BTS 1997

Première partie : capteur d'angle.

I1 $\tan\alpha = x/f$

I2a Les AOP fonctionnent en régime linéaire (réaction négative), les potentiels de l'entrée inverseuse et de l'entrée non inverseuse sont identiques ($v^- = v^+ = 0$) donc : $\boxed{V_1 = -R I_1 \qquad V_2 = -R I_2}$

I2b D'après la relation 1 $x = \frac{L}{2}\left(\frac{I_2 - I_1}{I_2 + I_1}\right)$ et puisque $I_1 = -V_1/R$ et $I_2 = -V_2/R$:

$$x = \frac{L}{2}\left(\frac{-V_2 + V_1}{-V_2 - V_1}\right) = \frac{L}{2}\left(\frac{V_2 - V_1}{V_2 + V_1}\right)$$

I3a $V'_1 = -R(I_1 + I_p/2) \qquad V'_2 = -R(I_2 + I_p/2)$

I3b $x' = \frac{L}{2}\left(\frac{I_2 + I_p/2 - (I_1 + I_p/2)}{I_2 + I_p/2 + I_1 + I_p/2}\right) = \frac{L}{2}\left(\frac{I_2 - I_1}{I_2 + I_1 + I_p}\right) = \frac{L}{2}\left(\frac{I_2 - I_1}{I_0 + I_p}\right)$

donc $\frac{x'}{x} = \frac{I_2 + I_1}{I_0 + I_p} = \frac{I_0}{I_0 + I_p}$ soit $\boxed{x' = x\,\frac{I_0}{I_0 + I_p}}$

I4a $V'_{11} = V'_1(t_1) = -R(I_1 + I_p/2)$

$V'_{12} = V'_1(t_2) = -R I_p/2$ (signal IR absent)

$V'_{21} = V'_2(t_1) = -R(I_2 + I_p/2)$

$V'_{22} = V'_2(t_2) = -R I_p/2$

I4b Les AOP sont montés en amplificateur de différence de coefficient d'amplification égal à 1 donc :

$V_A = V'_{11} - V'_{12} = -R I_1$

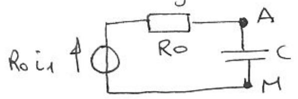
$V_B = V'_{21} - V'_{22} = -R I_2$

I4c Par analogie avec les questions I2a et I2b, on obtient :

$$\boxed{x = \frac{L}{2}\left(\frac{V_B - V_A}{V_B + V_A}\right)}$$

I5a L'AOP étant idéal et fonctionnant en régime linéaire (réaction <0), le potentiel de l'entrée inverseuse est celui de la masse, d'où le schéma équivalent de la figure 7.

I5b L'équivalence Norton – Thévenin permet de montrer que le schéma de la figure 7 peut être mis sous la forme :



1/6

I5c L'équation des mailles permet d'écrire :

$$R_o . i_1(t) = R_o . i_c(t) + v_{AM}(t) = R_o i_c(t) + u_c(t)$$

or à $t=0$ $u_c = 0$ donc $i_c(t) = i_1(t) = I_1$.

Puisque $i_c = C \dfrac{du_c}{dt}$, on aura :

$$R_o i_1(t) = R_o C \frac{du_c}{dt} + u_c$$

soit entre 0 et Δt :

$$\boxed{R_o C \frac{du_c}{dt} + u_c = R_o I_1}$$

en dérivant par rapport au temps cette équation :

$R_o C \dfrac{d^2 u_c}{dt^2} + \dfrac{du_c}{dt} = 0$ c'est à dire $R_o \dfrac{di_c}{dt} + \dfrac{1}{C} i_c = 0$

ou encore en multipliant à droite et à gauche par C :

$$\boxed{R_o C \frac{di_c}{dt} + i_c = 0}$$

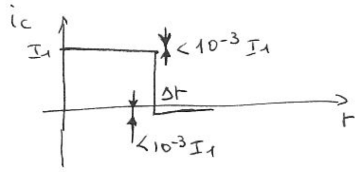
I5d Cette équation a pour solution :

$$i_c(t) = I_c(0) . e^{-t/R_oC} = I_1 e^{-t/R_oC}.$$

I5e $R_oC = 10^{-1}$ s or $t < \Delta t = 23 \mu s$ donc $t/R_oC << 1$
On peut donc faire un développement limité au premier ordre de l'exponentielle : $e^x \simeq 1 + x$

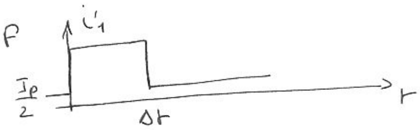
$i_c(t) \simeq I_1 \left(1 - \dfrac{t}{R_oC}\right)$ et $i_c(\Delta t) = I_1 \left(1 - \dfrac{\Delta t}{R_oC}\right) = I_1 (1 - 2{,}3\,10^{-4})$
$> I_1(1 - 10^{-3})$

le courant i_c aura donc l'allure suivante :



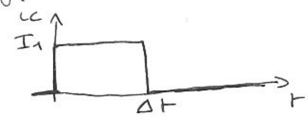
pour $t > \Delta t$ $i_c < 0$ et $|i_c| < 10^{-3} I_1$ donc négligeable.

I5f

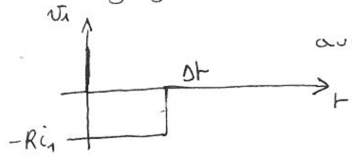


En régime permanent, aucun courant ne circule dans le condensateur donc si i_1 était constant égal à $I_p/2$ on aurait $\boxed{i_c = 0}$

I5g. La variation de i_c étant négligeable (cf I5e) on aura :



et



avec $R = 680 k\Omega$

2/6

I 6 a On a maintenant : $A(p) = \dfrac{A_0}{1+p/\omega_0}$

I 6 b $v_1(t) = -R\,i_1(t) - \varepsilon(t)$ avec $\varepsilon(t) = \dfrac{v_1(t)}{A}$

donc $v_1(t) = \dfrac{-R\,i_1(t)}{1+1/A}$ et $V_1(p) = \dfrac{-R\,I_1(p)}{1+\dfrac{1}{A(p)}} = \dfrac{-R\,I_1(p).A_0}{A_0+1+p/\omega_0}$

$$\boxed{H(p) = \frac{-RA_0}{A_0+1}\cdot\frac{1}{\dfrac{p}{(A_0+1)\omega_0}+1}}$$

I 6 c $I_1(t)$ étant un échelon de courant d'amplitude I_1, $I_1(p) = \dfrac{I_1}{p}$

donc :

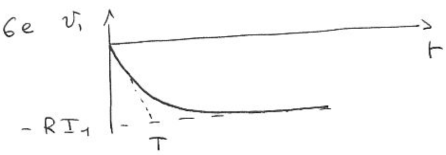
$V_1(p) = \dfrac{-RA_0}{A_0+1}\;\dfrac{I_1}{p\left(1+\dfrac{p}{(A_0+1)\omega_0}\right)} \simeq \dfrac{-R\,I_1}{p\left(1+\dfrac{p}{A_0\omega_0}\right)}$ car $A_0 >> 1$ et $A_0+1 \simeq A_0$

$$\boxed{T = \frac{1}{A_0\omega_0}}$$

I 6 d D'après la transformée de Laplace $\mathcal{L}\left(1-e^{-at}\right) = \dfrac{a}{p(p+a)} = \dfrac{1}{p(\frac{p}{a}+1)}$

donc $\boxed{v_1(t) = -R\,I_1\left(1-e^{-t/T}\right)}$

I 6 e

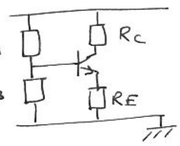


$-RI_1 = -0{,}68\ V.$

3/6

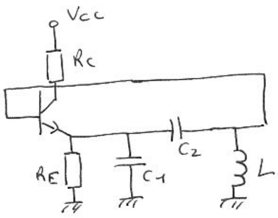
Deuxième partie : l'émetteur.

II 11 a Schéma équivalent en continu :

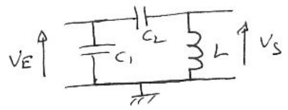


II 11 b Le montage étant destiné à fournir des oscillations sinusoïdales, le point de repos doit se trouver dans la zone à fonctionnement linéaire.

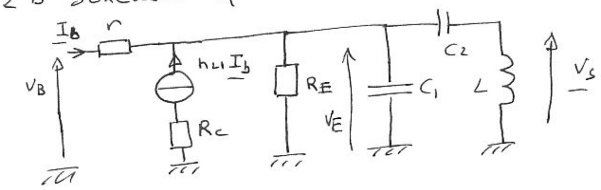
II 12 a En négligeant le circuit de polarisation (résistances R_B) et en remplaçant C_3, quartz et varicap par L, on obtient :



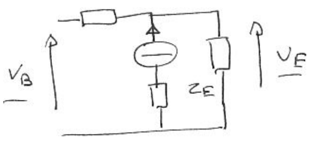
Le quadripôle de réaction est constitué de C_1, C_2 et L



II 12 b Schéma équivalent en boucle ouverte :



II 12 c



$$\underline{V_E} = (h_{21}+1)\,\underline{I_b}\,.\,\underline{Z_E}$$

$$\underline{V_b} = r\,\underline{I_b} + \underline{V_E} = \left[r + (h_{21}+1)\,\underline{Z_E}\right]\underline{I_b}$$

$$\underline{T_1} = \frac{\underline{V_E}}{\underline{V_b}} = \frac{(h_{21}+1)\,\underline{Z_E}}{r+(h_{21}+1)\,\underline{Z_E}}$$

II 12 d
$$\underline{T_2} = \frac{\underline{V_s}}{\underline{V_E}} = \frac{\underline{Z_L}}{\underline{Z_L}+\underline{Z_{C2}}} = \frac{\underline{Z_L}\,\underline{Y_{C2}}}{\underline{Z_L}\,\underline{Y_{C2}}+1} = \frac{-LC_2\omega^2}{1-LC_2\omega^2}$$ réel.

II 12 e
$$\left(\frac{\underline{V_s}}{\underline{V_B}}\right)_{BO} = \underline{T_1}\,.\,\underline{T_2} = \underline{T_{BO}}$$

II 12 f Pour obtenir des oscillations sinusoïdales, il faut que $\underline{T_{BO}} = +1$

II 12 g $\underline{T_2}$ étant réelle, $\underline{T_1}$ doit l'être aussi donc en mettant $\underline{T_1}$ sous la forme $\underline{T_1} = \dfrac{h_{21}+1}{\dfrac{r}{\underline{Z_E}}+(h_{21}+1)}$ on constate que $\underline{Z_E}$ doit être réelle.

4/6

II 12h L'admittance du quadripôle de réaction s'écrit :

$\underline{Y}_E = \frac{1}{R_E} + \underline{Y}'$ où $\underline{Y}'$ est l'admittance de trois composants (C_1, C_2, L) purement réactifs donc $\underline{Y}' = j\,B(\omega)$

$\underline{Y}_E$ sera réel si $\underline{Y}'(\omega) = j\,B(\omega) = 0$, donc si $\underline{Z}'(\omega) \to \infty$.

Or $\underline{Z}'(\omega) = \dfrac{\underline{Z}_{C1}(\underline{Z}_{C2} + \underline{Z}_L)}{\underline{Z}_{C1} + \underline{Z}_{C2} + \underline{Z}_L} \Rightarrow \underline{Y}'(\omega) = \dfrac{\underline{Z}_{C1} + \underline{Z}_{C2} + \underline{Z}_L}{\underline{Z}_{C1}(\underline{Z}_{C2} + \underline{Z}_L)} = 0$

si $\boxed{\underline{Z}_{C1} + \underline{Z}_{C2} + \underline{Z}_L = 0}$ alors $\underline{Y}'(\omega) = 0$

II 12i $\dfrac{-1}{C_1\omega} - \dfrac{1}{C_2\omega} + L\omega = 0 \Longrightarrow \boxed{F_o = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC'}} \quad \text{avec } C' = \dfrac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}$

II 12j A F_o on a donc $Z_E = R_E$ et la condition $\underline{T}_{BO} = 1$ s'écrit :

$$\frac{h_{21}+1}{\frac{r}{R_E} + (h_{21}+1)} \cdot \frac{-LC_2\omega_o^2}{1 - LC_2\omega_o^2} = \frac{1}{\frac{r}{R_E(h_{21}+1)} + 1} \cdot \frac{1}{\frac{-1}{LC\omega_o^2} + 1} = 1$$

Or $LC_2\omega_o^2 = L\dfrac{C_1C_2}{C_1+C_2}\omega_o^2 \cdot \dfrac{C_1+C_2}{C_1} = 1 \cdot \dfrac{C_1+C_2}{C_1}$

donc $\dfrac{-1}{LC_2\omega_o^2} = \dfrac{-C_1}{C_1+C_2}$ et $\dfrac{1}{-\frac{1}{LC_2\omega_o^2} + 1} = \dfrac{C_1+C_2}{-C_1 + C_1 + C_2} = 1 + \dfrac{C_1}{C_2}$

on aura ainsi :

$1 + \dfrac{C_1}{C_2} = 1 + \dfrac{r}{R_E(h_{21}+1)}$ soit $\boxed{\dfrac{C_1}{C_2}(h_{21}+1) = \dfrac{r}{R_E}}$

II 12k En réalité il faut que $\underline{T}_{BO} \gtrsim 1$ soit :

$$\boxed{(h_{21}+1)\frac{C_1}{C_2} \gtrsim \frac{r}{R_E}}$$

II 12l
$$\boxed{\begin{array}{l} r < (h_{21}+1) R_E \dfrac{C_1}{C_2} = 11{,}4\ \text{k}\Omega \\ F_o = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC'}} = 14{,}04\ \text{MHz}. \end{array}}$$

5/6

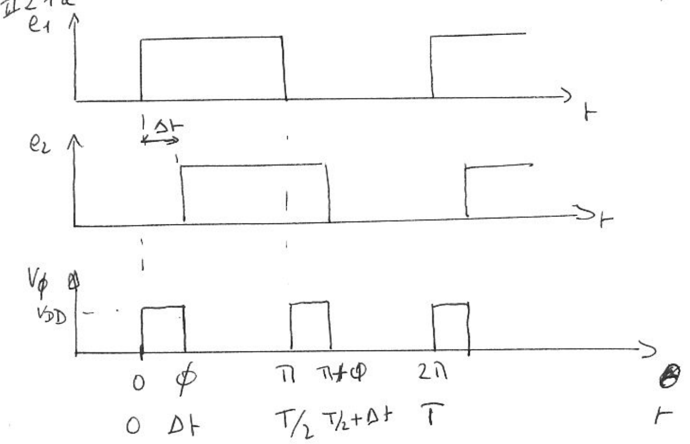
II 13a X étant positif entre F_s et F_p, c'est entre ces deux fréquences que le quartz se comporte comme un circuit inductif.

II 13b La plage d'oscillations se situe donc entre 14,043 et 14,045 MHz.

II 13c La varicap modifie la réactance du circuit C_3 Q et varicap en fonction de la tension de commande logique, on obtient ainsi deux fréquences d'oscillations différentes.

II 2 <u>Etude de la PLL.</u>

II 21a



II 21b La fréquence du signal V_ϕ est doublée $\boxed{2F_0}$

II 21c $\langle v_\phi \rangle = V_{moy} = \frac{\varphi}{\pi} V_{DD}$

II 21d $\boxed{I_\phi = \frac{V_{DD}}{\pi}}$

II 22a La boucle de retour étant constituée d'un diviseur de fréquence par 16 $F_0 = F_{ant}/16$ ou $\boxed{F_{ant} = 16 F_0}$

II 22b $\boxed{F_{ant_1} = 224,6960 \text{ MHz et } F_{ant_2} = 224,7040 \text{ MHz}}$ $\boxed{\Delta f = 8 \text{ kHz}}$

II 22c Modulation FSK (Frequency shift keying) ou à saut de fréquence.

6/6