I)\times dt}^{dQ(t_I)} + \overbrace{I_i(t_I+dt)\times dt}^{dQ(t_I+dt)} + \overbrace{I_i(t_I+2dt)\times dt}^{dQ(t_I+2dt)} + \ldots + \overbrace{I_i(t_F)\times dt}^{dQ(t_F)} \right] \Rightarrow \qquad \text{(EjsT08. 14)}$$

$$\Rightarrow Q_F = Q_I + \int_{t_I}^{t_F} I_i(t)\,dt$$

Dividiendo ambos miembros de la última ecuación por C, tendremos los voltajes inicial $-V_{oI}$ y final $-V_{oF}$ [los signos negativos se explican con la ecuación (EjsT08. 13)] en los extremos del condensador antes y después de haber pasado por él la corriente $I_i(t)$:

$$\Rightarrow \frac{Q_F}{C} = \frac{Q_I}{C} + \frac{\int_{t_I}^{t_F} I_i(t)dt}{C} \Rightarrow -V_{oF} = -V_{oI} + \frac{1}{C}\int_{t_I}^{t_F} I_i(t)dt \Rightarrow V_{oF} = V_{oI} - \frac{1}{C}\int_{t_I}^{t_F} I_i(t)dt \qquad \text{(EjsT08. 15)}$$

Pero $I_i(t) = V_i(t)/R$, es decir:

$$\boxed{V_{oF} = V_{oI} - \frac{1}{RC}\int_{t_I}^{t_F} V_i(t)dt} \qquad \text{(EjsT08. 16)}$$

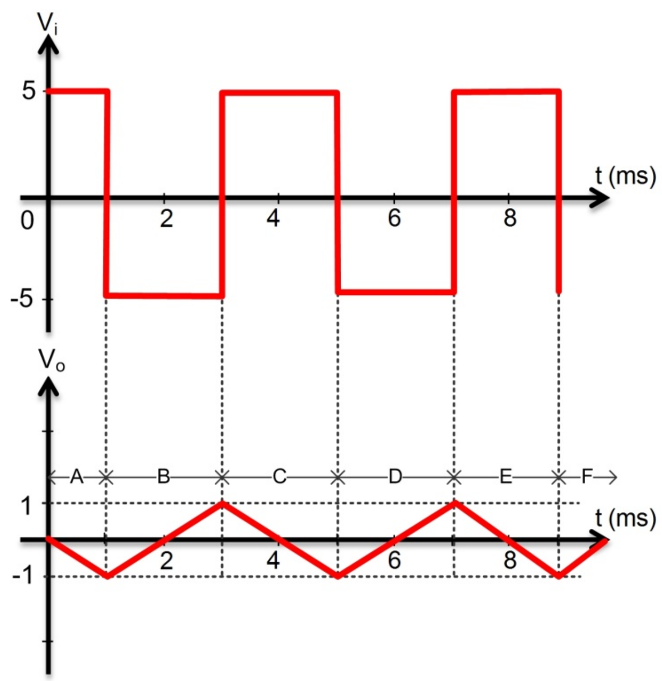
Que es la expresión requerida en el enunciado.

¿QUÉ SIGNIFICA ESTA EXPRESIÓN?

Vemos que, para unos valores de R y C dados, la tensión de salida V_{of} en un instante final t_f, depende tanto de su valor en el instante inicial t_I (que es V_{oI}) como del valor negativo de la integral de la tensión de entrada entre los instantes t_I y t_F, es por eso que la configuración de la FIGURA T8. 4 se denomina de Amplificador Integrador Inversor.

b) OBTENEMOS LA TENSIÓN DE SALIDA CUANDO LA TENSIÓN DE ENTRADA SIGUE UN PATRÓN DE ONDA CUADRADA, COMO EN LA FIGURA T8. 4 (DERECHA):

Sabemos que la integral de una constante es una función lineal ($\int k.dt = k.\int dt = k.t + c$), así que deducimos que en los tramos V_i=constante de la onda cuadrada de entrada, la tensión de salida V_o será ascendente o descendente a lo largo de segmentos de líneas rectas (V_o será lineal por tramos).



Sabiendo que V_o será lineal por tramos, aplicamos la ecuación (EjsT08. 16) para encontrar los valores V_{oI} y V_{oF} en los extremos t_I y t_F, respectivamente, de dichos tramos.

TRAMO A:

$t_I = 0$, $t_F = 1$ [ms], $Q_I = 0$ [Coul] $\Rightarrow V_{oI} = Q_I / C = 0$ [V], $R\times C = 5000$ [Ω]$\times 1.10^{-6}$ [F] = 5/1000 [ΩF], $V_i(t)$ = constante = 5 [V]

$$V_{oF} = V_{oI} - \frac{1}{RC}\int_{t_I}^{t_F} V_i(t)\,dt = 0 - \frac{1000}{5[\Omega F]}\int_{0[s]}^{10^{-3}[s]} 5[V]\,dt = -1000\left(t\Big|_0^{10^{-3}}\right) = $$
$$= -1000[\frac{V}{s}]\left(\frac{1}{1000}[s] - 0\right) \Rightarrow \boxed{V_{oF} = V_o\big|_{t=1[ms]} = -1[V]} \qquad \text{(EjsT08. 17)}$$

Es decir, V_o parte de 0 [V] en t_I = 0 [ms], y llega a –1 [V] en t_F = 1 [ms].

TRAMO B:

t_I = 1 [ms], t_F = 3 [ms], V_{oI} = –1 [V], RC = 5/1000 [ΩF], $V_i(t)$ = –5 [V]

$$V_{oF} = V_{oI} - \frac{1}{RC}\int_{t_I}^{t_F} V_i(t)\,dt = -1 - \frac{1000}{5}\int_{10^{-3}}^{3\times10^{-3}} (-5)\,dt = -1 + 1000\left(t\Big|_{10^{-3}}^{3\times10^{-3}}\right) = $$
$$= -1 + 1000[\frac{V}{s}]\left(\frac{3}{1000}[s] - \frac{1}{1000}[s]\right) \Rightarrow \boxed{V_o\big|_{t=3[ms]} = 1[V]} \qquad \text{(EjsT08. 18)}$$

V_o parte de –1 [V] en t_I = 1 [ms], y llega a 1 [V] en t_F = 3 [ms].

TRAMO C:

t_I = 3 [ms], t_F = 5 [ms], V_{oI} = 1 [V], RC = 5/1000 [ΩF], $V_i(t)$ = 5 [V]

$$V_{oF} = 1 - \frac{1000}{5}\int_{3\times10^{-3}}^{5\times10^{-3}} (5)\,dt = 1 - 1000\left(t\Big|_{3\times10^{-3}}^{5\times10^{-3}}\right) \Rightarrow \boxed{V_o\big|_{t=5[ms]} = -1[V]} \qquad \text{(EjsT08. 19)}$$

TRAMO D:

t_I = 5 [ms], t_F = 7 [ms], V_{oI} = –1 [V], RC = 5/1000 [ΩF], $V_i(t)$ = –5 [V]

$$V_{oF} = -1 - \frac{1000}{5}\int_{5\times10^{-3}}^{7\times10^{-3}} (-5)\,dt \Rightarrow \boxed{V_o\big|_{t=7[ms]} = 1[V]} \qquad \text{(EjsT08. 20)}$$

TRAMO E:

t_I = 7 [ms], t_F = 9 [ms], V_{oI} = 1 [V], RC = 5/1000 [ΩF], $V_i(t)$ = 5 [V]

$$V_{oF} = 1 - \frac{1000}{5}\int_{7\times10^{-3}}^{9\times10^{-3}} (5)\,dt \Rightarrow \boxed{V_o\big|_{t=7[ms]} = -1[V]} \qquad \text{(EjsT08. 21)}$$

TRAMO F:

t_I = 9 [ms], t_F = 10 [ms], V_{oI} = –1 [V], RC = 5/1000 [ΩF], $V_i(t)$ = –5 [V]

$$V_{oF} = -1 - \frac{1000}{5}\int_{9\times10^{-3}}^{10\times10^{-3}} (-5)\,dt \Rightarrow \boxed{V_o\big|_{t=7[ms]} = 0[V]} \qquad \text{(EjsT08. 22)}$$

La forma de onda de V_o obtenida, oscilando linealmente entre –1 [V] y 1 [V] se denomina Onda Triangular.

ESTE EJEMPLO NO REQUIERE RESUMEN.

EJEMPLO 11 (T8):

Obtener y dibujar la característica de transferencia de los siguientes circuitos:

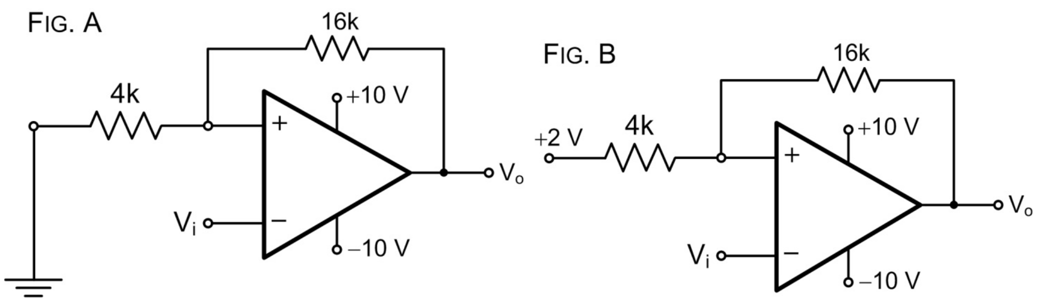
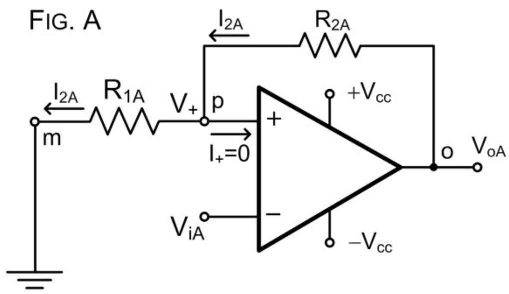


FIGURA T8. 5

PLANTEAMIENTO Y RESOLUCIÓN

a) ANALIZAMOS EL CIRCUITO DE LA FIGURA A:



La tensión de entrada V_{iA} está conectada a la entrada inversora del AO_A: configuración de Inversor.

La salida V_{oA} se reinyecta a la entrada no inversora a través de R_{2A}: conexión de realimentación positiva. Dicha realimentación positiva indica lo siguiente: que la salida V_{oA} se suma al voltaje de la entrada inversora V_+, lo cual produce una rápida saturación del AO_A: su tensión de salida alcanza rápidamente los valores $+V_{cc}$ o $-V_{cc}$.

Recordamos que $V_{oA} = A_d.V_d = A_d.(V_+ - V_{iA})$, donde A_d es la ganancia diferencial del AO, y V_d es la tensión diferencial: la tensión de salida V_{oA} depende de la tensión diferencial V_d. Esta configuración se denomina, usualmente, Comparador (o Disparador) Schmitt Inversor, o bien Comparador Inversor con Histéresis.

INICIAMOS EL ANÁLISIS.

¿Cuáles son los valores máximo y mínimo que puede alcanzar V_+?

V_+ no es igual a V_{iA}, ya que este es un caso de realimentación positiva, y por tanto no hay cortocircuito virtual. De modo que V_+ se obtiene considerando la rama o-p-m: es decir, el divisor de tensión formado por las resistencias R_{1A} y R_{2A}:

$$V_+ = I_{2A}R_{1A} = \left(\frac{V_{oA}}{R_{1A}+R_{2A}}\right)R_{1A} \Rightarrow V_+ = \left(\frac{R_{1A}}{R_{1A}+R_{2A}}\right)V_{oA} \qquad \text{(EjsT08. 23)}$$

Como $-V_{cc} \le V_{oA} \le V_{cc}$ (por definición, la tensión de salida de un AO no puede superar el rango $\pm V_{cc}$):

$$-\left(\frac{R_{1A}}{R_{1A}+R_{2A}}\right)V_{cc} \le V_+ \le \left(\frac{R_{1A}}{R_{1A}+R_{2A}}\right)V_{cc} \qquad \text{(EjsT08. 24)}$$

y, por tanto, el valor de V_+ está acotado.

Si consideramos $V_{iA} << 0$ (valores muy negativos de V_{iA}, tendiendo a menos infinito), entonces $V_d = (V_+ - V_{iA}) \approx -V_{iA} >> 0$, ya que, comparativamente, el módulo de V_{iA} es muy grande respecto del de V_+ dentro del rango indicado en la ecuación (EjsT08. 24). Por dicha razón, $V_{oA} = V_{cc}$ (AO_A saturado, tensión V_{oA} positiva porque $V_d >> 0$), lo que implica $V_+ = R_{1A}V_{cc} / (R_{1A}+R_{2A})$.

Según el comportamiento de los AOs diferenciales, si aumentamos V_{iA} (lo acercamos a cero desde valores negativos), el AO_A continuará saturado hasta cuando V_d sea igual a 0, es decir, hasta que

$$V_+ - V_{iA} = 0 \Rightarrow \left(\frac{R_{1A}}{R_{1A}+R_{2A}}\right)V_{cc} - V_{iA} = 0 \Rightarrow V_{iA} = \left(\frac{R_{1A}}{R_{1A}+R_{2A}}\right)V_{cc} = V_{HA\,sup} \qquad \text{(EjsT08. 25)}$$

Podemos llamar a V_{HAsup} tensión de histéresis superior del amplificador operacional A.

Con $V_d = 0 \rightarrow V_{iA} = V_{HAsup} \Rightarrow -V_{cc} < V_{oA} < V_{cc}$. En palabras: cuando la tensión diferencial es nula, lo cual se obtiene cuando la tensión de entrada es igual a la de histéresis superior, la tensión de salida puede encontrarse entre los valores de tensión de saturación.

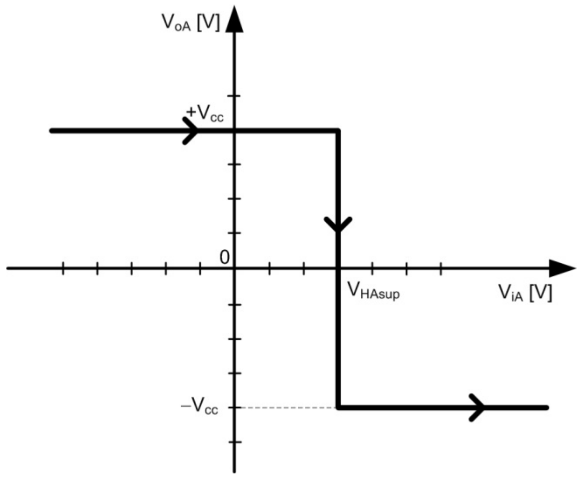
De acuerdo al comportamiento de un AO en configuración diferencial, cuando V_{iA} sobrepase este valor, la tensión de salida se saturará a $-V_{cc}$, porque $V_d < 0$, es decir $V_{iA} > V_{HDsup} \Rightarrow V_{oA} = -V_{cc}$.

Si seguimos aumentando V_{iA}, V_d se hará más negativa, y V_{oA} continuará siendo igual a $-V_{cc}$. Este valor se mantendrá, idealmente, con $V_{iA} >> 0$ (tendiendo a infinito).

Resumimos y representamos gráficamente este análisis:

$$\begin{cases} V_{iA} << 0 \Rightarrow V_{oA} = +V_{cc} \\ V_{iA} < V_{HA\,sup} \Rightarrow V_{oA} = +V_{cc} \\ V_{iA} = V_{HA\,sup} \Rightarrow -V_{cc} < V_{oA} < +V_{cc} \\ V_{iA} > V_{HA\,sup} \Rightarrow V_{oA} = -V_{cc} \\ V_{iA} >> 0 \Rightarrow V_{oA} = -V_{cc} \end{cases}$$

$$\text{con } V_{HA\,sup} = \left(\frac{R_{1A}}{R_{1A}+R_{2A}}\right)V_{cc}$$



Con los valores especificados en el enunciado del problema, tendremos:

$$V_{HA\,sup} = \left(\frac{R_{1A}}{R_{1A}+R_{2A}}\right)V_{cc} = \left(\frac{4[k\Omega]}{4[k\Omega]+16[k\Omega]}\right)10[V] \Rightarrow \boxed{V_{HA\,sup} = 2[V]} \qquad \text{(EjsT08. 26)}$$

Razonando de modo análogo, realicemos el análisis en sentido contrario.

Empezando con $V_{iA} >> 0 \Rightarrow V_d = (V_+ - V_{iA}) \approx -V_{iA} << 0$. Como la tensión diferencial es negativa, distinta de cero, tendremos a la salida la tensión saturada $V_{oA} = -V_{cc}$, y por tanto, analizando el divisor de tensión de la malla o-p-m, tendremos $V_+ = R_{1A}\times(-V_{cc})/(R_{1A}+R_{2A}) = V_{HAinf}$.

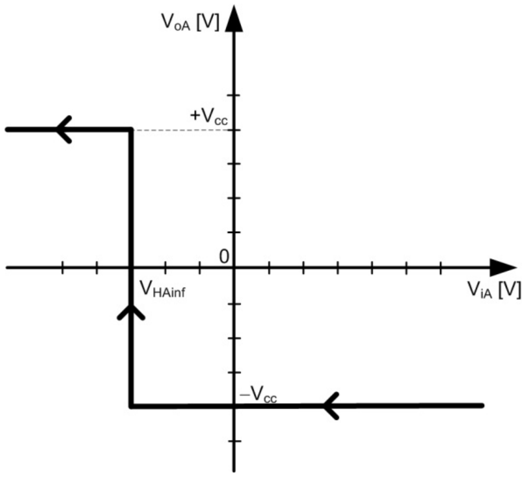
Conforme vamos disminuyendo V_{iA}, la tensión de salida se mantendrá inalterada $V_{oA} = -V_{cc}$, hasta que $V_d = (V_+ - V_{iA})$ alcance el valor nulo, es decir $V_+ = V_{HAinf} = V_{iA}$, en cuyo caso, $-V_{cc} < V_{oA} < +V_{cc}$.

A continuación, si $V_{iA} < V_{HAinf} \Rightarrow V_d = (V_+ - V_{iA}) = (V_{HAinf} - V_{iA}) > 0$, haciendo que la salida se sature $V_{oA} = V_{cc}$. Para valores menores de V_{iA}, V_d seguirá siendo mayor que 0, manteniéndose saturada la salida $V_{oA} = +V_{cc}$.

Resumiendo:

$$\begin{cases} V_{iA} >> 0 \Rightarrow V_{oA} = -V_{cc} \\ V_{iA} > V_{HAinf} \Rightarrow V_{oA} = -V_{cc} \\ V_{iA} = V_{HAinf} \Rightarrow -V_{cc} < V_{oA} < +V_{cc} \\ V_{iA} < V_{HAinf} \Rightarrow V_{oA} = +V_{cc} \\ V_{iA} << 0 \Rightarrow V_{oA} = +V_{cc} \end{cases}$$

$$\text{con } V_{HAinf} = -\left(\frac{R_{1A}}{R_{1A} + R_{2A}}\right) V_{cc}$$



Y, con los valores especificados en el enunciado del problema, tendremos:

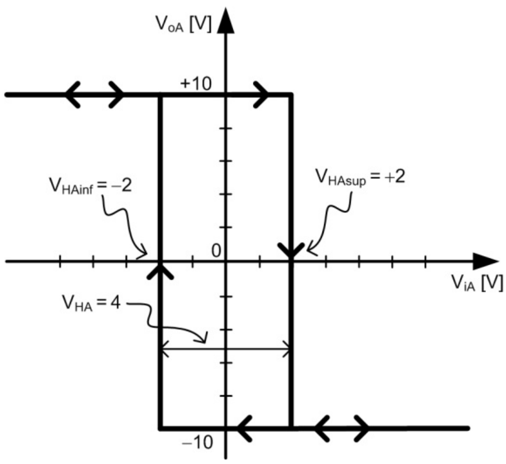
$$V_{HAinf} = \left(\frac{R_{1A}}{R_{1A} + R_{2A}}\right)(-V_{cc}) = \left(\frac{4[k\Omega]}{4[k\Omega] + 16[k\Omega]}\right)(-10[V]) \Rightarrow \boxed{V_{HAinf} = -2[V] = -V_{HAsup}} \qquad \text{(EjsT08. 27)}$$

Observamos que el comportamiento del AO_A depende de si se aumenta o se disminuye V_{iA}. La diferencia entre V_{HAinf} y V_{HAsup} se denomina Tensión de Histéresis del Amplificador A, V_{HA} (o, simplemente, Histéresis del Amplificador A):

$$V_{HA} = V_{HAsup} - V_{HAinf} = \left(\frac{R_{1A}}{R_{1A} + R_{2A}}\right) V_{cc} - \left(\frac{R_{1A}}{R_{1A} + R_{2A}}\right)(-V_{cc}) = \frac{2V_{cc}R_{1A}}{R_{1A} + R_{2A}} \Rightarrow$$

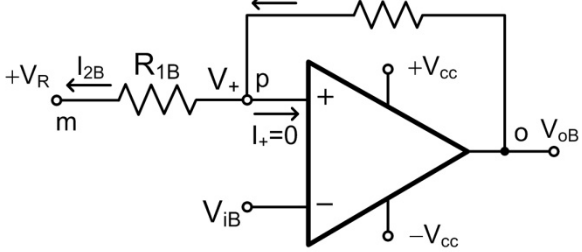
$$\Rightarrow \boxed{V_{HA} = \left(\frac{2 \times 10[V] \times 4[k\Omega]}{4[k\Omega] + 16[k\Omega]}\right) = 4[V]} \qquad \text{(EjsT08. 28)}$$

Si superponemos las dos curvas, obtenemos la CARACTERÍSTICA DE TRANSFERENCIA DEL COMPARADOR CON HISTÉRESIS de la configuración de la Figura A:



b) ANALIZAMOS EL CIRCUITO DE LA FIGURA B:

FIG. B



Observamos que la única diferencia con el circuito de la Fig. A reside en la tensión V_R (tensión de referencia) conectada al punto m.

Tendremos nuevamente un Comparador con Histéresis, pero esta vez con tensión de referencia V_R no nula.

Como el comportamiento de este circuito es completamente análogo al de la Figura A, no lo analizaremos nuevamente; simplemente veremos qué efecto produce la tensión V_R en la curva característica de transferencia del circuito.

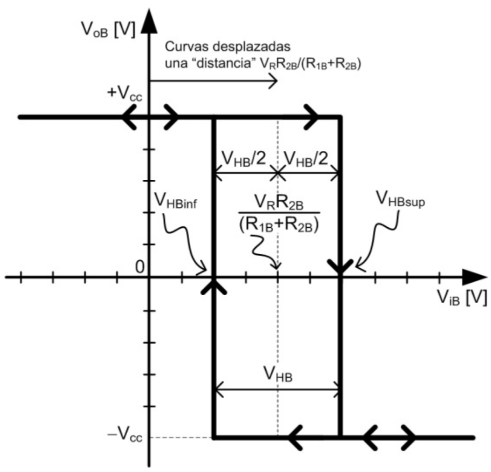
Como I_{2B} tiene el sentido de p hacia m, el potencial en p es mayor que en m en un valor $I_{2B}\times R_{1B}$. Por tanto, $V_+ = V_m + I_{2B}\times R_{1B} = V_R + I_{2B}\times R_{1B}$. Hallando I_{2B} de analizar la malla o-p-m, tenemos:

$$V_+ = V_R + I_{2B}R_{1B} = V_R + \left(\frac{V_{oB}-V_R}{R_{1B}+R_{2B}}\right)R_{1B} \Rightarrow V_+ = \frac{V_{oB}R_{1B}+V_RR_{2B}}{R_{1B}+R_{2B}} \qquad \text{(EjsT08. 29)}$$

Como $-V_{cc} \le V_{oB} \le V_{cc}$, los valores de las tensiones de histéresis serán, consecuentemente, aquéllos para los cuales V_{oB} sea igual a $\pm V_{cc}$:

$$\boxed{V_{HBsup} = V_+\big|_{V_{oB}=V_{cc}} = \frac{V_{cc}R_{1B}+V_RR_{2B}}{R_{1B}+R_{2B}} = V_R\left(\frac{R_{2B}}{R_{1B}+R_{2B}}\right)+V_{cc}\left(\frac{R_{1B}}{R_{1B}+R_{2B}}\right)}$$
$$\boxed{V_{HBinf} = V_+\big|_{V_{oB}=-V_{cc}} = \frac{-V_{cc}R_{1B}+V_RR_{2B}}{R_{1B}+R_{2B}} = V_R\left(\frac{R_{2B}}{R_{1B}+R_{2B}}\right)-V_{cc}\left(\frac{R_{1B}}{R_{1B}+R_{2B}}\right)} \qquad \text{(EjsT08. 30)}$$
$$\boxed{V_{HB} = V_{HBsup}-V_{HBinf} = 2V_{cc}\left(\frac{R_{1B}}{R_{1B}+R_{2B}}\right)}$$

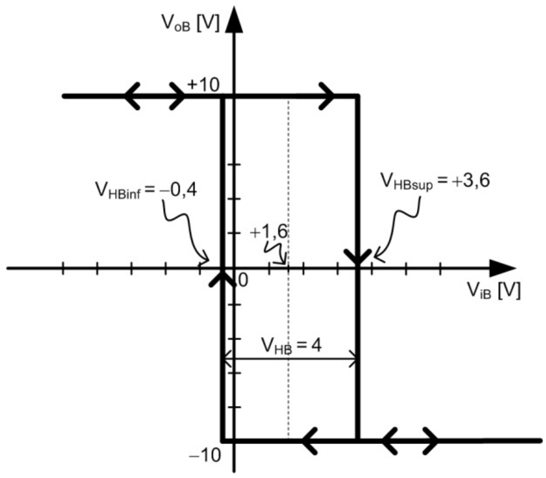
Observamos que la expresión de $V_H = V_{Hsup} - V_{Hinf}$ no ha cambiado (la tensión de histéresis se mantiene). Si analizamos, veremos que el efecto que causa $V_R \neq 0$ es el de desplazar las líneas de transferencia del circuito un valor $V_RR_{2B}/(R_{1B}+R_{2B})$ (hacia valores crecientes de V_{iB} si $V_R>0$ y hacia valores decrecientes si $V_R<0$):



De acuerdo a los valores dados en el enunciado, calculamos las tensiones correspondientes:

$$V_{HBsup} = \frac{V_{cc}R_{1B}+V_RR_{2B}}{R_{1B}+R_{2B}} = \frac{10[V]4[k\Omega]+2[V]16[k\Omega]}{4[k\Omega]+16[k\Omega]} \Rightarrow \boxed{V_{HBsup} = 3{,}6[V]}$$
$$V_{HBinf} = \frac{-V_{cc}R_{1B}+V_RR_{2B}}{R_{1B}+R_{2B}} = \frac{-10[V]4[k\Omega]+2[V]16[k\Omega]}{4[k\Omega]+16[k\Omega]} \Rightarrow \boxed{V_{HBinf} = -0{,}4[V]} \qquad \text{(EjsT08. 31)}$$
$$V_{HB} = V_{HBsup}-V_{HBinf} = 3{,}6[V]-(-0{,}4[V]) \Rightarrow \boxed{V_{HB} = 4[V]}$$

Y representamos la característica de transferencia:



RESUMEN EJEMPLO 11 (T8):

FIG. A

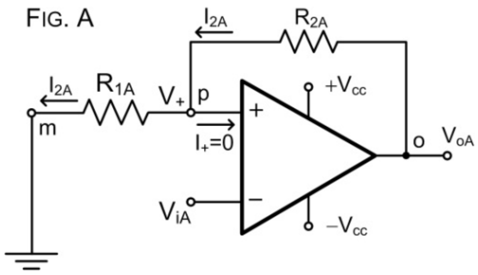
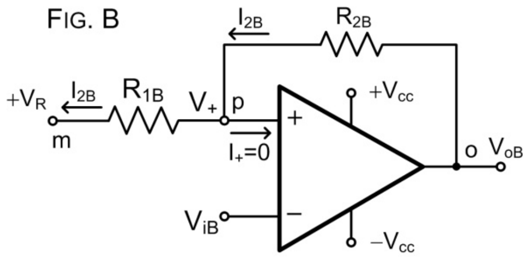


FIG. B



DATOS:

$R_{1A} = R_{1B} = 4\ [k\Omega]$;

$R_{2A} = R_{2B} = 16\ [k\Omega]$; $V_R = 2\ [V]$

INCÓGNITAS:

a) Característica de Transferencia del circuito de la Figura A = ?

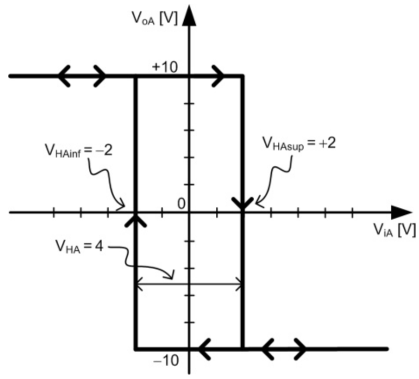
b) Característica de Transferencia del circuito de la Figura B = ?

a) CARACTERÍSTICA DE TRANSFERENCIA CIRCUITO A:

$$V_{HA\,sup} = \left(\frac{R_{1A}}{R_{1A}+R_{2A}}\right)V_{cc} = \left(\frac{4\,[k\Omega]}{4\,[k\Omega]+16\,[k\Omega]}\right)10\,[V] \Rightarrow \boxed{V_{HA\,sup} = 2\,[V]}$$

$$V_{HA\,inf} = \left[\frac{R_{1A}\left(-V_{cc}\right)}{R_{1A}+R_{2A}}\right] = \left[\frac{4\,[k\Omega]\left(-10\,[V]\right)}{4\,[k\Omega]+16\,[k\Omega]}\right] \Rightarrow \boxed{V_{HA\,inf} = -2\,[V] = -V_{HA\,sup}}$$

$$\boxed{V_{HA} = \left(\frac{2\times 10\,[V]\times 4\,[k\Omega]}{4\,[k\Omega]+16\,[k\Omega]}\right) = 4\,[V]}$$



b) CARACTERÍSTICA DE TRANSFERENCIA CIRCUITO B:

$$V_{HB\,sup} = \frac{V_{cc}R_{1B}+V_R R_{2B}}{R_{1B}+R_{2B}} = \frac{10\,[V]\,4\,[k\Omega]+2\,[V]\,16\,[k\Omega]}{4\,[k\Omega]+16\,[k\Omega]} \Rightarrow \boxed{V_{HB\,sup} = 3{,}6\,[V]}$$

$$V_{HBinf} = \frac{-V_{cc}R_{1B}+V_R R_{2B}}{R_{1B}+R_{2B}} = \frac{-10\,[V]\,4\,[k\Omega]+2\,[V]\,16\,[k\Omega]}{4\,[k\Omega]+16\,[k\Omega]} \Rightarrow \boxed{V_{HBinf} = -0{,}4\,[V]}$$

$$V_{HB} = V_{HB\,sup} - V_{HBinf} = 3{,}6\,[V] - \left(-0{,}4\,[V]\right) \Rightarrow \boxed{V_{HB} = 4\,[V]}$$