



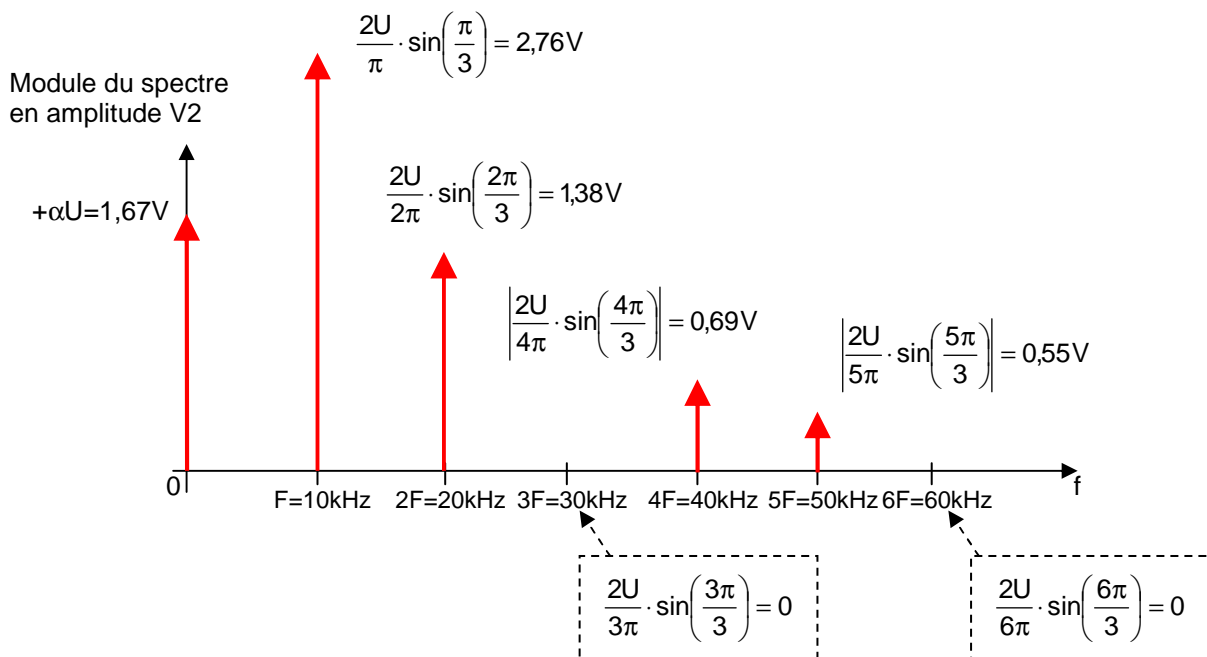
## Éléments de correction



### Exercice n°1 : Une sortie PWM

**Q1 :** Pulse Width Modulation et son équivalent en français est MLI : Modulation à Largeur d'Impulsion

**Q2 :** Comme la période est  $T=100\mu\text{s}$  alors la fréquence fondamentale est  $F=1/T=10\text{kHz}$



**Q3 :** Le filtre composé de  $R1$  &  $C1$  est un filtre passe bas du 1er ordre dont la fréquence de coupure est

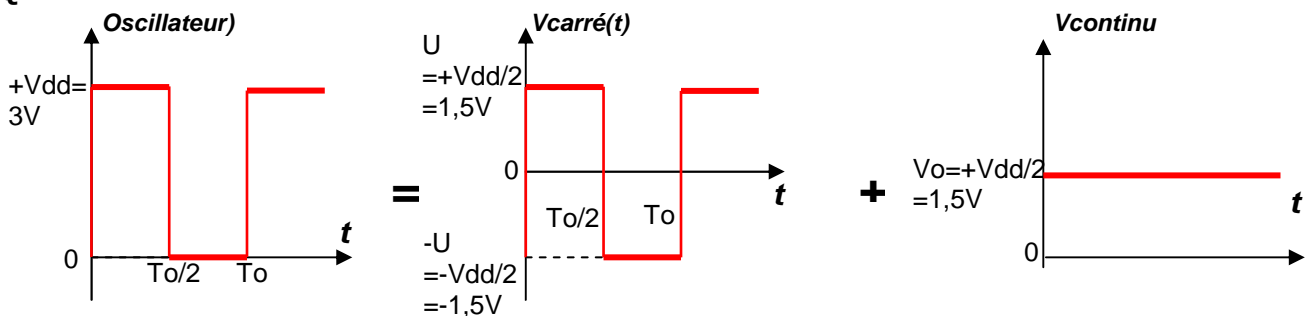
$$f_c = \frac{1}{2\pi R1.C1} \approx 68\text{Hz}$$

**Q4 :** Comme la fréquence de coupure  $f_c \ll F=10\text{kHz}$  le filtre passe bas "ne laisse passer" que la composante continue et atténue l'ensemble des autres composantes fréquentielles. Dans ces conditions on récupère une tension continue dont la valeur est  $\alpha U$ .

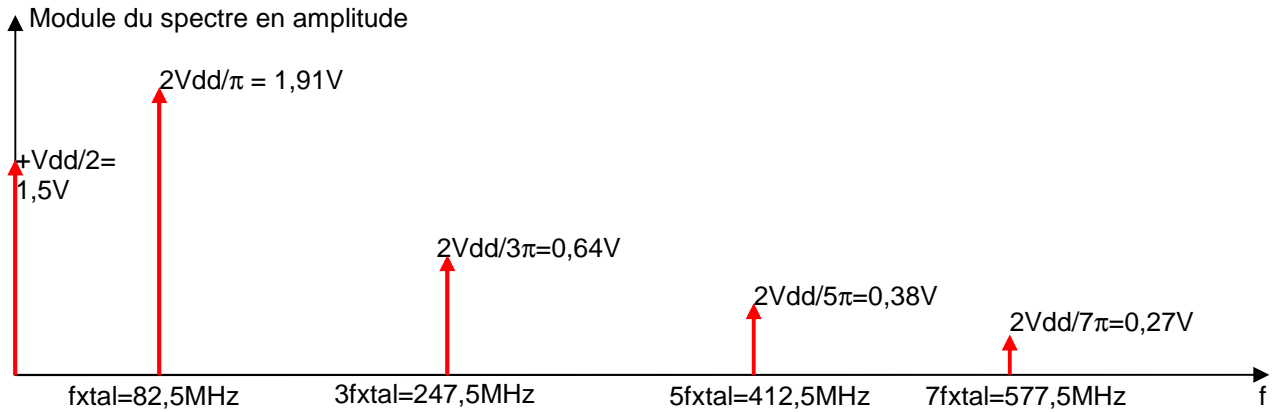


### Exercice n°2 : Un oscillateur local

**Q1 :**



Q2 :



Q3 : Comme le filtre est centré sur  $5f_{xtal}$ , on récupère sur l'entrée du mélangeur un signal sinusoïdal de fréquence  $412,5MHz$  (période  $T=2,42ns$ ) et d'amplitude  $\frac{2 \cdot V_{dd}}{5\pi} \cdot 10^{-14/20} = 76,21mV$

Q4 : Comme le filtre intermédiaire est centré sur la fréquence  $21,4MHz$ , le récepteur peut recevoir les fréquences  $21,4MHz+412,5MHz=433,9MHz$  ou  $412,5MHz-21,4MHz=391,1MHz$   
 Comme le récepteur est destiné aux applications pour la bande  $433MHz$ , la seule fréquence de réception est donc  $433,9MHz$  (généralement il s'agit de la fréquence normalisées  $433,92MHz$ ). L'autre fréquence s'appelle la fréquence image.

### Exercice n°3 : Dispositif de télémétrie

Q1 :  $L = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f} = 44,38cm$

Q2 :  $P_{dbm} = 10 \cdot \log\left(\frac{P}{1mW}\right)$  avec P en W donc  $P_{dbm} = 10 \cdot \log\left(\frac{0,5}{1mW}\right) = 27dBm$

### Exercice n°4 : Un transceiver RF

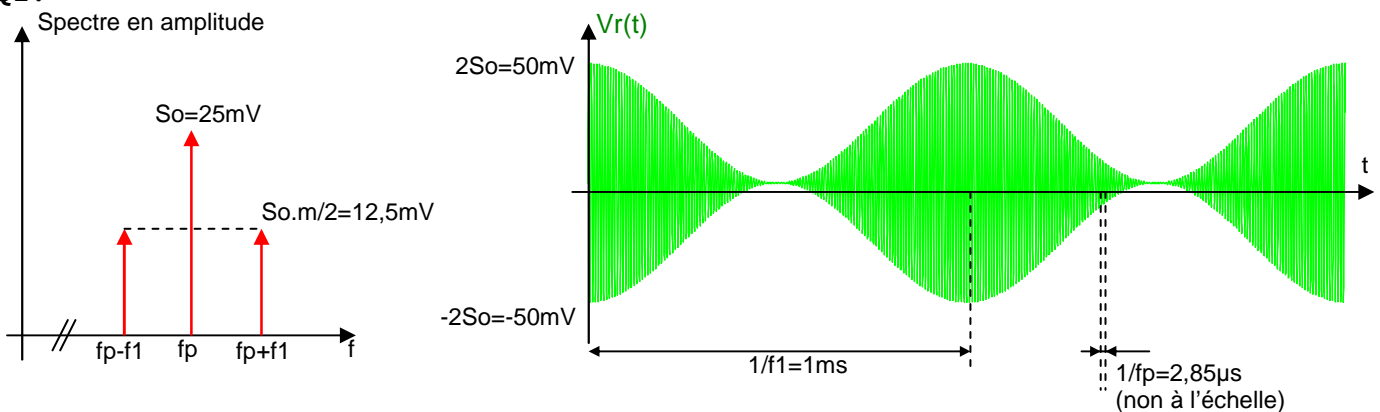
Q1 :  $f_{ol1} = (868,3+10,7)MHz = 879MHz$  ou  $f_{ol2} = (868,3-10,7)MHz = 857,6MHz$

Q2 :  $f_{image1} = (879+10,7)MHz = 889,7MHz$  ou  $f_{image2} = (857,6-10,7)MHz = 846,9MHz$

### Exercice n°5 : Un récepteur pour balise de localisation

Q1 :  $V_r(t) = S_o \cdot (1 + m \cdot \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t)) \cdot \cos(2\pi \cdot f_p \cdot t)$

Q2 :



$$\text{Q3 : } V_{\text{eff}}^2 = \frac{S_0^2}{2} + 2 \times \frac{\left(\frac{S_0 \cdot m}{2}\right)^2}{2} = S_0^2 \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{m^2}{4}\right) \text{ donc } V_{\text{eff}} = S_0 \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{2} + \frac{m^2}{4}\right)} = 21,65\text{mV}$$

ce qui nécessite une amplification  $A=46,2$  pour obtenir sur la sortie  $V_s$  un signal modulé dont la valeur efficace est de 1V.

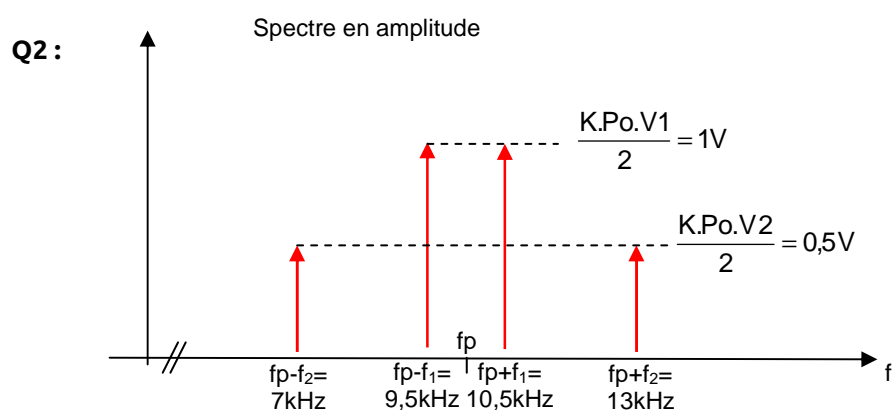
$$\text{Q4 : } f_0 = f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ donc } C = \frac{1}{L \cdot (2\pi f_p)^2} \approx 100\text{pF}$$



## Exercice n°6 : Etude d'un modulateur BLU

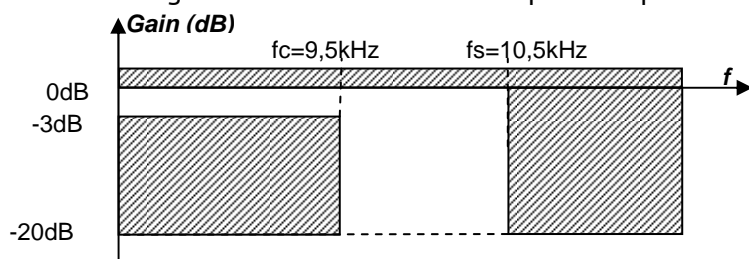
$$\text{Q1 : } VM(t) = K \cdot P_o \cdot [V_1 \cdot \cos(2\pi f_1 t) + V_2 \cdot \cos(2\pi f_2 t)] \cos(2\pi f_p t)$$

$$\text{donc } VM(t) = \frac{K \cdot P_o \cdot V_1}{2} \cos(2\pi(f_p - f_1)t) + \frac{K \cdot P_o \cdot V_1}{2} \cos(2\pi(f_p + f_1)t) + \frac{K \cdot P_o \cdot V_2}{2} \cos(2\pi(f_p - f_2)t) + \frac{K \cdot P_o \cdot V_2}{2} \cos(2\pi(f_p + f_2)t)$$

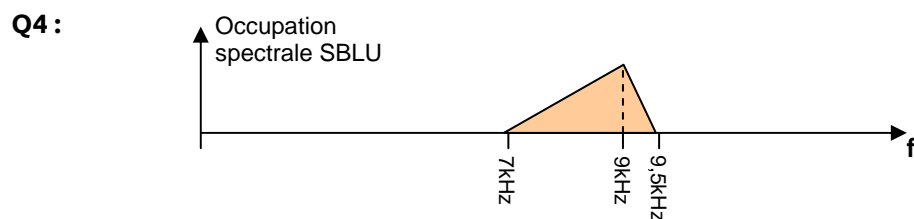


Il s'agit d'une modulation d'amplitude sans porteuse

Q3 : On peut établir le gabarit suivant en choisissant par exemple une atténuation de 20dB.



En utilisant l'abaque de Butterworth on se rend compte que l'ordre de ce filtre est largement supérieur à 9 comme  $x = \frac{f_s}{f_c} = \frac{10,5\text{kHz}}{9,5\text{kHz}} = 1,1, \dots$  Il convient donc d'utiliser des filtres bcp plus efficace comme des filtre elliptiques afin d'obtenir des ordres beaucoup moins élevés.





## Exercice n°7 : Etude d'un récepteur AM didactique

### Etude du circuit de réception sélectif

$$Q1 : Y_{eq} = \frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{R_{eq}} + jCv\omega + \frac{1}{jL\omega} \text{ soit } Y_{eq} = \frac{R_{eq} + jL\omega + (j\omega)^2 L.Cv.R_{eq}}{jL.R_{eq}\omega}$$

$$Q2 : \frac{V_a(j\omega)}{I_a(j\omega)} = Z_{eq} = \frac{1}{Y_{eq}} \text{ donc } \frac{V_a(j\omega)}{I_a(j\omega)} = \frac{jL.R_{eq}\omega}{R_{eq} + jL\omega + (j\omega)^2 L.Cv.R_{eq}} = \frac{jL\omega}{1 + \frac{jL\omega}{R_{eq}} + (j\omega)^2 L.Cv}$$

$$\text{Ce qui peut encore s'écrire } \frac{V_a(j\omega)}{I_a(j\omega)} = R_{eq} \cdot \frac{\frac{jL\omega}{R_{eq}}}{1 + \frac{jL\omega}{R_{eq}} + (j\omega)^2 L.Cv} \text{ de la forme } \frac{V_a(j\omega)}{I_a(j\omega)} = G_{max} \cdot \frac{\frac{j\omega}{Q.\omega}}{1 + \frac{j\omega}{Q.\omega} + \left(\frac{j\omega}{\omega}\right)^2}$$

$$\text{Avec } G_{max} = R_{eq} \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{L.Cv}} \text{ et } \frac{1}{Q.\omega} = \frac{L}{R_{eq}} \text{ soit } Q = \frac{R_{eq}}{L.\omega} \text{ que l'on peut aussi écrire } Q = R_{eq} \sqrt{\frac{Cv}{L}}$$

**Q3 :** Il s'agit d'un filtre passe bande du 2<sup>nd</sup> ordre dont la pulsation centrale est  $\omega_0$  et le Q le facteur de qualité.

**Q4 :** On utilise ce circuit en entrée du récepteur radio pour sélectionner le signal modulé correspondant à l'émission radio. On doit donc choisir  $f_0 = 864 \text{ kHz}$  ce qui nous oblige à régler  $Cv = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L}$  soit  $Cv = 50,6 \text{ pF}$

Le choix du condensateur Cv est donc convenable puisque celui-ci englobe la valeur calculée.

**Q5 :**  $Q = \frac{f_0}{BP}$  donc  $Q = 96$  On choisit une bande passante de 9kHz car il s'agit de récupérer les bandes laterales du signal modulé en amplitude. Pour ce type de radio la fréquence max du modulant est de 4,5kHz, le signal modulé AM occupe une bande 2 fois plus grande soit 9kHz.

**Q6 :** Comme  $R_p = Q.L.\omega_0$  alors  $R_p = 436,5 \text{ k}\Omega$

**Q7 :** Comme le facteur de qualité  $Q = 96$  on en déduit la valeur  $R_{eq} = Q.L.\omega_0$  soit  $R_{eq} = 349,2 \text{ k}\Omega$

Par ailleurs  $R_{eq} = \frac{R_p.R_x}{R_p + R_x}$  donc  $R_x = \frac{R_p.R_{eq}}{R_p - R_{eq}}$  soit  $R_x = 1,75 \text{ M}\Omega$  (1,8M $\Omega$  dans les séries normalisées)

### Etude du démodulateur d'amplitude

**Q8 :** Il s'agit d'un détecteur de crête.

**Q9 & Q10 :** voir : <http://poujouly.net/2015/05/08/detecteur-de-crete/>