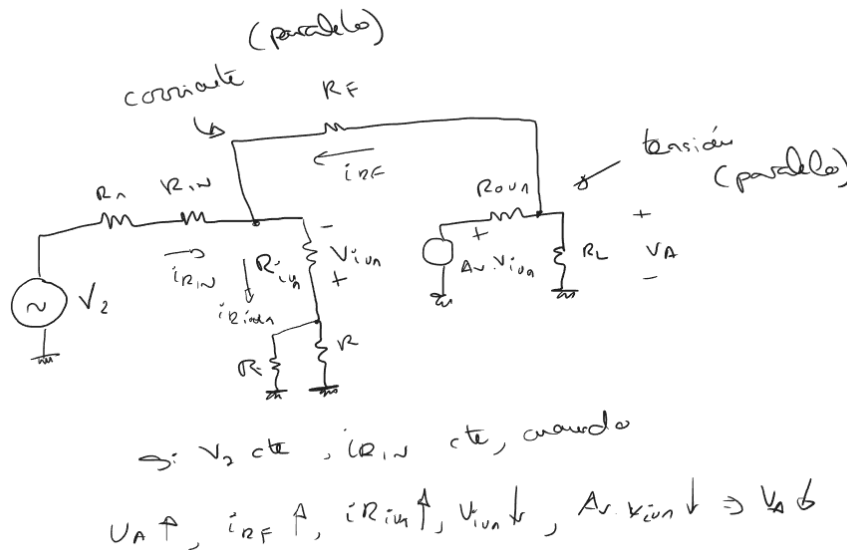


Parte A1

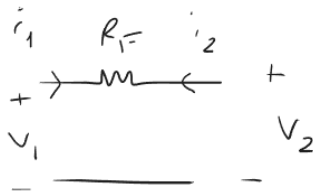
1) A frecuencias medias y en pequeña señal:



Topología paralelo-paralelo o transimpedancia

$$G_z = \frac{A_z}{1 + A_z \cdot \beta_y}$$

La red β es:



Y sus parámetros privilegiados son:

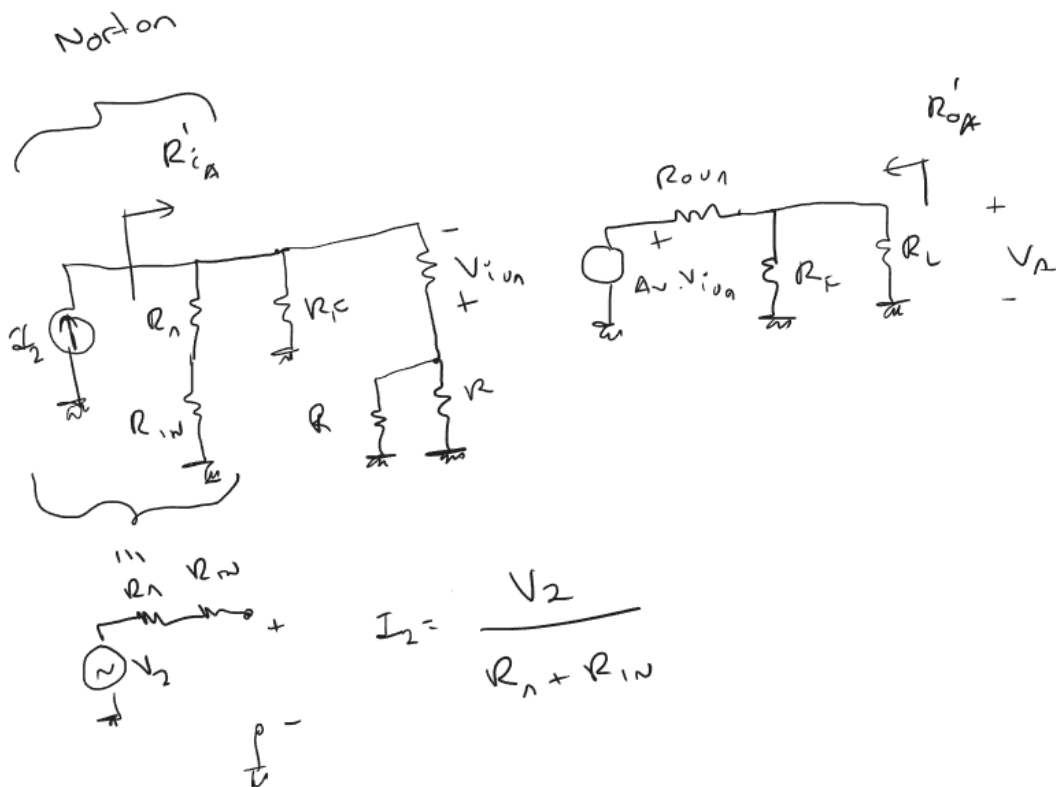
$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}$$

Donde $y_{11} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{v_2=0} = \frac{1}{R_F}$, $y_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{v_1=0} = \frac{1}{R_F}$, $y_{12} = \beta_y = \left. \frac{i_1}{v_2} \right|_{v_1=0} = -\frac{1}{R_F}$, y_{21} se desprecia en el método aproximado.

$$\text{Numéricamente: } \beta_y = -\frac{1}{60k\Omega} = -16.67\mu S$$

2) Transformamos la fuente de entrada usando Norton:

Red A'_z



$$A'_m = A'_z = \frac{V_A}{I_2} = \frac{V_A}{V_{iU1}} \cdot \frac{V_{iU1}}{I_2} = A_v \cdot \frac{R_L || R_F}{R_L || R_F + R_{oU1}} \cdot \frac{-R_{iU1} \cdot (R_1 + R_{IN}) || R_F}{(R_1 + R_{IN}) || R_F + R_{iU1} + R || R}$$

$$R'_{iA} = (R_1 + R_{IN}) || R_F || (R_{IN} + R || R)$$

$$R'_{oA} = R_L || R_F || R_{oU1}$$

Y numéricamente:

$$\begin{aligned} A'_m = A'_z &= -10^4 \cdot \frac{100 \text{ k}\Omega || 60 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega || 60 \text{ k}\Omega + 200 \text{ }\Omega} \cdot 10 \text{ M}\Omega \\ &\cdot \frac{(150 \text{ }\Omega + 1 \text{ k}\Omega) || 60 \text{ k}\Omega}{(150 \text{ }\Omega + 1 \text{ k}\Omega) || 60 \text{ k}\Omega + 10 \text{ M}\Omega + 50 \text{ k}\Omega} \cong -10 \text{ M}\Omega \cdot 10^4 \cdot 1.12 \cdot 10^{-4} \\ &= -11.2 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

$$R'_{iA} = 1.12 \text{ k}\Omega$$

$$R'_{oA} = 200 \text{ }\Omega$$

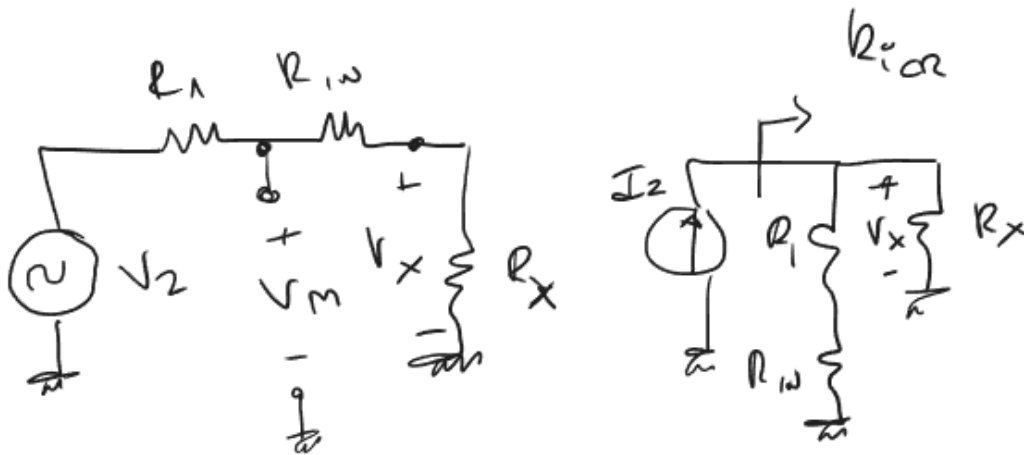
- 3) Para calcular la ganancia de tensión pedida es necesario usar la ganancia del sistema realimentado y transferirla a otro punto del circuito, usando la función de transferencia correspondiente. Para ello también es necesario calcular la resistencia de entrada del sistema realimentado.

Calculamos primero la ganancia y resistencia de entrada del circuito realimentado según el modelo de transimpedancia.

$$A'_z \cdot \beta_y = -11.2 \text{ M}\Omega \cdot -16.67 \text{ }\mu\text{S} = 186.7$$

$$G_z = \frac{V_A}{I_2} = \frac{A'_z}{1 + A'_z \cdot \beta_y} = -\frac{11.2 M\Omega}{187.7} = -59.7 k\Omega$$

$$R_{iCR} = \frac{R'_{iA}}{1 + A_z \cdot \beta_y} = 6 \Omega$$



Por otro lado:

$$\frac{V_A}{V_M} = \frac{V_A}{I_2} \cdot \frac{I_2}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_M} = G_z \cdot \frac{1}{R_1 + R_{IN}} \cdot \frac{R_1 + R_{IN} + R_x}{R_{IN} + R_x}$$

$$R_{iCR} = (R_1 + R_{IN}) || R_x$$

Y por tanto $\frac{1}{R_x} = \frac{1}{R_{iCR}} - \frac{1}{R_1 + R_{IN}} \approx \frac{1}{R_{iCR}} \rightarrow R_x = 6 \Omega$

Y

$$\frac{V_A}{V_M} = -59.7 k\Omega \cdot \frac{1}{1.15 k\Omega} \cdot \frac{1.156 k\Omega}{1.15 k\Omega} \approx -52 V/V$$

4)

En cuanto al Slew Rate, comprobamos la señal de pendiente máxima. Para una entrada senoidal de 30mV de pico, con independencia del valor medio, tendremos:

$$30mVp \cdot \left| \frac{V_M}{V_2} \cdot \frac{V_A}{V_M} \right| \cdot \omega_{max} = 30mVp \cdot 0.9 \cdot 52 \cdot 2\pi \cdot 6.8 kHz = 0.06 V/\mu s$$

El valor de V1 del enunciado es incorrecto, ya que da un valor medio a la salida superior a la tensión de alimentación. El valor correcto sería 2.5V, aunque no se necesita para responder a la pregunta.

En cuanto al GBW del operacional, podemos decir que necesitamos mantener la ganancia del sistema realimentado durante 6.8 kHz, o para mayor margen durante 68 kHz (una década por encima para mantener la fase también), por tanto el GBW del amplificador de transimpedancia realimentado es:

$$59.7 \text{ k}\Omega \cdot 68 \text{ kHz} = A'_z \cdot fp1 = Av \cdot 10 \text{ M}\Omega \cdot 1.12 \cdot 10^{-4} \cdot fp1$$

Siendo $Av \cdot fp1$ el GBW pedido, que vale 3.6 MHz

El polo del operacional debe estar 362 Hz, considerando una ganancia Av de 10^4 V/V

| | |
|---------------------|-------|
| NOMBRE Y APELLIDOS: | GRUPO |
|---------------------|-------|

Parte A2

5) Si se elige $A_z(jf)$ (opción 1)

Para dibujar el Bode en decibelios ha de referirse la ganancia de transimpedancia a un valor de referencia. Escogemos 1Ω , de forma que A_z en $\text{dB}\Omega$ es igual a $20 \cdot \log(A_z/1 \Omega)$

$$\text{Como } A_z'(jf) = A_v(jf) \cdot (-1.12 \text{ k}\Omega) = \frac{-11.2 \text{ M}\Omega}{\left(1 + \frac{jf}{100 \text{ kHz}}\right) \cdot \left(1 + \frac{jf}{5 \text{ MHz}}\right)^2}$$

Tenemos un polo en 100 kHz y dos en 5 MHz (polo doble). Cada polo aporta una pendiente de -20dB/dec en el módulo y de -45°/dec en la fase. Así:

Tabla de pendientes en el módulo (dB/dec):

| | | 100 kHz | 5 MHz |
|---------------------|---|---------|-------|
| Polo de 100 kHz | 0 | -20 | -20 |
| Polo doble en 5 MHz | 0 | 0 | -40 |
| | | | |
| Total | 0 | -20 | -60 |

Tabla de pendientes en la fase (°/dec):

| | | 10 kHz | 500 kHz | 1 MHz | 50 MHz |
|---------------------|---|--------|---------|-------|--------|
| Polo de 100 kHz | 0 | -45 | -45 | 0 | 0 |
| Polo doble en 5 MHz | 0 | 0 | -90 | -90 | 0 |
| | | | | | |
| Total | 0 | -45 | -135 | -90 | 0 |

Módulo inicial : 140 dB aprox. Módulo final $\rightarrow -\infty$ dB

Fase inicial: +180°. Fase final $\rightarrow +180^\circ - 90^\circ \cdot 3 = -90^\circ$

(Se puede representar la fase desplazada hacia abajo 180° , ya que para estudiar la estabilidad se estudia AB que es siempre >0)

Se admite también representar $A_z' \cdot \beta_y$, que es adimensional. Las tablas se mantiene, su módulo inicial será 45dB aprox., su fase inicial 0° y la final -270° (Opción 2)

Si se escoge $A_v(jf)$ (adimensional), las tablas de pendientes son las mismas también, el módulo inicial es 80dB, la fase inicial 0° , y la final -270° (Opción 3)

Se admite también representar $A_v(jf) \cdot \beta_v$. En este caso nos indican en el apartado 6 que la ganancia del circuito realimentado en configuración no inversora (corresponde a topología serie-paralelo o transtensión), es de 30dB. Suponiendo un producto $A_v \cdot \beta_v$ alto a frecuencias bajas, se cumple que la ganancia del circuito realimentado es aproximadamente igual a la inversa de la ganancia de la red β , y por tanto 30dB es también $1/\beta$, de forma que $A_v \cdot \beta_v$ inicialmente es 80dB-30dB=50dB, la fase inicial es 0° y la final -270° . Las tablas son aún válidas (Opción 4)

6) En las opciones 1 y 3 se ha de pintar la línea $1/\beta$ para encontrar la frecuencia a la que $|A\beta|=1$, es decir, cuando A en dB coincide con $1/\beta$ en dB. Mirando en esa frecuencia la fase se comprueba que está casi en -180° o un poco por debajo, resultando inestable.

| NOMBRE Y APELLIDOS: | GRUPO |
|---------------------|-------|
|---------------------|-------|

En las opciones 2 y 4, se ha de pintar la línea de 0dB y comprobar la fase en el cruce con el módulo de $A\beta$. Se obtiene de nuevo una fase de -180° o algo por debajo, resultando inestable.

7) Si introducimos un polo dominante en muy baja frecuencia toda la fase queda desplazada 90° hacia abajo, por lo que la nueva línea de -180° se corresponde con la de -90° antes de introducir el polo. Nos situamos 45° por encima y buscamos la frecuencia de ese punto, donde la fase es -45° . En este caso es 100 kHz, que coincide con la frecuencia del primer polo. Desde la línea de 0dB del producto $A\beta$ (línea de 95 dB en la opción 1 y de 30dB en la opción 3), trazamos una pendiente de -20dB/dec y obtenemos la frecuencia del polo dominante en el cruce con el módulo de A (para las opciones 1 y 3) o en el cruce con el módulo de $A\beta$ (para las opciones 2 y 4).

En las opciones 1 y 2 se obtiene un polo dominante de 500 Hz, y en las opciones 3 y 4 de 300 Hz.

En cuanto al producto GBW obtenido, y si es adecuado, la respuesta varía:

- Opción 1. El producto obtenido para el amplificador de transimpedancia es aproximadamente $52\text{ k}\Omega \cdot 100\text{ kHz}$. Es adecuado para la aplicación, ya que se mantiene más de 68 kHz, es decir más de una década por encima de la frecuencia máxima.
- Opción 2. No se ve tan claro en el Bode dibujado, pero es la misma respuesta de la Opción 1.
- Opción 3. El producto obtenido para este amplificador de transtensión es de $10^{(30/20)} \cdot 100\text{ kHz} = 3.2\text{ MHz}$ aproximadamente. De nuevo es adecuado a la aplicación pues mantiene la ganancia más de 68 kHz.
- Opción 4. No se ve tan claro en el Bode dibujado, pero es la misma respuesta de la Opción 3.

8) Por la posición del condensador, sabemos que introduce un cero en el origen y un polo a baja frecuencia, como si de un filtro paso alto se tratara, modificando la respuesta en frecuencia de la red A' , y levantando la fase inicial para dejarla en 0° una década después del polo. Dependiendo de la frecuencia de este polo, puede afectar o no a la estabilidad estudiada. En este caso el condensador tiene en serie una resistencia de valor $1.15\text{ k}\Omega$, lo que supone una frecuencia de 25 Hz aproximadamente, muy por debajo del primer polo. Incluso está a más de una década de distancia del polo dominante.

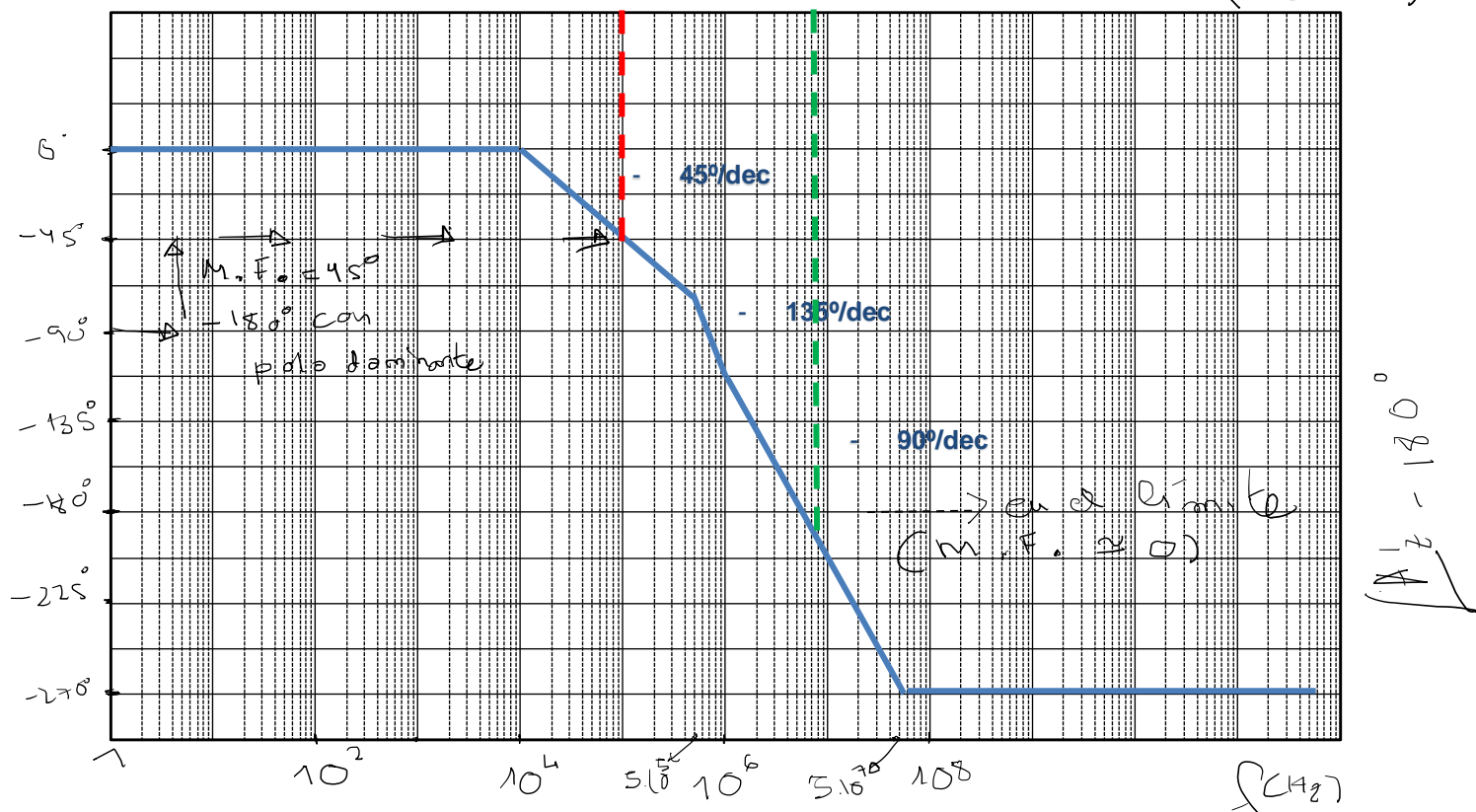
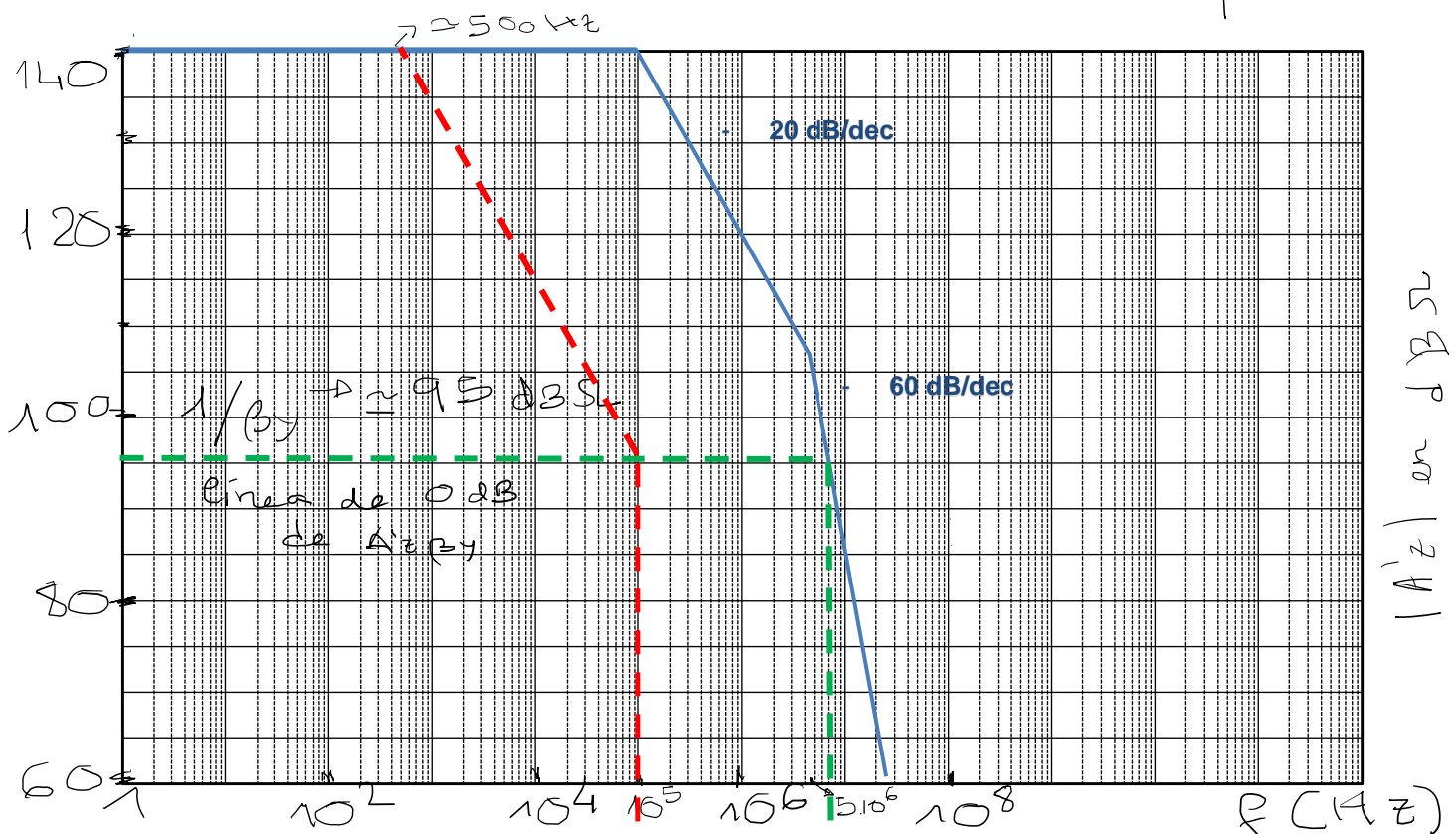
En el rango de frecuencias de interés, entre 300Hz y 6.8kHz, el condensador presenta una impedancia compleja de entre $-94j\ \Omega$ y $-0.7j\ \Omega$, que es bastante inferior a la suma de resistencias que tiene en serie ($1.15\text{ k}\Omega$), por lo que el desarrollo de la red A' a frecuencias medias puede asumirse como correcto.

NOMBRE Y APELLIDOS:

GRUPO

Solución

Op. 1

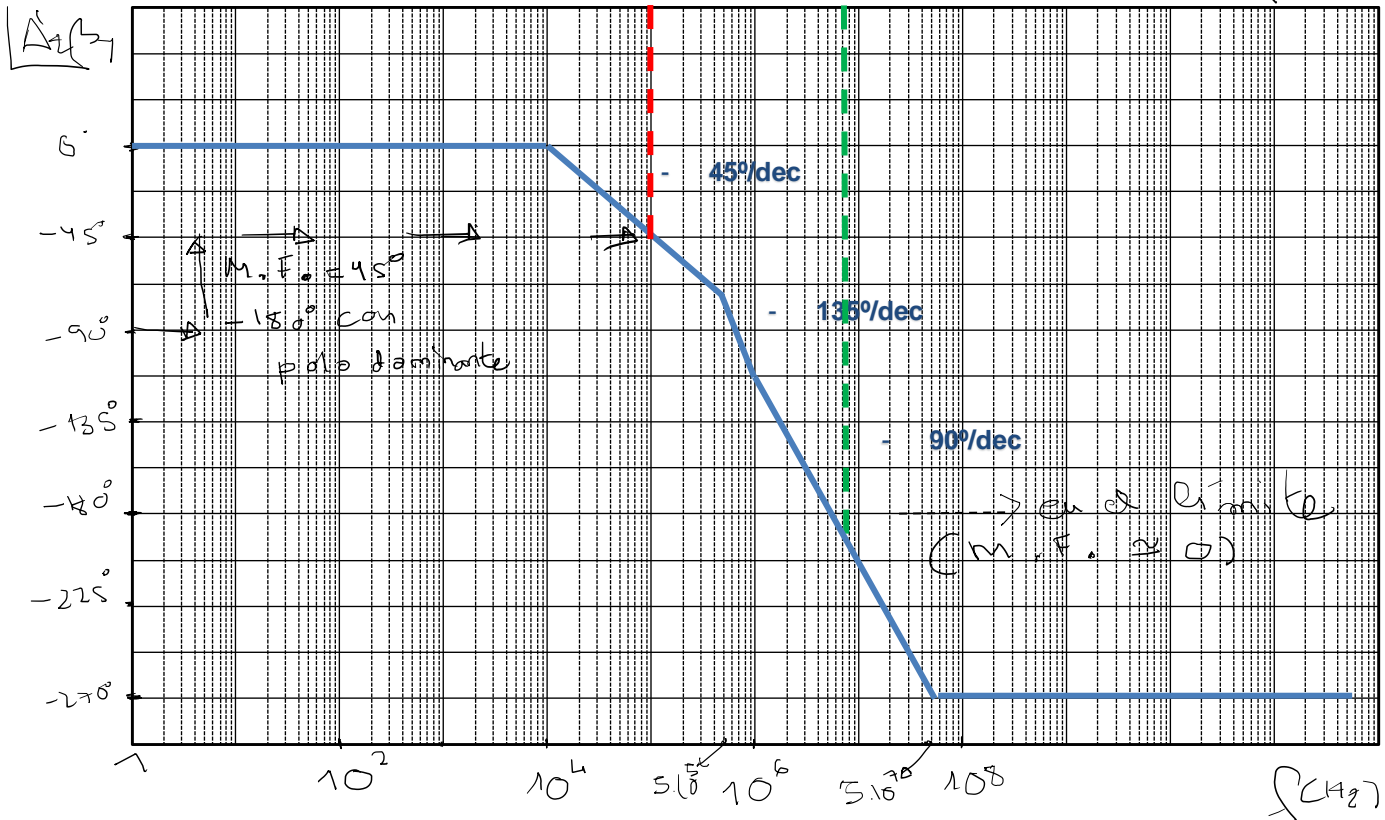
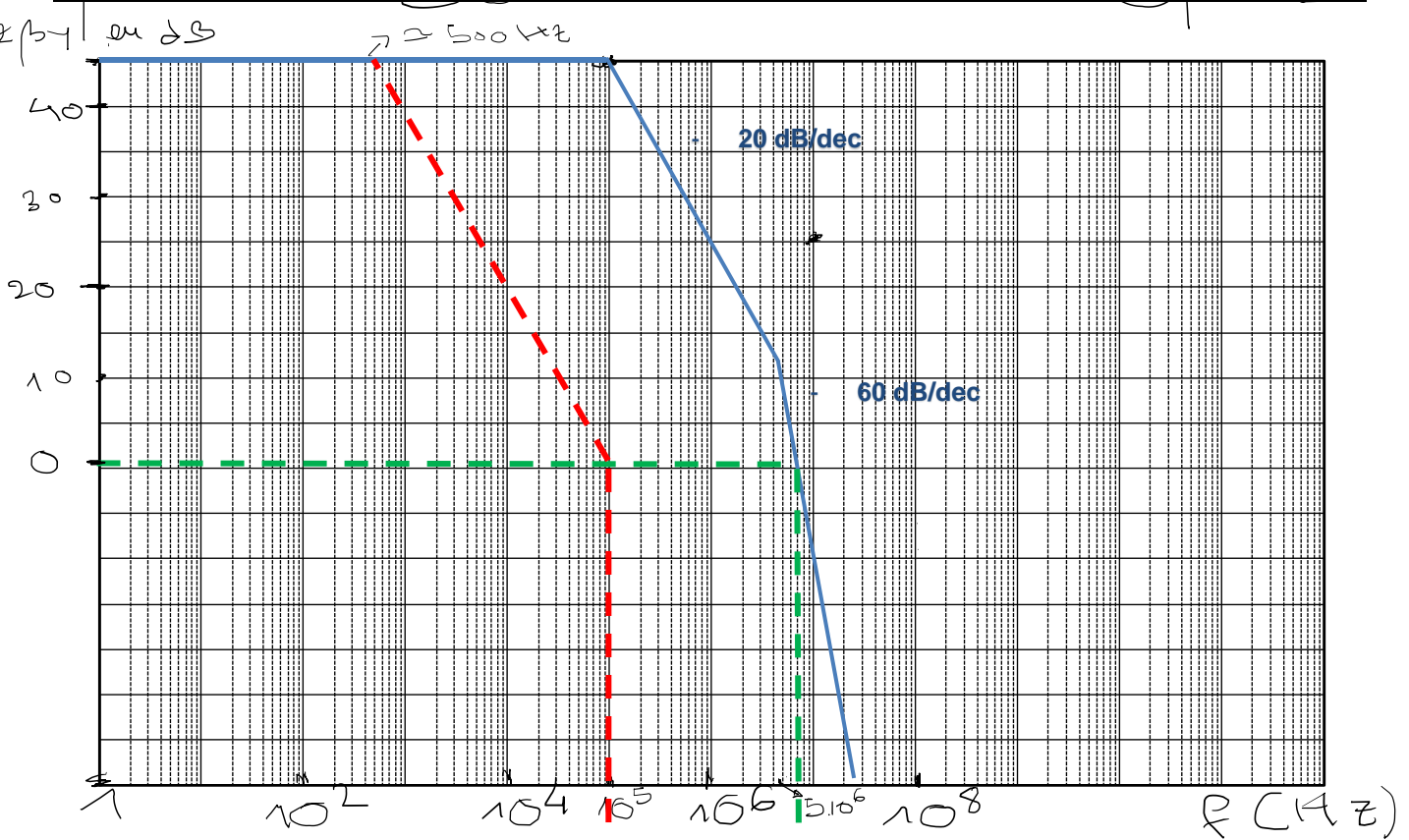


NOMBRE Y APELLIDOS:

Solís

GRUPO

Op. 2



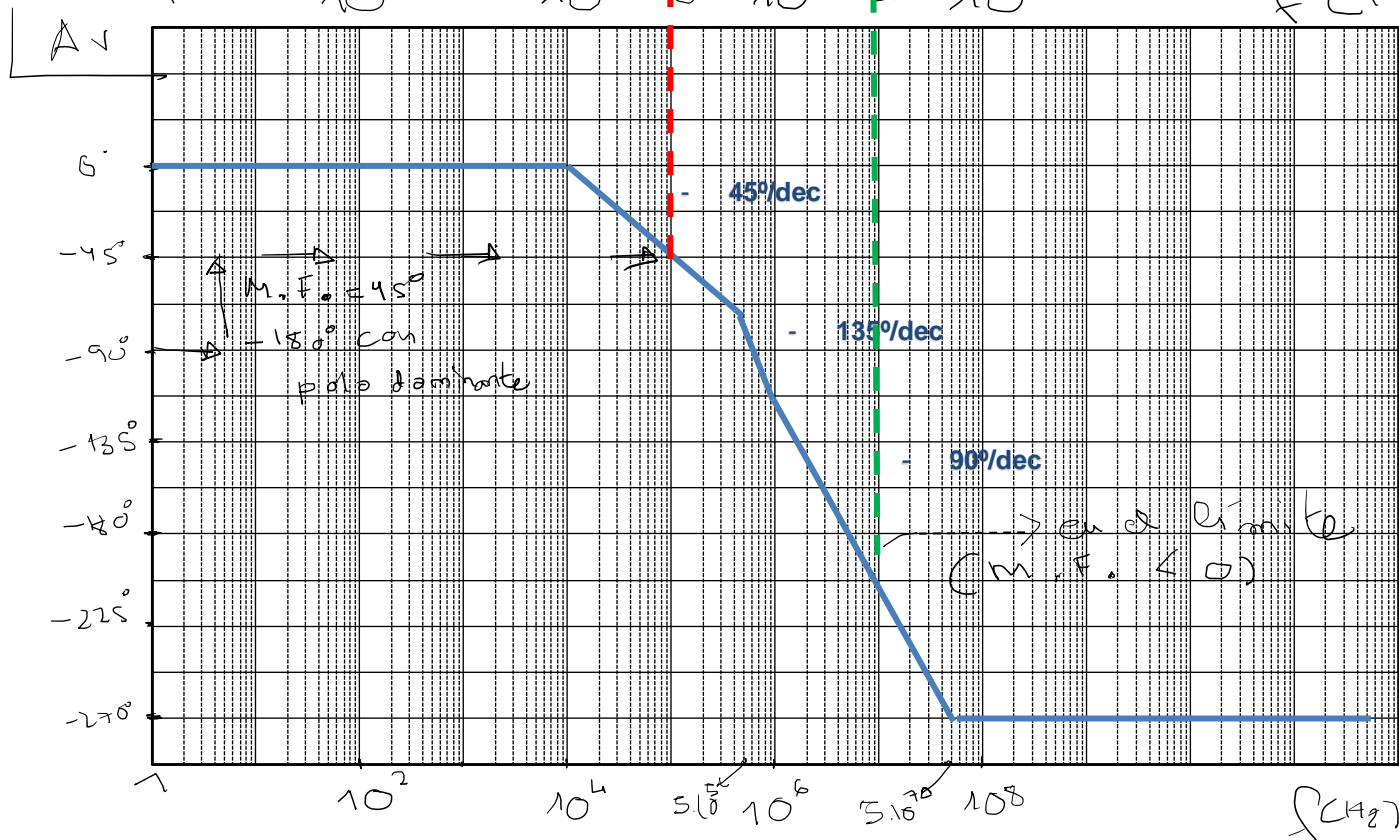
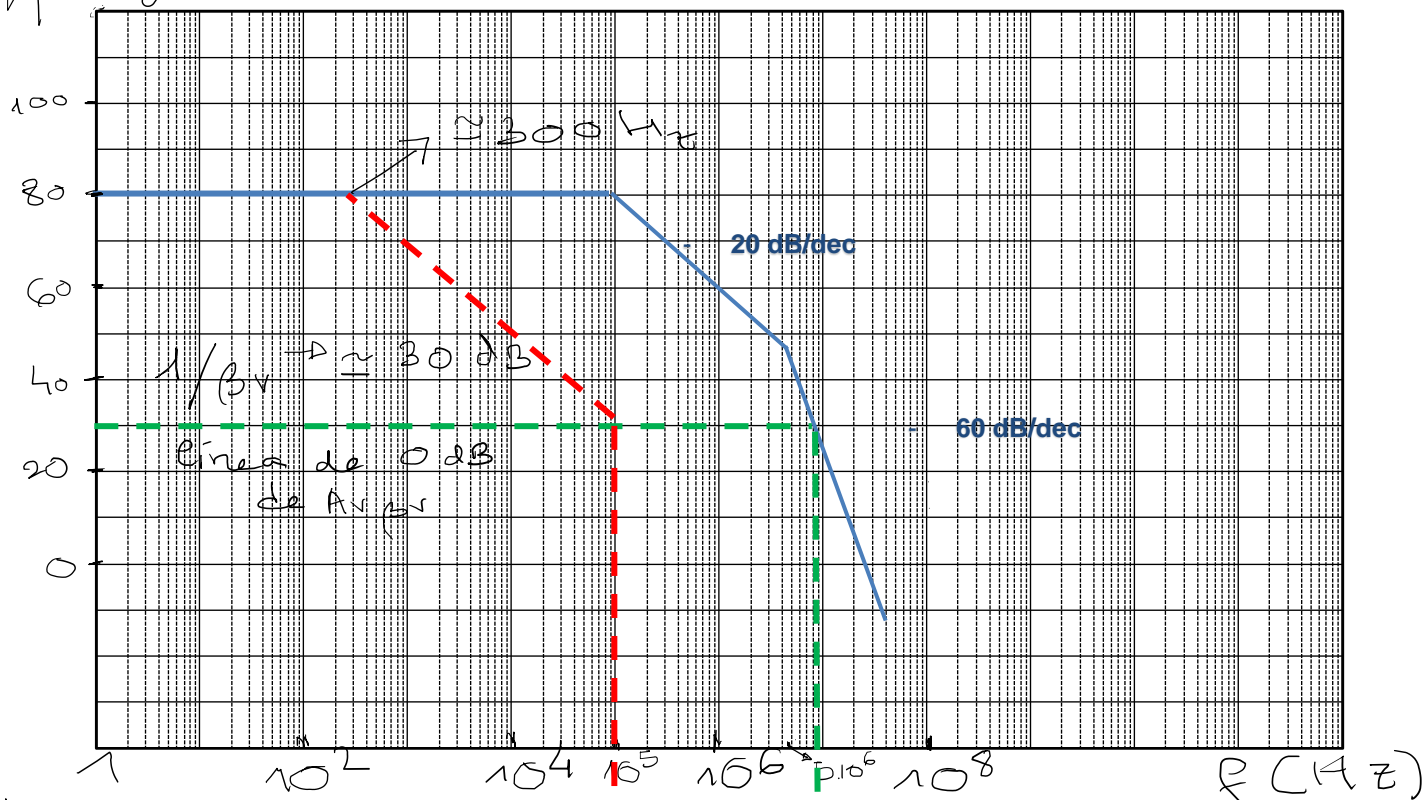
NOMBRE Y APELLIDOS:

Solera Gu

GRUPO

Op. 3

$|A_v|$ en dB



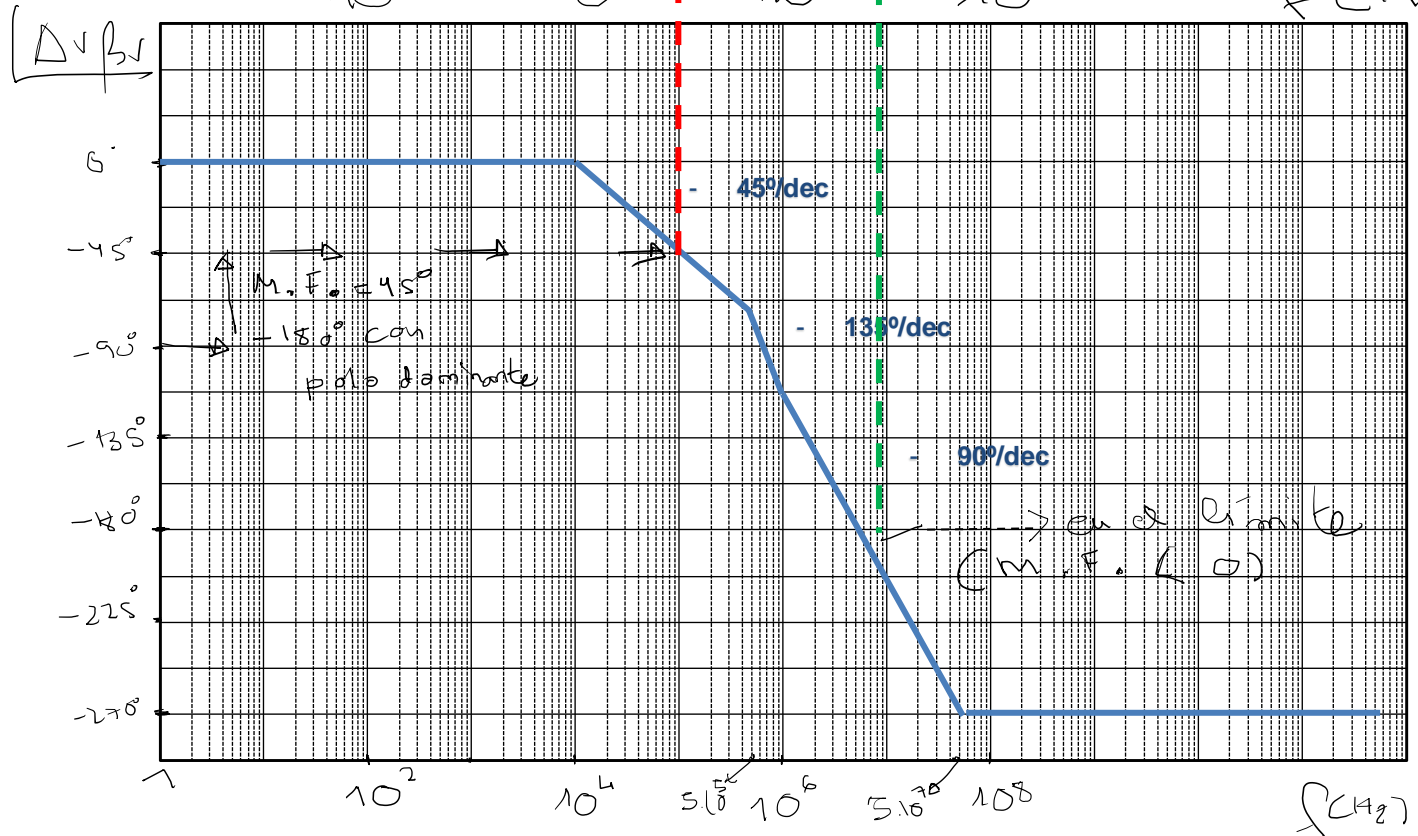
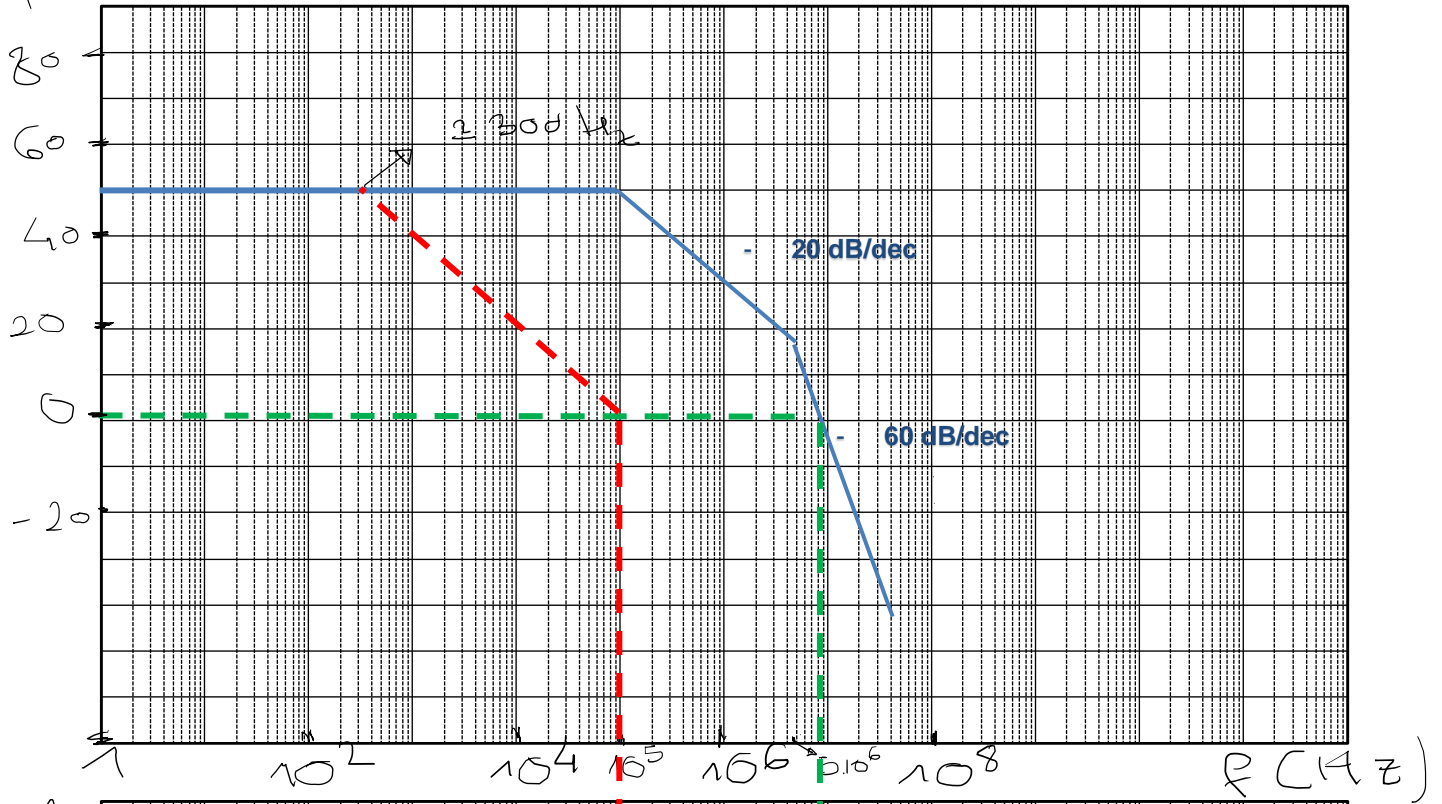
NOMBRE Y APELLIDOS:

Solera Gu

GRUPO

Op. 4

Amplitud en dB



Parte 2

9) Cuando $V_C > 2/3 V_{CC}$, la salida Out se pone a nivel bajo (reset) e inmediatamente después el condensador C se descarga, haciendo que $V_C = 0$

Cuando $V_{Trigger}$ cae por debajo de $1/3$ de V_{CC} la salida Out se pone a nivel alto (set), e inmediatamente después el condensador C se carga a través de la resistencia R_A , hasta que se cumple la condición anterior, que V_C supere a $2/3$ de V_{CC} . Por tanto, la duración del pulso a nivel alto solo depende de la constante de tiempo $R_A \cdot C$

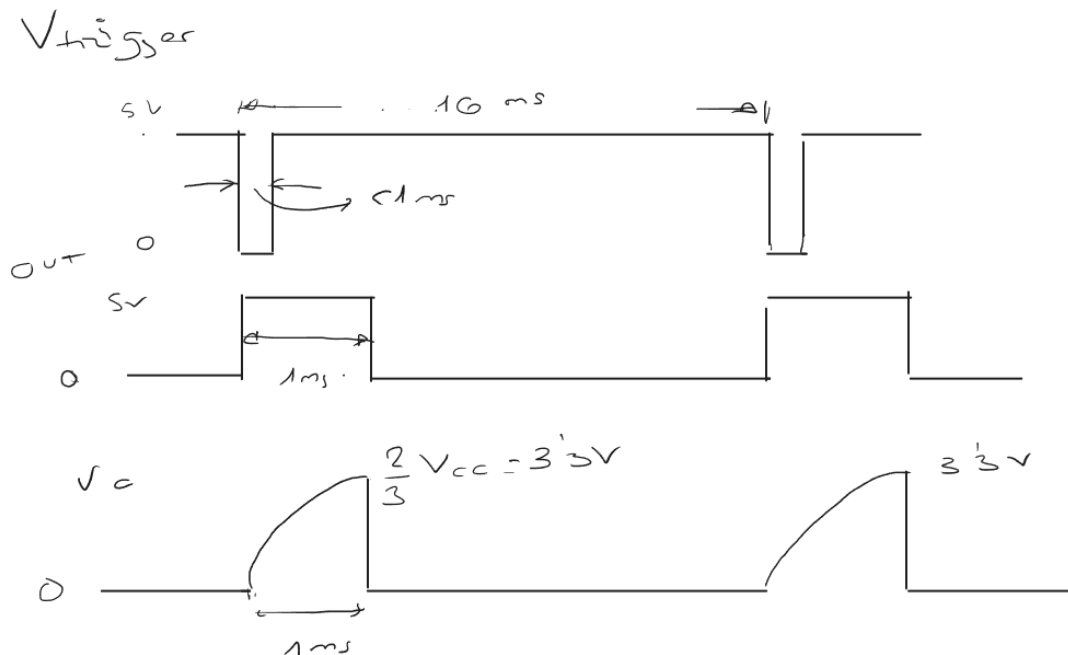
Escribimos la ecuación de carga del condensador:

$$V_C|_{t=t_{ON}} = V_{CC} \cdot \left(1 - e^{\frac{-t_{ON}}{R_A \cdot C}}\right) = \frac{2}{3} V_{CC} \rightarrow \frac{1}{3} = e^{\frac{-t_{ON}}{R_A \cdot C}} \rightarrow t_{ON} = \ln(3) \cdot R_A \cdot C$$

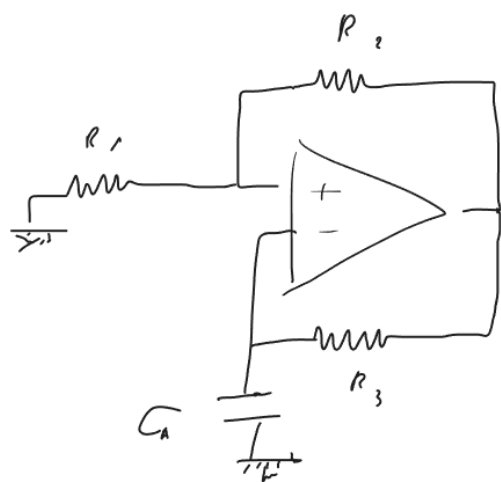
10) $C = 910 \text{ nF}$

11)

La onda Trigger debe sacarse de un reloj de periodo 16ms, por lo que cada flanco de bajada debe producirse cada 16ms. Después el pulso dura 1ms (según el apartado anterior). El flanco de subida de la onda Trigger tiene que ocurrir antes del fin del pulso para que el funcionamiento del circuito sea correcto. Esto hace que la onda Trigger tenga que estar mucho tiempo a nivel alto, más de 15ms de los 16ms de periodo, es decir su ciclo de trabajo debe ser superior a $15/16 \cdot 100\%$ que es aprox. 94%



12) Por ejemplo, un oscilador de relajación como el de la figura, o bien un oscilador senoidal (como el puente de Wien o uno de tipo LC) seguido de un comparador.



Parte 3

$$13) 5 \cdot \frac{R_{o2}}{R_{o1}+R_{o2}} = 3.3 \rightarrow \frac{R_{o1}}{R_{o2}} = \frac{5}{3.3} - 1$$

Por ejemplo, $R_{o1}=6.2 \text{ k}\Omega$ y $R_{o2}=12 \text{ k}\Omega$

$$14) \frac{7.5-3.3}{1.4 \text{ k}\Omega} = 3 \text{ mA}$$

Y la potencia $P_z = 3.3 \text{ V} \cdot 3 \text{ mA} = 9.9 \text{ mW}$

$$15) \text{ Viene dada por el limitador de corriente } I_{max} = \frac{0.7 \text{ V}}{1.5 \Omega} = 0.47 \text{ A}$$

16) La potencia la estimamos como la tensión colector emisor por la corriente de emisor:

$$P_{Q1} = (7.5 - 5) \cdot 0.47 = 1.175 \text{ W}$$

17) El rendimiento se calcula como la potencia que se entrega a la carga entre la potencia que se consume de la fuente no regulada, en este caso de la batería.

$$\eta(\%) = \frac{P_L}{P_{bat}} \cdot 100 \approx \frac{V_{cc} \cdot I_L}{V_{bat} \cdot I_L} \cdot 100 = \frac{V_{cc}}{V_{bat}} \cdot 100 = \frac{5}{7.5} \cdot 100 = 67\%$$

18) El regulador conmutado. El lineal necesita un transistor de paso con una tensión colector emisor elevada que consume corriente de forma constante, por lo que la potencia disipada se mantiene alta de forma continuada en el tiempo. En el conmutado el elemento de paso se enciende y se apaga con una onda binaria (usualmente una PWM), “troceando” la tensión no regulada, y comportándose dicho elemento de paso como un circuito abierto o un circuito cerrado. En estas condiciones el consumo de potencia del elemento de paso es dinámico (idealmente es casi cero, aunque en la práctica depende de la frecuencia de conmutación) y es mucho menor al consumo estático del regulador lineal. Para que funcione adecuadamente se usa un tanque LC que mantiene la tensión y corriente entregadas a la carga aproximadamente constantes, con un pequeño rizado.