Question #1:

Filtre passe-bas.

Fréquence naturelle = $\omega_n = \dfrac{1}{RC}$

$$= \frac{1}{47k\Omega \cdot 330pF} = \underline{64,474 \frac{krad}{s}}$$

ou

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{64,474}{2\pi}$$

$$= \underline{10,26 \ kHz}$$

Coefficient d'amortissement

$$\zeta = \frac{3-k}{2}$$

où $k = 1 + \dfrac{R_a}{R_b}$

$$= 1 + \frac{30k\Omega}{51k\Omega} = \underline{1,588}$$

$$\zeta = \frac{3-1,588}{2} = \underline{0,706}$$

Fréquence de coupure à -3 dB

C'est un filtre Butterworth $\longrightarrow$ $\omega_c = \omega_n = 64,47 \frac{krad}{s}$

Question #2

Décalage maximal en sortie de l'ampli-op = V_{SOMAX}

$$V_{SOMAX} = G_o \left[I_{IB} (R_g - R_{eq}) + \frac{I_{IO}}{2} (R_g + R_{eq}) + V_{IO} \right]$$

Selon le diagramme de transfert : $V_{IO} = -5\ mV$

$R_{eq} = 51 k\Omega \ // 2.5\ M\Omega \simeq 50 k\Omega = R_g$

Donc

$$V_{SOMAX} = G_o \left[50k\Omega\, I_{IO} - 5\,mV \right]$$

Dans ce cas-ci, c'est I_{IO} que l'on contrôle. On choisit I_{IO} tel que

$$I_{IO} = \frac{5\,mV}{50\,k\Omega} = 100\,nA$$

Selon la construction interne de l'ampli-op :

$$I_{IO} = I_{I+} - I_{I-} = \frac{I_2}{h_{FE}+1} - \frac{I_1}{h_{FE}+1}$$

$$I_2 - I_1 = I_{IO}\,(h_{FE}+1) = 100\,nA\,(100+1) = 10,1\,\mu A$$

#2 (suite)

Le miroir de courant donnera :

$$I_{source} = I_1 + I_2 = \frac{V_{cc} + V_{EE} - V_{BE}}{R_1} = \frac{29,3\,V}{150\,k\Omega} = 195,3\,\mu A$$

Donc $I_2 = \frac{(I_{source} + 10,1\,\mu A)}{2} = 102,7\,\mu A$

$$I_1 = \frac{I_{source} - 10,1\,\mu A}{2} = 92,6\,\mu A$$

Le circuit d'équilibrage donne :

$$R_2 I_1 = (R_3 // R_{ajust}) I_2$$

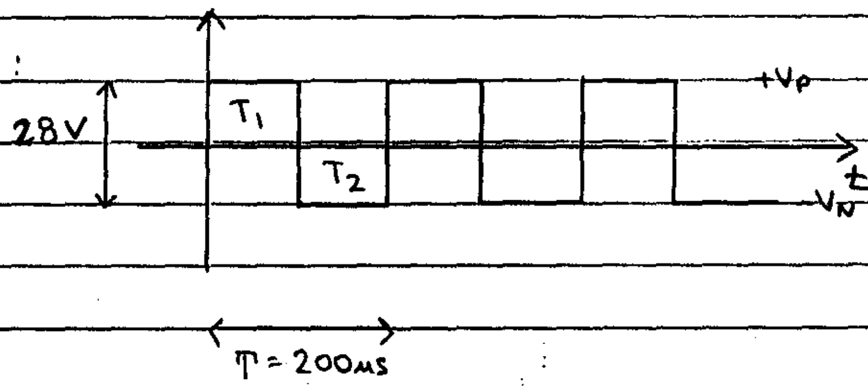
$$\rightarrow R_3 // R_{ajust} = \frac{R_2 I_1}{I_2} = 20\,k\Omega \cdot \frac{92,6\,\mu A}{102,7\,\mu A}$$

$$= 18,03\,k\Omega$$

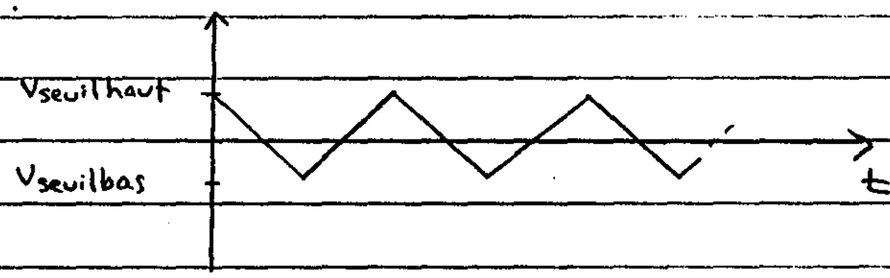
$$\rightarrow R_{ajust} = \frac{1}{\frac{1}{18,03\,k\Omega} - \frac{1}{R_3}} = \underline{\underline{183\,k\Omega}}$$

Question #3

sortie Schmitt :



Sortie intégrateur :



$$T_1 = \frac{RC}{V_p}(V_{seuilhaut} - V_{seuilbas})$$

$$T_2 = \frac{RC}{V_N}(V_{seuilhaut} - V_{seuilbas})$$

Comme $V_{CC} = V_{EE} \rightarrow V_p = V_N = \frac{28V}{2} = \underline{14V}$

$$T_1 = T_2 = \frac{1}{2f} = \underline{100\,ms}$$

$$V_{seuilhaut} - V_{seuilbas} = \frac{V_p T_1}{RC} = \frac{14V \cdot 100\,ms}{2{,}2k\Omega \cdot 4{,}7\mu F}$$

$$= \underline{0{,}135\,V}$$

Question #4

a) Faux
b) Vrai
c) Vrai
d) Vrai
e) Faux

Question #5

La résistance $R_1 // (R_2 + R_3)$ sert à réduire le décalage de sortie en c.c.

On peut poser que l'impédance d'entrée en régime alternatif de l'ampli-op est infinie. Par conséquent, le voltage c.a aux bornes de $R_1 // (R_2 + R_3)$ est nul.

Soit $Z_1 = R_1 // C_1$

$Z_3 = R_3 // C_3$

Le gain en boucle ouverte de l'ampli-op est très élevé et l'impédance d'entrée est infinie.
On a rétroaction négative.

Donc on peut utiliser la méthode du court-circuit virtuel. $\rightarrow v_{ent} = v_{en}$

$$\frac{V_{entrée}(p)}{Z_1(p)} = \frac{[0 - V_{sortie}(p)]}{R_2 + Z_3(p)}$$

$$\rightarrow F(p) = \frac{V_{sortie}(p)}{V_{entrée}(p)} = \frac{-(R_2 + Z_3(p))}{Z_1(p)}$$

$$Z_1(p) = \frac{R_1\left(\frac{1}{pC_1}\right)}{R_1 + \frac{1}{pC_1}} = \frac{R_1}{1 + pC_1R_1}, \quad Z_3(p) = \frac{R_3}{1 + pC_2R_3}$$

$$F(p) = -\frac{\left(R_2 + \dfrac{R_3}{1+pC_2R_3}\right)}{\dfrac{R_1}{1+pC_1R_1}}$$

$$= -\left[\frac{R_2(1+pC_2R_3) + R_3}{1+pC_2R_3}\right]\frac{1+pC_1R_1}{R_1}$$

$$= -\frac{p^2C_2C_1R_1R_2R_3 + p(C_1R_1(R_3+R_2) + C_2R_2R_3) + R_2 + R_3}{pC_2R_1R_3 + R_1}$$

pour $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 100\ k\Omega$, $C_1 = 10\ \mu F$, $C_2 = 0{,}01\ \mu F$

$$F(p) = \boxed{-\frac{100p^2 + 200100p + 200000}{100p + 100000}}$$

ou bien

$$= \boxed{-\frac{p^2 + 2001p + 2000}{p + 1000}}$$

ou bien

$$= \boxed{-\frac{(p+2000)(p+1)}{p+1000}}$$