



Eléments de correction

Problème n°1 : Un générateur de tonalité

Q1 : Il s'agit d'un montage amplificateur non inverseur donc : $S1 = \left(1 + \frac{Rb}{Ra}\right) \cdot S4$

Q2 : Il s'agit d'une structure de type amplificateur inverseur donc $\frac{S2}{S1} = -\frac{Zeq}{2R}$ avec $Zeq = \frac{R \cdot \frac{1}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{R}{1 + jRC\omega}$

donc au final on retrouve bien $\frac{S2}{S1} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1 + jRC\omega}$

Q3 : Il s'agit d'un simple filtre passe bas donc $\frac{S3}{S2} = \frac{1}{1 + jRC\omega}$ donc $\frac{S4}{S2} = \left(\frac{1}{1 + jRC\omega}\right)^2$

Q4 : $K = 1 + \frac{Rb}{Ra}$ et $H(j\omega) = -\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{1 + jRC\omega}\right)^3$

Q5 : $K \cdot H(j\omega) = 1$ donc $-\frac{K}{2} \left(\frac{1}{1 + jRC\omega}\right)^3 = 1$ soit $-\frac{K}{2} = (1 + jRC\omega)^3 = 1 + 3jRC\omega + 3(jRC\omega)^2 + (jRC\omega)^3$

que l'on peut écrire sous la forme $-\frac{K}{2} = 1 - 3(RC\omega)^2 + j(3RC\omega - (RC\omega)^3)$

Q6 : pour que cette égalité soit possible il faut donc que $3RC\omega - (RC\omega)^3 = 0$ soit $(RC\omega)^2 = 3$ donc

$$\omega = \omega_{OSC} = \frac{\sqrt{3}}{RC} \text{ soit } f_{OSC} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi RC}$$

Q7 : Pour $\omega = \omega_{OSC} = \frac{\sqrt{3}}{RC}$ on en déduit que $-\frac{K}{2} = 1 - 3\left(RC \cdot \frac{\sqrt{3}}{RC}\right)^2$ soit $K=16$

pour obtenir des oscillations il faut donc que $K > 16$ soit $1 + \frac{Rb}{Ra} > 16$ donc $Rb > 150k\Omega$. On peut prendre $Rb = 160k\Omega$ dans la série normalisée E24.

Q8 : $C = 27nF$ et $f_{OSC} = 392Hz$ donc $R = 26k\Omega$ ($R = 27k\Omega$ dans la série E12)

Q9 : Le signal est le plus sinusoïdal sur l'entrée S4 de l'amplificateur car il se trouve à la sortie des 3 filtres passe bas.

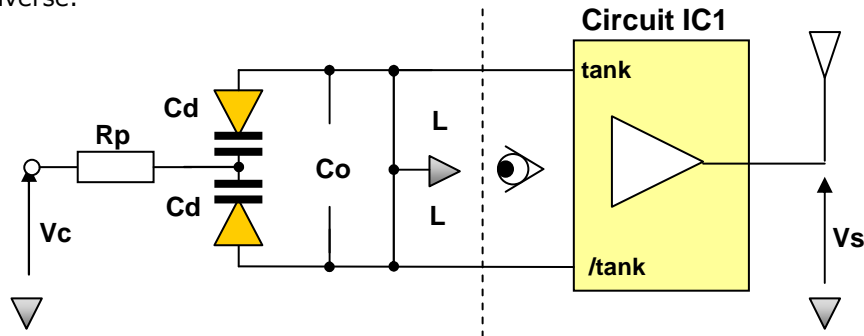
Q10 : $U = \sqrt{2} \cdot 10^{\frac{U_{dBV}}{20}}$ donc $U = 4,47V$

Q11 : $THD = \frac{\sqrt{\left(\sqrt{2} \cdot 10^{\frac{-35}{20}}\right)^2 + \left(\sqrt{2} \cdot 10^{\frac{-40}{20}}\right)^2}}{\sqrt{2} \cdot 10^{\frac{10}{20}}} = 0,65\%$

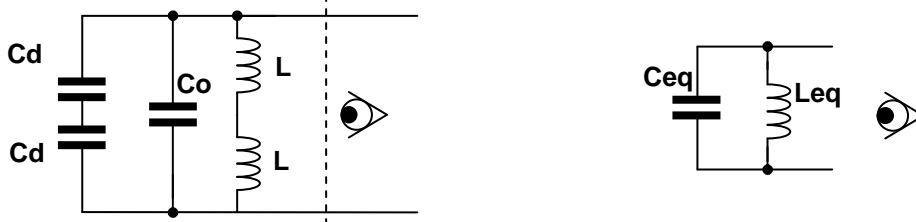
Problème n°2 : Un microphone sans fil

Q1 : Une diode Varicap se polarise en inverse et se comporte comme une capacité dont la valeur est inversement proportionnelle à la tension de polarisation inverse.

Q2 : En régime continu on peut considérer les condensateurs comme des circuits ouverts et les 2 inductance comme des circuits fermés : Le schéma devient alors celui-ci dans lequel on constate que les 2 diodes sont bien polarisées en inverse.



Q3 : En alternatif et sans en prendre en compte la résistance Rp on aboutit au schéma suivant qui peut se mettre sous la forme d'un circuit Leq Ceq avec $Ceq = Co + Cd/2$ et $Leq = 2L$



Q4 : Comme la fréquence des oscillations est de la forme $f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{Leq.Ceq}}$ alors

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L\left(\frac{Cd}{2} + Co\right)}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.(Cd + 2Co)}} \text{ qui est bien la forme indiquée.}$$

Q5 : On donne $L=180\text{nH}$ et $Co=33\text{pF}$ donc le tableau devient

Vc	1V	2V	3V	4V	5V
Cd	40pF	28pF	18pF	10pF	5pF
Cd+2.Co	106pF	94pF	84pF	76pF	71pF
Fosc (MHz)	36,4	38,7	40,9	43,0	44,5

Q6 : Dans la zone de fréquence qui nous intéresse (Canaux radio F1 à F6) on se situe entre les fréquences $39,1\text{MHz}$ et $39,1\text{MHz} + 5 \times 50\text{kHz} = 39,35\text{MHz}$ ce qui correspond aux valeurs compris entre 2 & 3V. Si l'on suppose que la caractéristique est linéaire entre ces 2 points alors on en déduit

$$K_{vco} = \frac{(40,9 - 38,7)\text{MHz}}{(3 - 2)\text{V}} = 2,2\text{MHz/V} \text{ et comme } 38,7\text{MHz} = F_0 + K_{vco} \cdot 2\text{V} \text{ alors } F_0 = 34,3\text{MHz}$$

Q7 : On désire effectuer une modulation de fréquence sur la fréquence porteuse F5 soit pour une fréquence de $39,1\text{MHz} + 4 \times 50\text{kHz} = 39,3\text{MHz}$ Comme la déviation en fréquence est de 13kHz alors $V_{c1} = 13\text{kHz}/K_{vco}$ soit $V_{c1} = 5,91\text{mV}$ pour déterminer Vco on utilise la fréquence porteuse et l'équation de droite précédente soit : $V_{co} = (39,3\text{MHz} - 34,3\text{MHz}) / (2,2\text{MHz/V})$ soit $V_{co} = 2,27\text{V}$

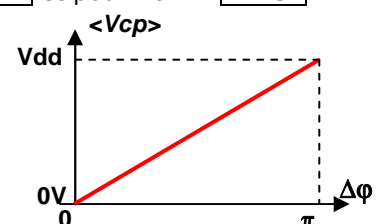
Problème n°3 : Etude d'un récepteur pour transmission numérique IR

Q1 : $F_{vco} = K_{vco} \cdot V_2 + f_0$ avec K_{vco} : Gain de conversion du VCO $K_{vco} = 2\text{kHz/V}$ et $f_0 = 66\text{kHz}$

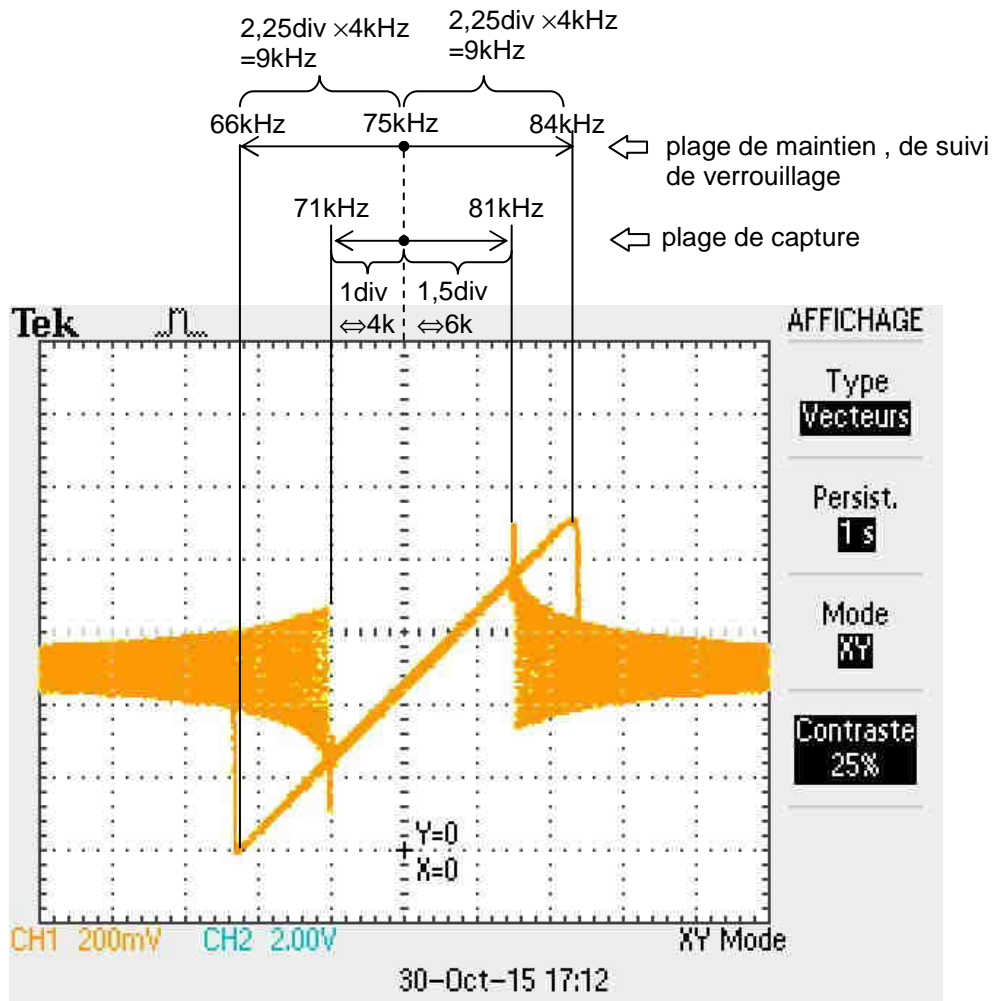
Q2 : Si l'on suppose que la PLL est verrouillé alors $F_E = F_{VCO}$ donc pour 74kHz $V_2 = 4\text{V}$ et pour 76kHz $V_2 = 5\text{V}$

Q3 : Caractéristique de transfert du comparateur de phase Ou exclusif.

Le gain de conversion $K_{CP} = \frac{V_{dd}}{\pi}$ correspond bien à la pente de la caractéristique.



Q4 : Lorsque X varie entre -1V & +1V la fréquence varie entre 55kHz & 95kHz ce qui correspond à une échelle horizontale de 4kHz par division. En comptant le nombre de division il est alors facile d'obtenir la lecture des plages de fonctionnement de la PLL comme le montre la figure suivante :



Q5 : La plage de suivi correspond au limite de la caractéristique linéaire du VCO.

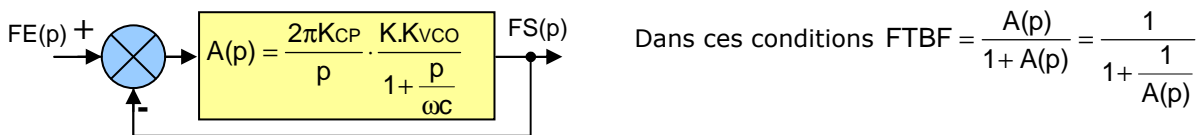
Q6: Le filtre de boucle n'influe pas sur la plage de suivi mais influe directement sur la plage de capture. Plus la constante de temps du filtre est grande et plus la plage de capture est petite.

Q7 : Justification : Voir Poly $K=2$ (montage amplificateur non inverseur) et $\omega_C=1/RC$

Q8 : il faut que $f_c \ll 74\text{kHz}$ ou 76kHz qui sont les fréquences de fonctionnement du comparateur de phase.

Comme $C = \frac{1}{2\pi f_c R}$ donc $C=3,3\text{nF}$

Q5 : Le schéma bloc peut se mettre sous la forme simplifiée suivante :



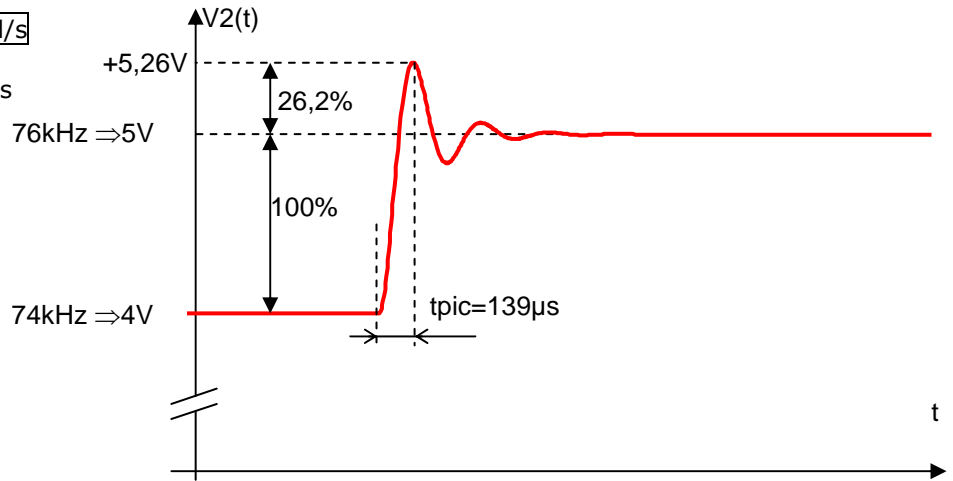
donc $FTBF = \frac{A(p)}{1 + A(p)} = \frac{1}{1 + \frac{p \cdot \left(1 + \frac{p}{\omega_C}\right)}{2\pi K_{CP} \cdot K \cdot K_{VCO}}}$ donc $FTBF = \frac{1}{1 + \frac{p}{2\pi K_{CP} \cdot K \cdot K_{VCO}} + \frac{p^2}{2\pi K_{CP} \cdot K \cdot K_{VCO} \cdot \omega_C}}$ de la forme

$$FTBF = \frac{1}{1 + 2m \frac{p}{\omega_N} + \left(\frac{p}{\omega_N}\right)^2} \text{ avec } \boxed{\omega_N = \sqrt{2\pi K_{CP} K K_{VCO} \omega_C}} \text{ et } \frac{2m}{\omega_N} = \frac{1}{2\pi K_{CP} K K_{VCO}} \text{ soit } \boxed{m = \frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{\omega_C}}{\sqrt{2\pi K_{CP} K K_{VCO}}}}$$

$K_{VCO} = 2\text{kHz/V}$ $K_{CP} = \frac{5}{\pi}$ $K=2$ et $\omega_C = 2\pi f_C = 2\pi \cdot 2400 \text{ rad/s}$

donc $\boxed{m=0,392}$ et $\boxed{\omega_N=24,56\text{krad/s}}$

Q10 : $D\%=26,2\%$ et $t_{pic}=139\mu\text{s}$



Q11 : Il suffit d'utiliser un simple comparateur de tension.

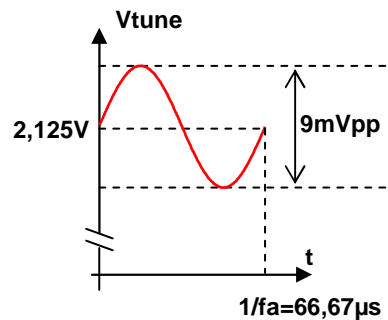
Problème n°4 : Une liaison audio en modulation FM pour casque sans fil

Q1 : La caractéristique du VCO peut s'écrire sous la forme $F_{VCO} = 851\text{MHz} + K_{VCO} \cdot V_{tune}$ avec $K_{VCO} = 8\text{MHz/V}$

Une émission sur le canal n°10 correspond à une fréquence porteuse $f_p = 868\text{MHz}$ soit une tension de commande $V_{tune} = 2,125\text{V}$. Une déviation en fréquence de 36kHz correspond à une amplitude de $4,5\text{mV}$. Dans ces conditions le signal modulant est de la forme suivante :

Q2 : $\boxed{m = \Delta f / f_a = 36\text{kHz} / 15\text{kHz} = 2,4}$

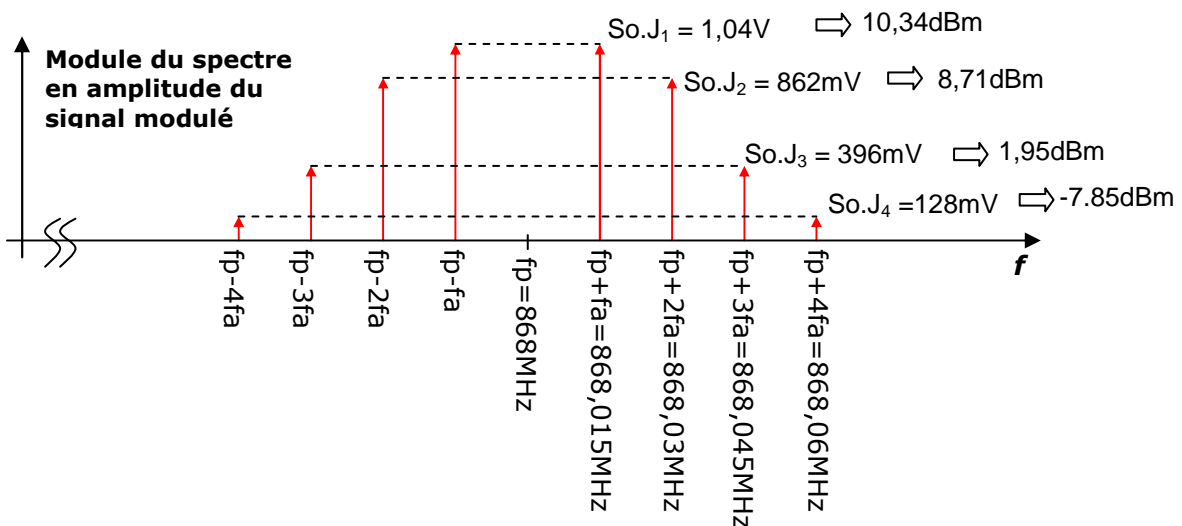
La particularité de cet indice de modulation réside dans l'absence de raies à la fréquence porteuse car $J_0 = 0$. On s'appelle ce cas le faux porteur.



Q3 : $P_{dbm} = 10 \cdot \log\left(\frac{U^2}{0,1}\right)$ et $U = \sqrt{0,1 \cdot 10^{\frac{P_{dbm}}{10}}}$

Comme le niveau en sortie du modulateur est de 16dBm alors $\boxed{S_o = 2\text{V}}$

Q4 :



Q5 : La bande de Carson permet de déterminer la bande passante maximale. En effet $B_c = 2 \cdot (\Delta f_{\max} + f_{\max})$ soit $B_c = 2 \cdot (75\text{kHz} + 15\text{kHz}) = 180\text{kHz}$ ce qui est juste inférieur à l'écart entre 2 canaux qui est de 200kHz.

Q6 : Il s'agit d'une diode Varicap. Voir Poly.

Q7 : Les 2 capacités Cd sont en série vu de l'inductance donc $f_{\text{osc}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot \frac{C_d}{2}}}$ donc $C_d = \frac{2}{L \cdot (2\pi \cdot f_{\text{osc}})^2}$

pour $V_{\text{TUNE}} = 0\text{V}$ $f_{\text{osc}} = 851\text{MHz}$ donc $C_d = 7\text{pF}$
pour $V_{\text{TUNE}} = 3\text{V}$ $f_{\text{osc}} = 875\text{MHz}$ donc $C_d = 6,6\text{pF}$

La capacité diminue lorsque la tension de polarisation augmente ce qui est classique pour une diode varicap.

Q7 :
$$F_{\text{rf}} = \frac{N \cdot F_{\text{xtal}}}{R}$$

Q8 : Cette synthèse de fréquence permet de fixer la fréquence porteuse avec une grande précision et facilité en ne changeant que le taux de division N. Par ailleurs on assure la stabilité à long terme de l'oscillateur.

Q9 : $F_{\text{rf}} + 200\text{kHz} = \frac{(N+1) \cdot F_{\text{xtal}}}{R}$ donc $\frac{F_{\text{xtal}}}{R} = 200\text{kHz}$ soit $R = 20$.

Q10 : Valeurs de N permettant de couvrir l'ensemble des 16 canaux radio

$i=1$ $F_p = 866,2\text{MHz}$ donc $N = 4331$

$i=16$ $F_p = 869,2\text{MHz}$ donc $N = 4346$

Q11 : Il s'agit d'un oscillateur de Pierce