



## Eléments de correction

### Pb1 : Un générateur audio pour testeur de câble

#Oscillateur #Condition d'oscillation #FFT #THD

**Q1 :** Le montage entre l'entrée E et la sortie S est un amplificateur inverseur dont l'amplification est  $-R2/R1$ . Cet oscillateur peut être classé dans la catégorie des oscillateurs à boucle de réaction car il est constitué d'un amplificateur rebouclé sur un quadripole de réaction constitué de 3 RC passe bas. L'autre catégorie est les oscillateurs astables.

**Q2 :** Il faut que l'amplification soit supérieure à  $\boxed{7V_{pp}/640mV_{pp} \text{ soit } 10,94}$  ce qui signifie que la résistance limite  $\boxed{R2=109,4k\Omega}$ .

**Q3 :** Comme  $R2=120k\Omega > 109,4k\Omega$  les oscillations apparaissent et l'on retrouve la fréquence de 1,02kHz du relevé préliminaire.

**Q4 :** Le signal le plus sinusoïdal se trouve bien évidemment en sortie du filtre c'est à dire sur S1.

**Q5 :**  $A1 = \sqrt{2} \cdot 10^{\frac{-3,39}{20}} = 957,2mV$        $A3 = \sqrt{2} \cdot 10^{\frac{-42,2}{20}} = 10,98mV$

Comme il n'existe qu'une seule harmonique  $\boxed{THD = \frac{A3}{A1} = 1,15\%}$

### Pb2 : Etude simplifiée de l'effet Larsen

#Oscillateur #Modélisation #Critère de Barkhausen

**Q1 :** Pour effectuer le calcul de la fonction de transfert  $B(j\omega)$  on commence par exprimer  $V_h$  en fonction de  $V_s$  en appliquant un simple pont diviseur soit :

$$V_h = \frac{R_{hp}}{R_{hp} + r_s + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}} \cdot V_s \text{ soit } V_h = \frac{R_{hp} \cdot jC\omega}{(R_{hp} + r_s)jC\omega + LC(j\omega)^2 + 1} \cdot V_s$$

comme  $V_{mic} = \alpha \cdot V_h$  alors on en déduit que

$$\boxed{B(j\omega) = \frac{\alpha R_{hp} \cdot jC\omega}{(R_{hp} + r_s)jC\omega + LC(j\omega)^2 + 1}}$$

**Q2 :** Le critère de Barkhausen est  $\boxed{A \cdot B(j\omega) = 1}$

**Q3/Q4 :** L'application du critère de Barkhausen conduit à l'équation suivante :

$$\frac{\alpha R_{hp} \cdot jC\omega}{(R_{hp} + r_s)jC\omega + LC(j\omega)^2 + 1} = 1 \text{ soit } \alpha R_{hp} \cdot jC\omega = (R_{hp} + r_s)jC\omega + LC(j\omega)^2 + 1$$

on en déduit donc une première équation  $LC(j\omega)^2 + 1 = 0$  soit  $-LC\omega^2 + 1 = 0$  ce qui nous donne  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

On en déduit donc la fréquence des oscillations  $\boxed{f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 2013Hz}$

L'autre équation conduit à une condition sur l'amplification  $\alpha R_{hp} \cdot jC\omega = (R_{hp} + r_s)jC\omega$  soit  $A = \frac{R_{hp} + r_s}{\alpha R_{hp}} = 110$

Pour obtenir des oscillations il faut donc que  $\boxed{A > 110}$

### Pb3 : Etude d'une transmission FM pour microphone sans fil

#FM #Fonctions de Bessel #Analyseur de Spectre

Q1 : Voir TP Analyseur de Spectre à balayage

Q2 :  $f_p = 626,3 \text{ MHz}$  donc  $L = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f} \approx 12 \text{ cm}$

Q3 :  $m = 3,83$

Q4 : Il s'agit de l'étendue en fréquence. 1 carreau correspond à 30kHz et donc 1/2 carreau à 15kHz qui est la fréquence du signal modulant.

Q5 :  $\text{PdBm} = 10 \cdot \log\left(\frac{U^2}{0,1}\right)$  et donc  $U = \sqrt{0,1 \cdot 10^{\frac{\text{PdBm}}{10}}}$

Q6 :  $|J_0 \cdot S_0| = \sqrt{0,1 \cdot 10^{\frac{2,51}{10}}}$  avec  $|J_0| = 0,403$  donc  $S_0 = 1,048 \text{ V}$

Q7 : Voir Poly.  $B_c = 2(m+1) \cdot f_a = 144,9 \text{ kHz}$

### Pb4 : Etude d'un transmetteur FM pour baladeur audio

#FM #VCO

Q1 : Il s'agit d'une diode Varicap qui se polarise en inverse et qui présente une capacité dont la valeur est inversement proportionnelle avec la tension de polarisation.

Q2 : Vue de l'inductance les condensateurs  $C_v$  &  $C_{in}$  sont en série donc  $C_{eq} = \frac{C_v \cdot C_{in}}{C_v + C_{in}}$

comme il s'agit d'un oscillateur LC classique on en déduit  $f_{vco} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_{eq}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot \frac{C_v \cdot C_{in}}{C_v + C_{in}}}}$

Q3 :

$V_{TUNE}$ (V)	0	1,5	3
$C_v$ (pF)	18,84	10,7	7,10
$C_{eq}$ (pF)	10,15	7,197	5,368
$f_{vco}$ (MHz)	80	95	110

Le tracé de la caractéristique de transfert montre clairement qu'il s'agit d'une caractéristique linéaire telle que :  $f_{VCO} = f_x + K_f \cdot V_{TUNE}$ . On en déduit facilement que  $K_f = 10 \text{ MHz/V}$  et  $f_x = 80 \text{ MHz}$

Q4 : Pour couvrir l'intégralité de la bande FM commerciale il faut que  $V_{tune} = 0,8 \text{ V}$  pour 88MHz &  $V_{tune} = 2,8 \text{ V}$  pour 108MHz.

Q5 : En reportant les tensions min & max sur le schéma en fonction de la position du potentiomètre on remarque que la tension à ces bornes est donc de 2V soit un courant  $i$  qui circule dans le potentiomètre égal à  $2 \text{ V} / 100 \text{ k}\Omega = 20 \mu\text{A}$

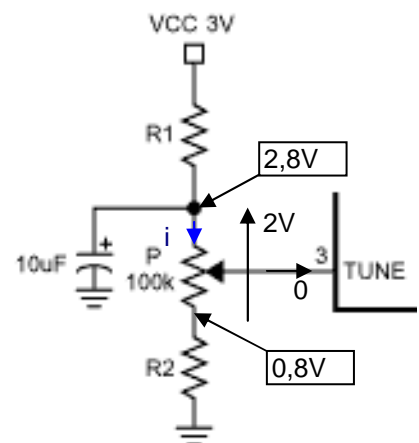
Comme le courant qui circule dans l'entrée Tune est nul (polarisation en inverse d'une diode Varicap) on en déduit que  $R_1 = 0,8 \text{ V} / 20 \mu\text{A} = 40 \text{ k}\Omega$  (39kΩ en série normalisée)

$$R_2 = 0,2 \text{ V} / 20 \mu\text{A} = 10 \text{ k}\Omega$$

Q6 : Le condensateur de  $10 \mu\text{F}$  est un condensateur de découplage qui permet de filtrer très efficacement la tension d'alimentation  $V_{cc}$  afin d'obtenir une tension de réglage pour la fréquence porteuse avec très peu de bruit.

Q7 : Le condensateur de  $0,47 \mu\text{F}$  est un condensateur de liaison qui permet de superposer sur la tension continue le signal modulant audio que l'on souhaite transmettre.

Q8 : Comme  $K_f = 10 \text{ MHz/V}$  une déviation de 75kHz correspond à une amplitude crête de 7,5mV soit  $15 \text{ mV}_{pp}$



**Q9 :** Lorsque le potentiomètre est en position haute on se trouve dans la configuration d'un pont diviseur tel que  $15mV_{pp} = \frac{10k\Omega}{10k\Omega + R3} \cdot 100mV_{pp}$  on en déduit donc que  $R3 = \frac{10k\Omega \cdot 100mV_{pp} - 10k\Omega \cdot 15mV_{pp}}{15mV_{pp}} = 56,67k\Omega$  soit  $56k\Omega$  en série normalisée.

**Q10 :** Il faut obtenir une déviation en fréquence  $\Delta f = m \cdot f_a = 2,4 \cdot 15kHz = 36kHz$   
Cela correspond donc à une amplitude crête à crête de  $100mV_{pp} \cdot 36kHz / 75kHz = 48mV_{pp}$

**Pb5 : Etude d'un démodulateur 4FSK pour un signal sub-audio**

**#Démodulation FM**

**Q1 :** La fonction de transfert peut se mettre sous la forme d'une fonction de transfert passe bande du 2nd ordre

$$\frac{V_f}{V_e} = T_{max} \cdot \frac{\frac{j\omega}{Q\omega_0}}{1 + \frac{j\omega}{Q\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

avec  $\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R1 \cdot R2}}$  donc  $f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R1 \cdot R2}}$  et  $Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R2}{R1}}$  et  $T_{max} = \frac{-R2}{2 \cdot R1}$

On donne  $R1 = 1k\Omega$   $R2 = 16k\Omega$  et  $C = 1,5nF$  donc  $f_0 = 26,53kHz$   $Q = 2$  et  $T_{max} = -8$

**Q2 :** 
$$\left| \frac{V_f}{V_e} \right| = |T_{max}| \cdot \frac{\frac{f}{Qf_0}}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{f}{Qf_0}\right)^2}}$$

**Q3 :** Le tracé montre clairement une évolution linéaire du module en fonction de la fréquence. En prenant les couples de points  $\{4,5 ; 18,5kHz\}$  et  $\{7,2 ; 23,5kHz\}$  on détermine facilement la pente de cette caractéristique

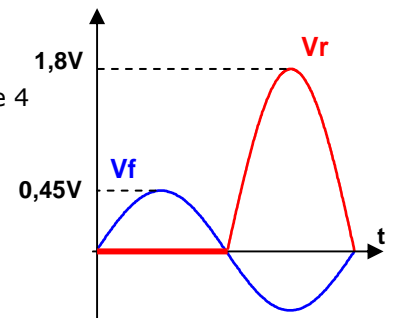
en calculant  $\alpha = \frac{7,2 - 4,5}{23,5kHz - 18,5kHz} = 540\mu s$

en choisissant un des 2 points il vient  $T_0 = 4,5 - \alpha \cdot 18,5kHz = -5,49$

**Q4 :**

Fréquence	$f1 = 19,5kHz$	$f2 = 20,5kHz$	$f3 = 21,5kHz$	$f4 = 22,5kHz$
Valeur du Module	5,04	5,58	6,12	6,66

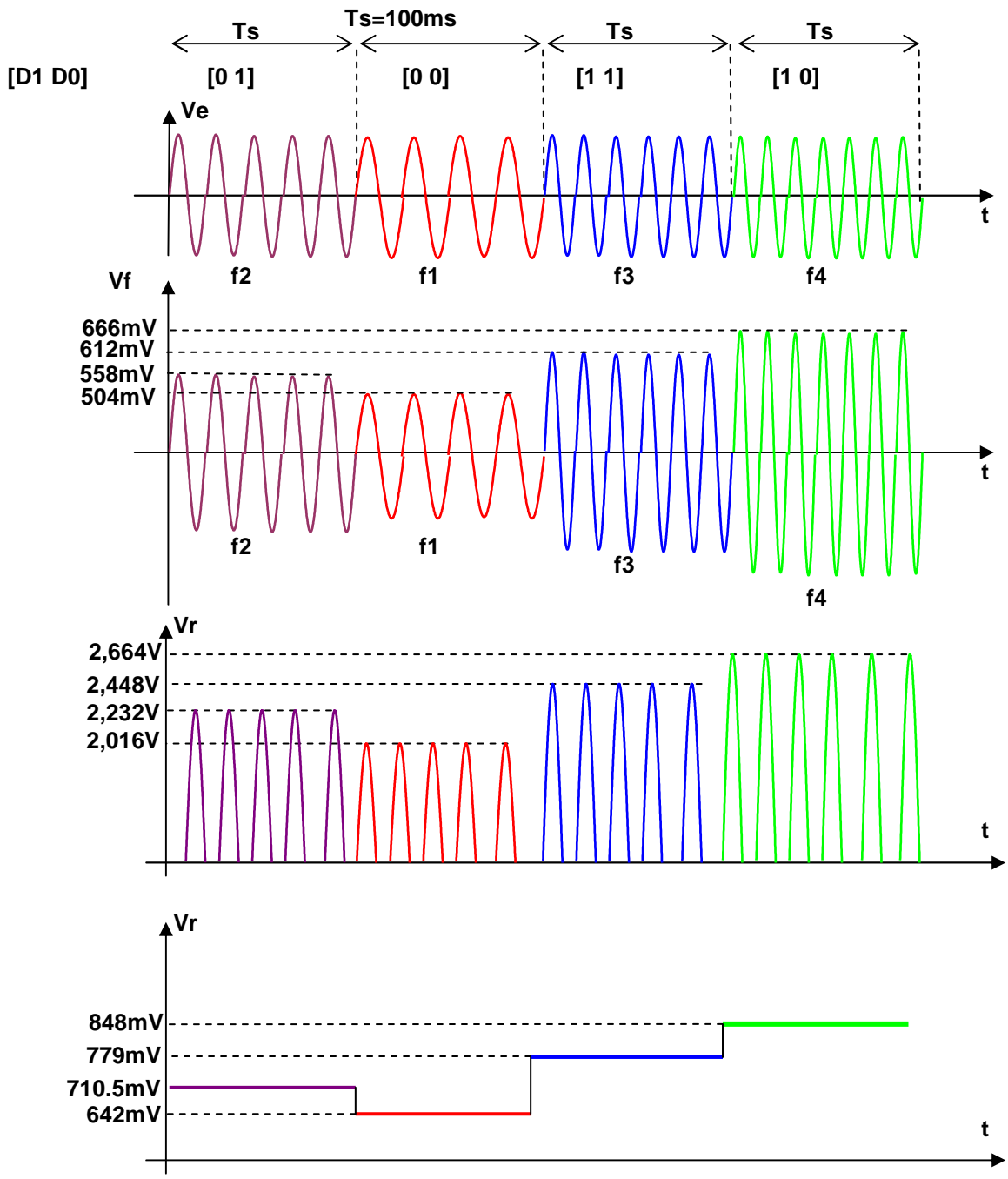
**Q5 :** Le montage à ampli-op est un amplificateur inverseur de coefficient  $-k$   
Quand  $V_f$  est positif la tension  $V_r$  ne peut devenir négative et reste donc à 0  
Quand  $V_f$  est négative la tension  $V_r$  est alors positive avec une amplification de 4  
On réalise donc un montage redressement simple alternance.



**Q6 :** Afin de retrouver une tension continue fonction de l'amplitude crête du signal sur l'entrée  $V_f$  on doit choisir une fréquence de coupure petite devant la fréquence de 18,5kHz mais comme les données numériques peuvent changer de valeurs toutes les 100ms il ne faut pas choisir une fréquence de coupure trop petite pour que le système est le temps de réagir. Le temps de réponse d'un filtre passe bas du 1er ordre est égale à  $0,35/f_c$

donc  $0,35/f_c \ll 100ms$  et  $f_c \ll 18,5kHz$  ce qui conduit à l'encadrement suivant :  $3,5Hz \ll f_c \ll 18,5kHz$

une fréquence  $f_c = 185Hz$  convient parfaitement que l'on peut réaliser avec un simple filtre RC passe bas en prenant  $R = 39k\Omega$  et  $C = 22nF$



**Q8 :** Pour retrouver les données numériques il faut simplement utiliser un ensemble de comparateurs de tensions ou alors un convertisseur analogique/numérique pour traduire les différents niveaux en données numériques.