

Module :

les oscillateurs sinusoïdaux



▶ **Diaporama : les oscillateurs sinusoïdaux**

▶ **Résumé de cours**

- 1- Condition d'oscillation
- 2- Démarrage de l'oscillation
- 3- Stabilisation de l'amplitude
- 4- Stabilisation de la fréquence

▶ **Exercices**

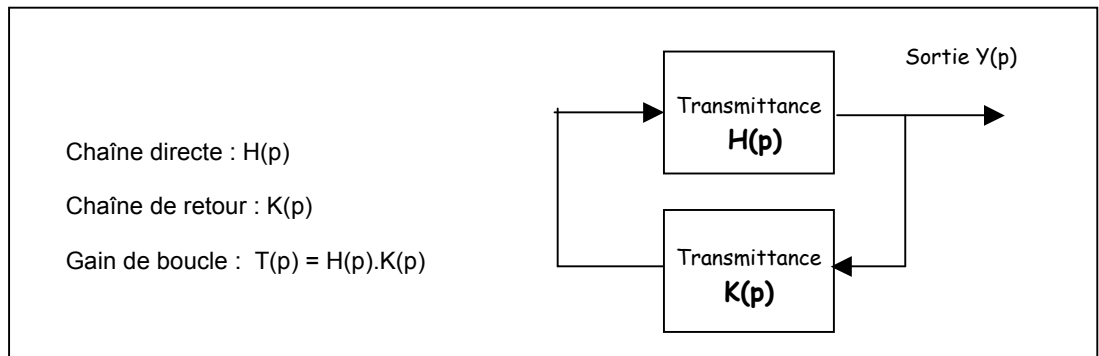
Principe de l'oscillateur sinusoïdal
Oscillateur à pont de Wien
Oscillateur à réseau déphaseur
Oscillateur LC à amplificateur opérationnel
Oscillateur Pierce à transistor
Oscillateur à résistance négative
Oscillateur Colpitts à transistor

▶ **Questionnaire : les oscillateurs sinusoïdaux en questions**

1) Condition d'oscillation :

L'oscillateur sinusoïdal est un système bouclé placé volontairement dans un état d'instabilité. Il est constitué d'une chaîne directe $H(p)$ apportant de l'amplification et d'un quadripôle de réaction $K(p)$.

Figure 1.
Structure d'un oscillateur.



Pour qu'un système bouclé oscille, il faut qu'il existe une fréquence f_0 ou une pulsation ω_0 pour laquelle le gain de boucle soit égal à 1 : c'est la **condition de Barkhausen** :

$$\underline{T}(j\omega_0) = \underline{H}(j\omega_0) \underline{K}(j\omega_0) = 1 \quad \text{ou} \quad \ll \text{gain de boucle} = 1 \gg$$

qui se traduit en pratique par deux conditions :

$$\Rightarrow \text{sur le module} \quad |\underline{T}(j\omega_0)| = |\underline{H}(j\omega_0)| |\underline{K}(j\omega_0)| = 1 \quad \text{ou} \quad |\underline{H}(j\omega)| = 1/|\underline{K}(j\omega)|$$

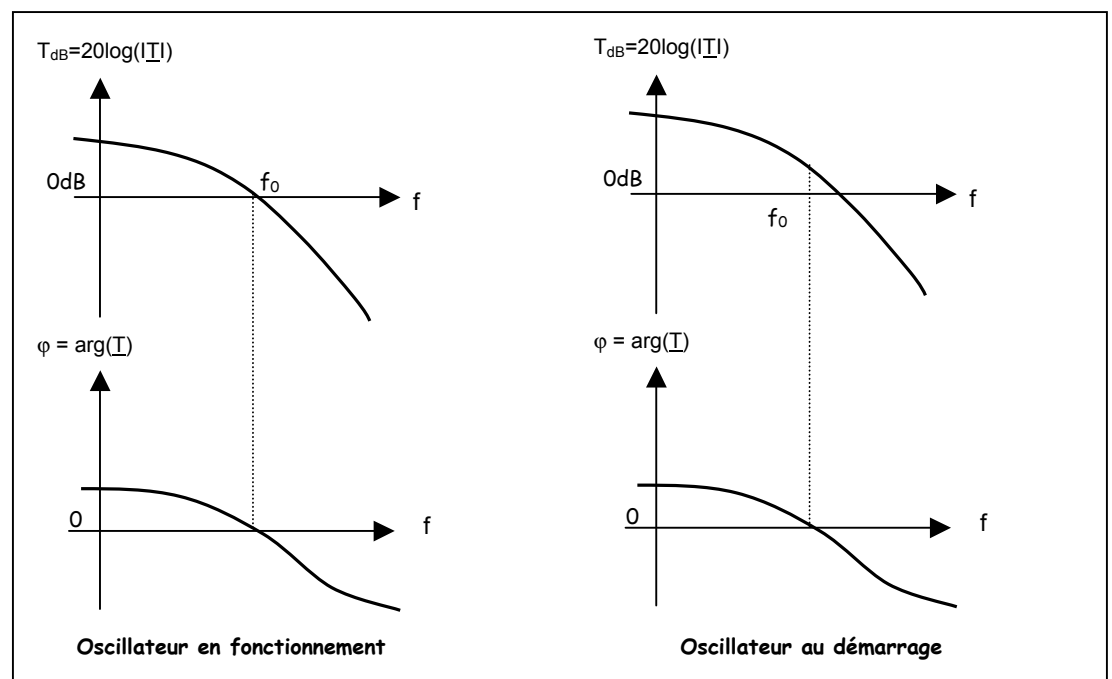
A la fréquence f_0 , l'amplification de la chaîne directe compense l'atténuation du quadripôle de réaction.

$$\Rightarrow \text{sur la phase} \quad \arg(\underline{T}(j\omega_0)) = \arg(\underline{H}(j\omega_0)) + \arg(\underline{K}(j\omega_0)) = 0$$

$$\text{ou} \quad \arg(\underline{H}(j\omega_0)) = -\arg(\underline{K}(j\omega_0))$$

A la fréquence f_0 , le déphasage de la chaîne directe compense le déphasage du quadripôle de réaction.

Figure 2.
Transmittance de boucle d'on oscillateur en fonctionnement et au démarrage.

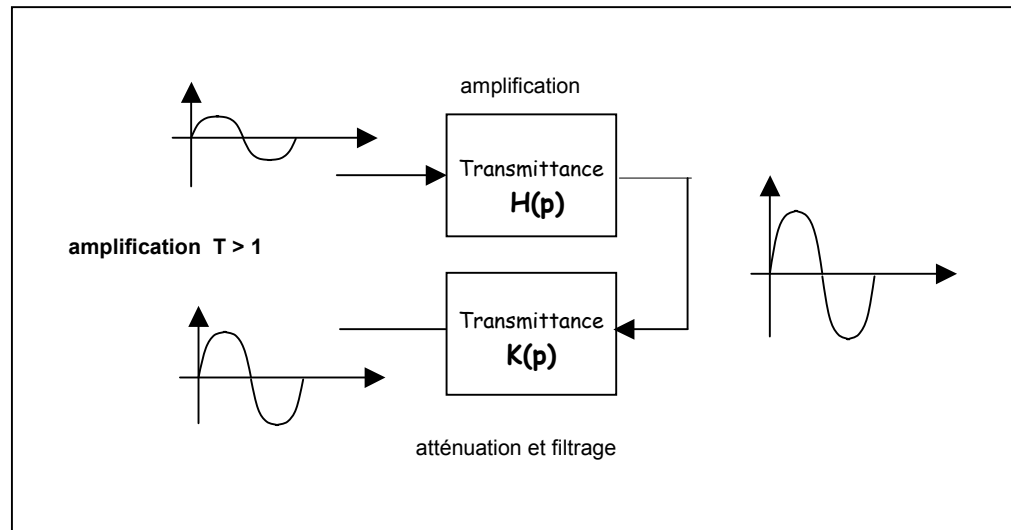


Remarque : pour que l'oscillation puisse démarrer, il faut avoir, au moment de la mise sous tension de l'oscillateur, une amplification un peu supérieure à l'atténuation du quadripôle de réaction

2) Démarrage de l'oscillation :

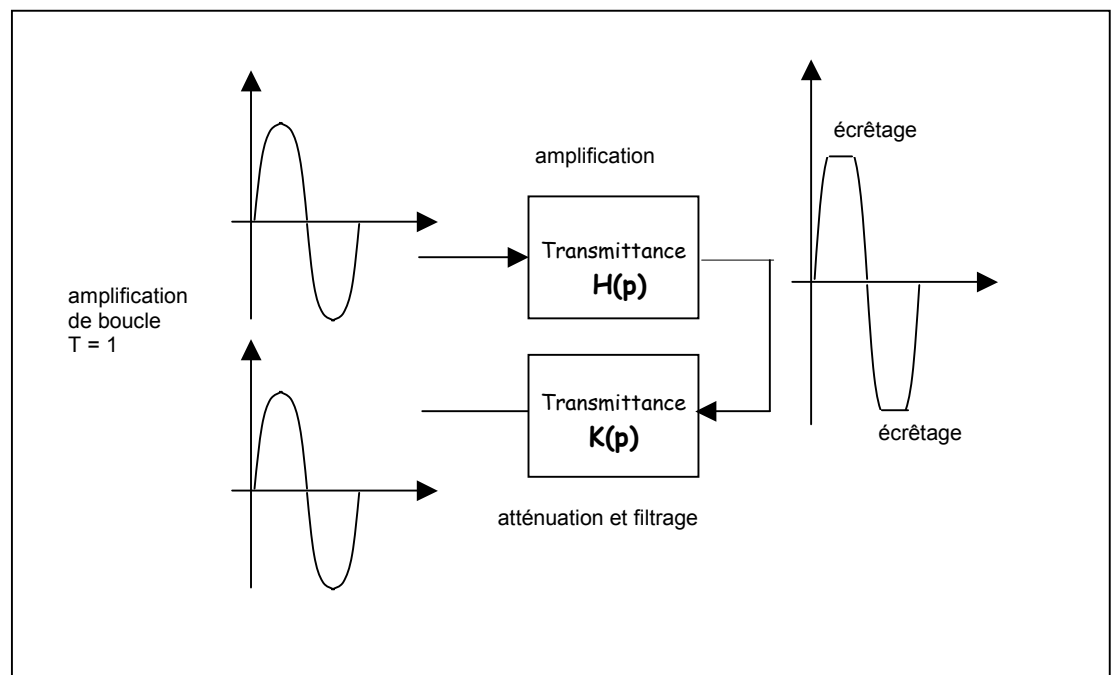
A la mise sous tension de l'oscillateur, les fluctuations dues à l'agitation thermique des électrons provoquent le démarrage de l'oscillation à condition qu'il existe une fréquence f_0 à laquelle le déphasage total est nul et l'amplification de la chaîne supérieure à 1.

Figure 3.
Dans le domaine linéaire, l'amplification est plus grande que 1.



Lorsque l'amplitude augmente, l'amplificateur sort de son domaine linéaire et le signal est forcément écrêté par l'étage d'amplification, ce qui conduit à une diminution de l'amplification qui sera ainsi ramenée à la valeur $T=1$.

Figure 4.
Aux fortes amplitudes, l'amplification est ramenée à 1 par écrêtage.



Lors du démarrage d'un oscillateur, on passe toujours de la situation $|H|K| > 1$ à la situation $|H|K| = 1$.

$$\begin{array}{ccc} \underline{T(j\omega_0) = H(j\omega)K(j\omega_0)} > 1 & \longrightarrow & \underline{T(j\omega_0) = H(j\omega)K(j\omega_0)} = 1 \\ \text{condition de démarrage} & & \text{condition d'entretien des oscillations} \end{array}$$

Dans la pratique on peut :

- compter sur la saturation de l'amplificateur pour écrêter le signal aux fortes amplitudes
- prévoir un circuit de contrôle de gain qui diminue l'amplification aux fortes amplitudes

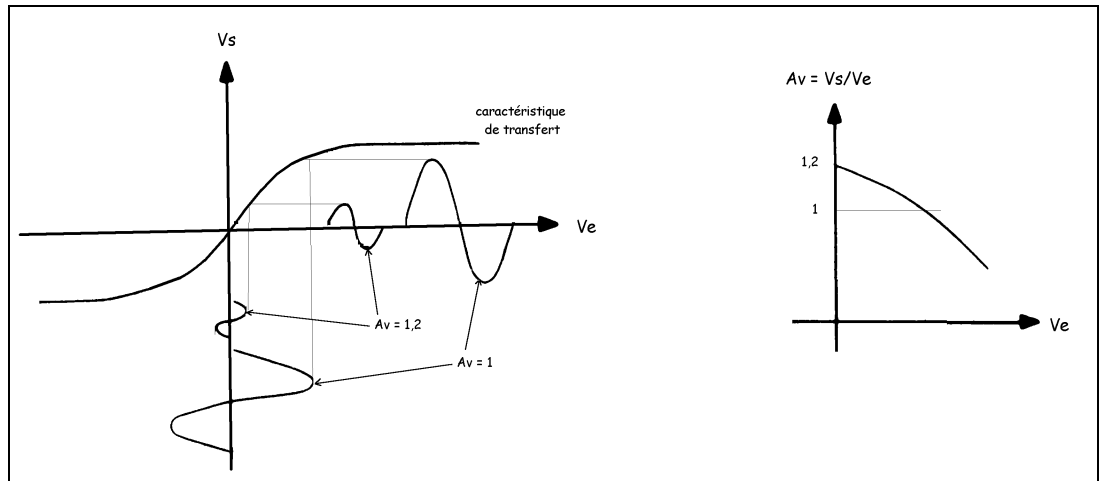
La pureté spectrale du signal obtenu est meilleure dans le deuxième cas.

3) Stabilisation de l'amplitude :

On préfère donc construire l'oscillateur autour d'un amplificateur dont l'amplification diminue aux fortes amplitudes.

⇒ un amplificateur à transistor a une caractéristique non-linéaire qui limite l'excursion aux fortes amplitudes sans faire apparaître d'écrtage brutal.

Figure 5.
Diminution du gain d'un ampli à transistor aux fortes amplitudes

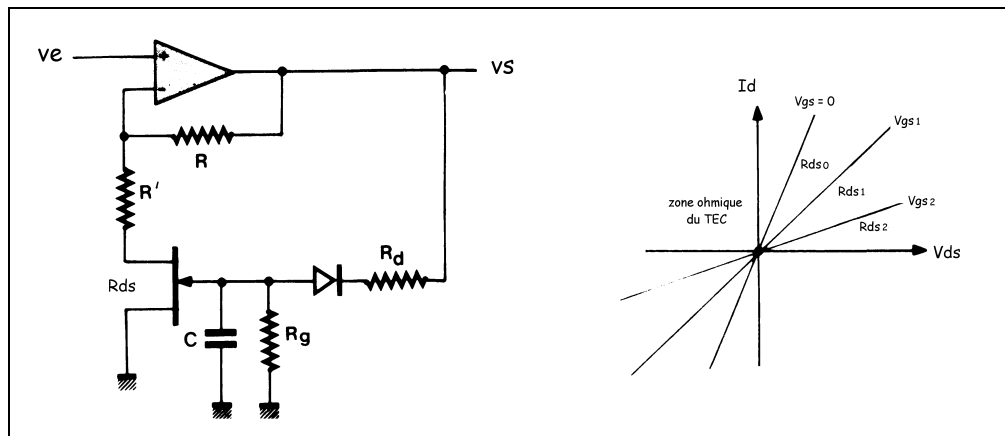


Si on prend soin d'avoir une amplification en petits signaux un peu supérieure à la valeur nécessaire pour l'entretien des oscillations, le signal sera à peine déformé par la courbure de la caractéristique.

⇒ avec un amplificateur opérationnel, l'écrtage est beaucoup plus brutal et apparaît dès que la tension de sortie arrive au niveau des butées de l'Aop.

Il est donc nécessaire d'ajouter des éléments non-linéaires, voire un contrôle automatique de gain qui fait chuter l'amplification aux amplitudes élevées.

Figure 6.
CAG à TEC associé à un non-inverseur.



La diode associée à R_d , R_g et C produit une tension grille négative qui augmente avec l'amplitude du signal de sortie : $V_{gs} = KV_s$.

La résistance Drain-Source du TEC dépend, dans la zone ohmique, de la tension grille V_{gs} et de la tension de pincement V_p du Tec selon la relation :

$$R_{ds} = \frac{R_{ds0}}{1 - \frac{V_{gs}}{V_p}} \quad \text{et l'amplification s'écrit :} \quad A_v = 1 + \frac{R}{R' + R_{ds}} = 1 + \frac{R}{R' + \frac{R_{ds0}}{1 - \frac{KV_s}{V_p}}}$$

On constate que l'amplification du montage diminue bien si le niveau de la tension de sortie V_s augmente.

4) Stabilisation de la fréquence :

La fréquence d'oscillation est en général fixée par la condition sur la phase :

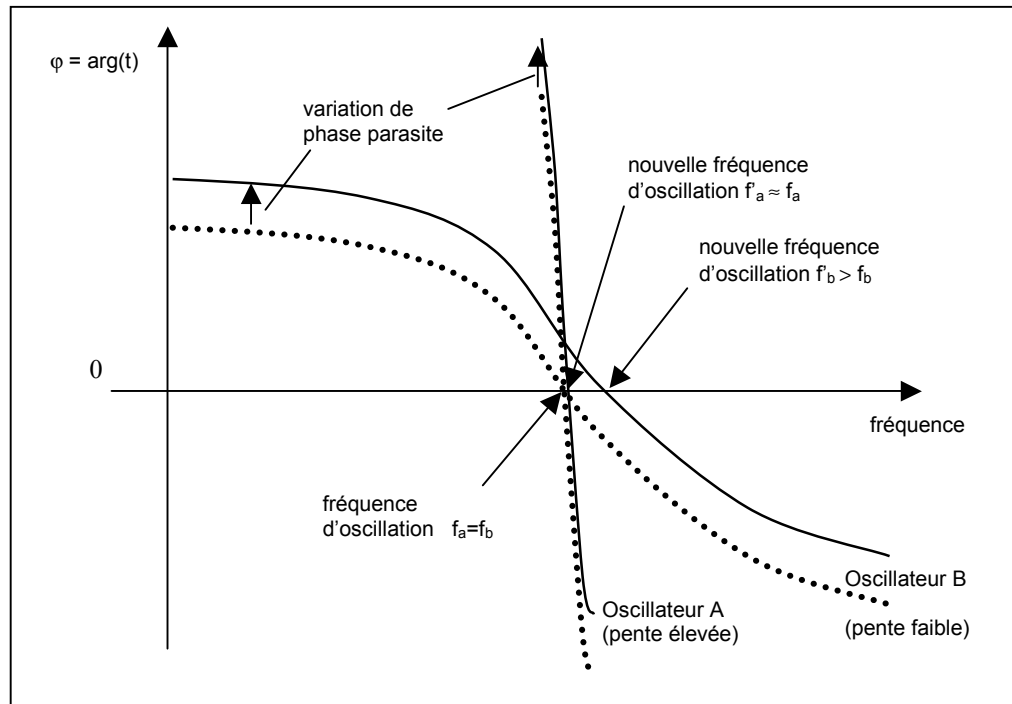
$$\arg(T(j\omega_0)) = \arg(H(j\omega)) + \arg(K(j\omega_0)) = 0$$

En pratique, les déphasages introduits par H et K peuvent varier sous l'influence de différents facteurs :

- main qui s'approche du montage et introduit des capacités parasites
- variation de température qui modifie les épaisseurs de jonctions et donc leur capacité parasite
- vieillissement des condensateurs et modification de leur valeur

Toute variation de déphasage sera alors compensée par une variation de la fréquence f_0 pour que la condition de Barkhausen sur la phase reste vérifiée.

Figure 7.
Influence d'un déphasage parasite sur la fréquence d'oscillation.



La variation de fréquence sera d'autant plus faible que la rotation de phase est rapide au voisinage de f_0 .

Si le quadripôle de réaction est un filtre LC passe-bande, le déphasage s'écrit :

$$\varphi = \arctg \left[\frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R} \right] \approx \left[\frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R} \right] \text{ au voisinage de } \omega_0$$

et la pente de la courbe de phase $S = \frac{d\varphi(\omega_0)}{d\omega} = \frac{2}{RC\omega_0^3} = 2 \frac{Q}{\omega_0^2}$ augmente avec Q

Pour réaliser des oscillateurs stables, on utilise donc des dispositifs à fort coefficient de qualité : ce sont les **résonateurs**, qui existent dans toutes les gammes de fréquences :

Gamme de fréquence	Type de résonateur
de 10 kHz à 100 MHz	quartz, résonateur piézoélectrique
de 100 MHz à 1 GHz	à onde de surface
de 1 à 2,5 GHz	céramique coaxial
de 2,5 à 20 GHz	diélectrique

Exercices d'application



jean-philippe muller

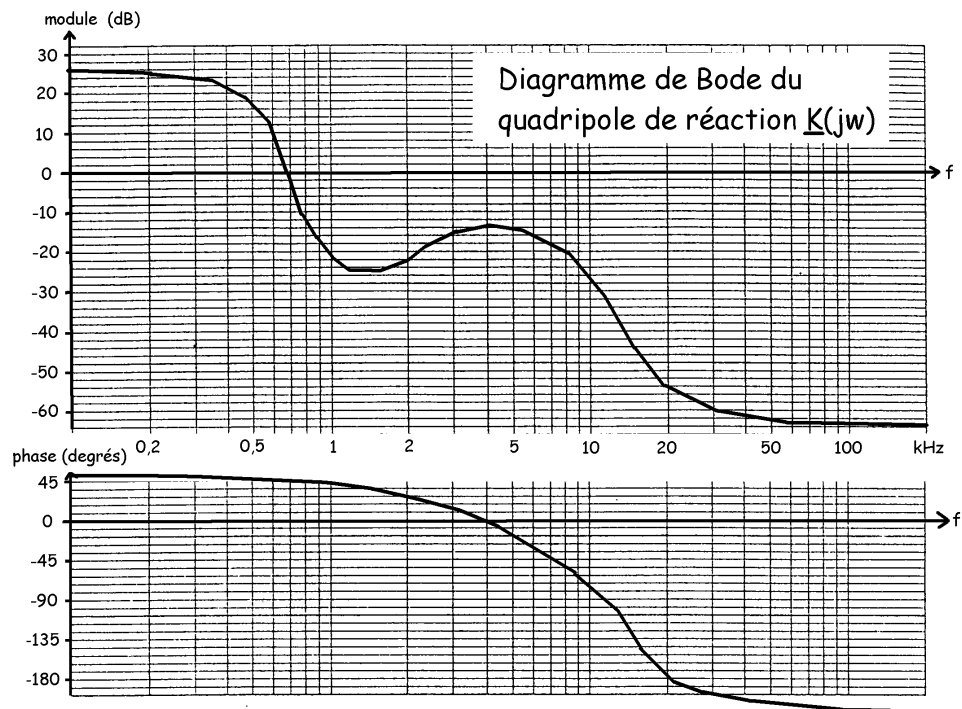
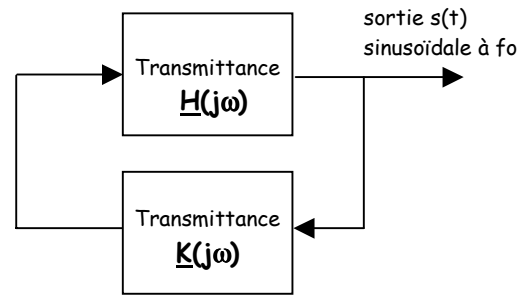
OSC1- Principe de l'oscillateur sinusoïdal



Comprendre le principe de fonctionnement d'un oscillateur

Le schéma fonctionnel d'un oscillateur sinusoïdal est constitué d'une chaîne directe $H(j\omega)$ apportant de l'amplification et d'un quadripôle de réaction $K(j\omega)$.

Le quadripôle de réaction est caractérisé par le diagramme de Bode suivant :



1) On veut réaliser un oscillateur avec un amplificateur non-inverseur à AOP. Proposer un schéma de l'ampli avec des valeurs numériques. Quelle sera alors la fréquence d'oscillation f_0 ?

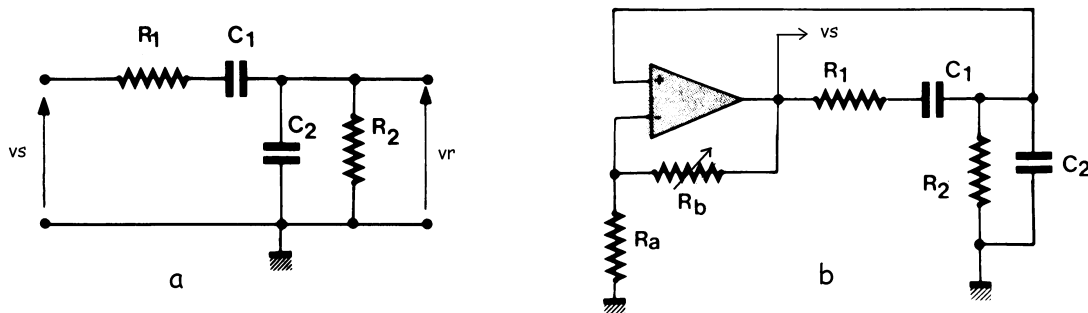
2) Même question si on utilise un amplificateur inverseur.

OSC2- Oscillateur à pont de Wien



Caractériser le fonctionnement et la fréquence d'oscillation d'un oscillateur

Pour réaliser un signal sinusoïdal, on utilise un pont de Wien représenté figure a :



On choisit : $R_1 = R_2 = R = 10 \text{ k}\Omega$

$C_1 = C_2 = C = 1 \text{ nF}$

1) Etablir l'expression de la transmittance complexe du pont de Wien : $K(j\omega) = \frac{V_r(j\omega)}{V_s(j\omega)}$ en fonction de R et C.

2) Montrer que pour la fréquence : $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ cette transmittance prend une valeur simple K_0 .

3) Si on veut utiliser le pont de Wien comme quadripôle de réaction dans un oscillateur, quels devront être l'amplification et le déphasage introduits par la chaîne directe ?

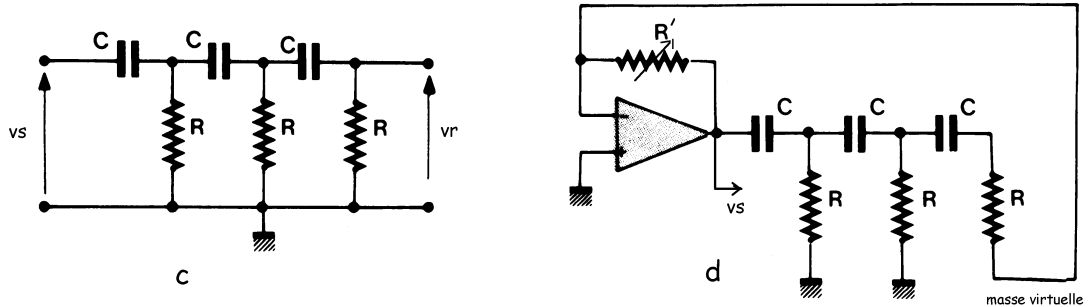
4) Justifier le choix du montage à AOp utilisé, proposer des valeurs pour R_a et R_b et calculer la fréquence d'oscillation du montage.

OSC3- Oscillateur à réseau déphaseur



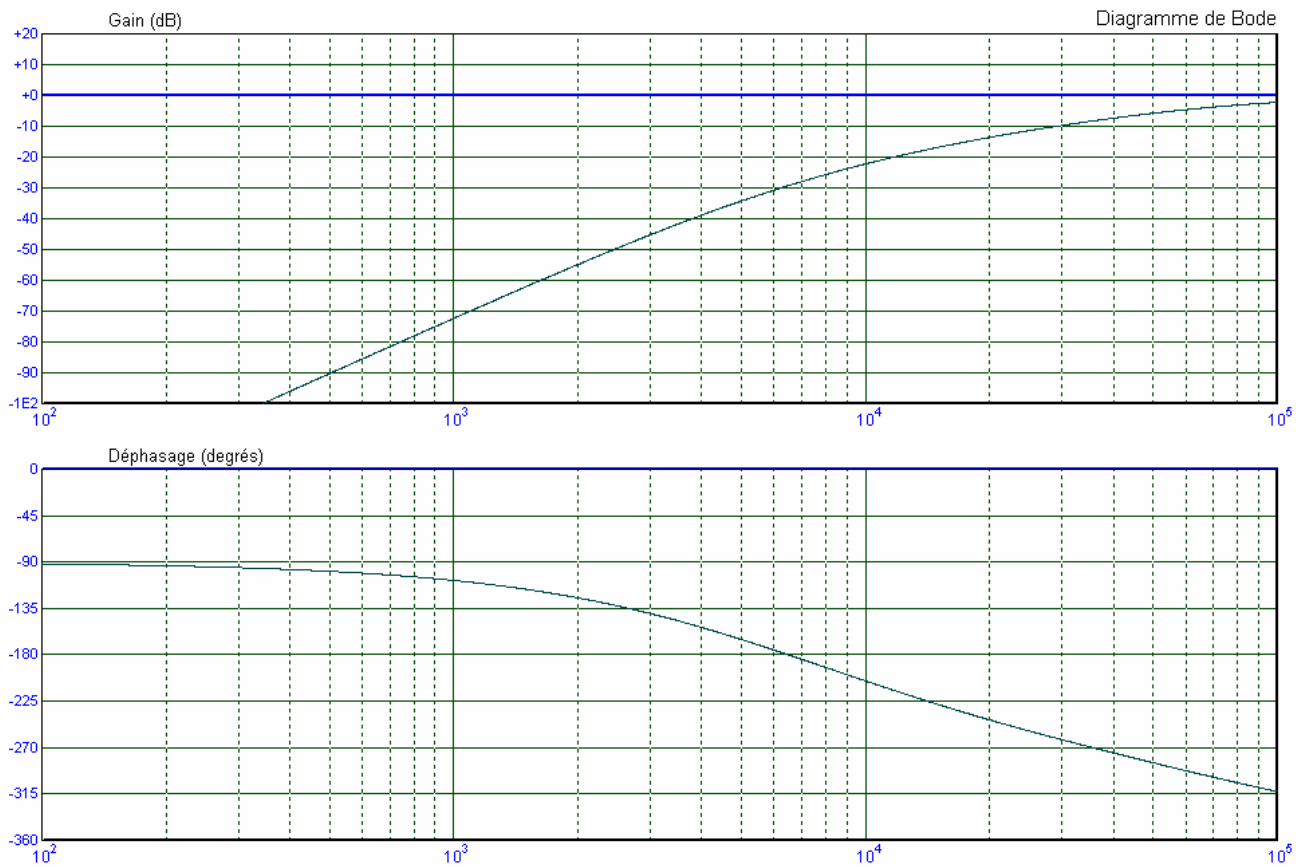
Caractériser le fonctionnement et la fréquence d'oscillation d'un oscillateur

Pour réaliser un signal sinusoïdal, on utilise en réaction le circuit déphaseur (figure c) constitué de 3 cellules RC :



On donne $R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 1 \text{ nF}$ et
$$\underline{K}(j\omega) = \frac{V_r(j\omega)}{V_s(j\omega)} = \frac{(jRC\omega)^3}{1 + 5jRC\omega + 6(jRC\omega)^2 + (jRC\omega)^3}$$

1) Avec l'aide du diagramme de Bode de $\underline{K}(jf)$, déterminer avec quel type d'amplificateur (inverseur ou non-inverseur) on peut réaliser un oscillateur avec ce réseau déphaseur. Quelle sera alors la fréquence d'oscillation f_0 ?



2) Montrer par le calcul qu'à la fréquence : $f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$ on obtient un déphasage de 180° entre v_r et v_s .

3) Que vaut l'atténuation du filtre à cette fréquence f_0 ? Vérifier ce résultat sur le diagramme de Bode.

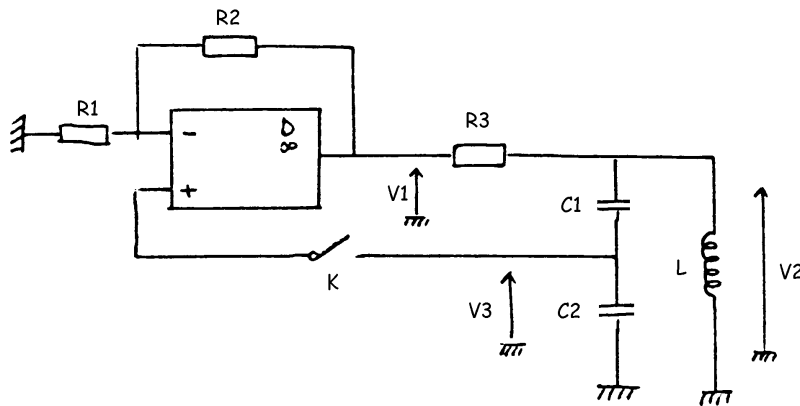
4) On réalise un oscillateur (d) en associant ce réseau déphaseur à un amplificateur inverseur. Proposer une valeur pour R' permettant le démarrage et le fonctionnement de l'oscillateur.

OSC4- Oscillateur LC à amplificateur opérationnel



Caractériser le fonctionnement et la fréquence d'oscillation d'un oscillateur

Un oscillateur sinusoïdal a la structure suivante :



$$C1 = 100 \text{ pF}$$

$$C2 = 330 \text{ pF}$$

on pose :

$$C = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2}$$

1) Etablir l'expression \underline{Z} de l'impédance complexe de l'ensemble C_1, C_2, L entre la sortie de R_3 et la masse.

2) En déduire l'expression de la transmittance : $\underline{T}_1(j\omega) = \frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)}$

3) Donner l'expression de la transmittance du diviseur capacitif : $\underline{T}_2(j\omega) = \frac{V_3(j\omega)}{V_2(j\omega)}$

4) En déduire l'expressions littérale de la transmittance de boucle $\underline{T}(j\omega)$ entre l'entrée e_+ de l'amplificateur opérationnel et la sorte v_3 , K étant ouvert.

5) Lorsqu'on ferme K, à quelle condition le montage est-il le siège d'oscillation sinusoïdales ? En déduire l'expression de la fréquence d'oscillation f_0 et calculer L pour que $f_0 = 1 \text{ MHz}$.

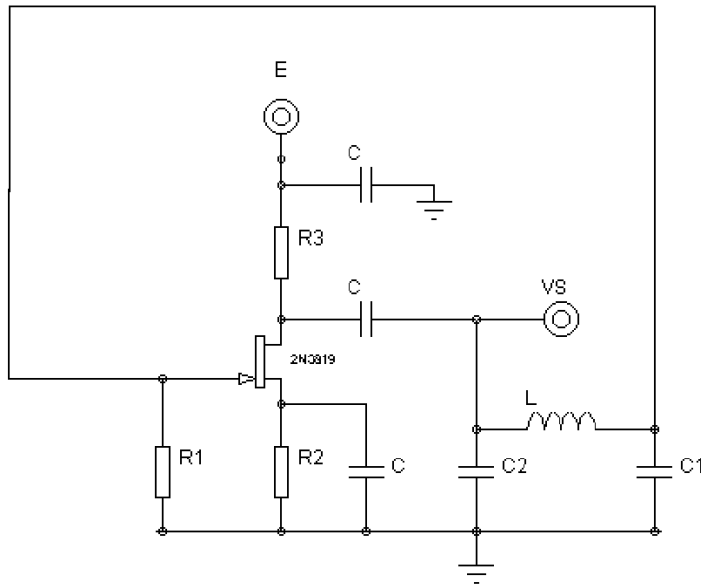
6) Proposer des valeurs pour R_1, R_2 et R_3 .

OSC5- Oscillateur Pierce à transistor

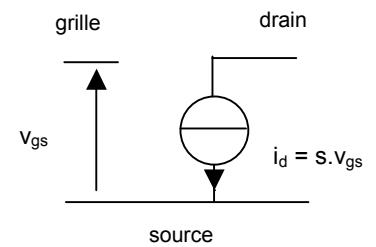


Caractériser le fonctionnement et la fréquence d'oscillation d'un oscillateur

Dans cet oscillateur Pierce, la chaîne directe est un amplificateur à TEC et le quadripôle de réaction constitué de L , C_1 et C_2 .



$$\begin{aligned} R_1 &= 100 \text{ k} & R_2 &= 3,9 \text{ k} \\ R_3 &= 10 \text{ k} & C_1 &= 220 \text{ pF} \\ C_2 &= 100 \text{ pF} & L &= 100 \text{ } \mu\text{H} \\ C &= 1 \text{ } \mu\text{F} \end{aligned}$$



1) En utilisant le schéma équivalent du TEC, établir le schéma en petits signaux de l'oscillateur, avec comme entrée la tension sur la grille et comme sortie la tension aux bornes de C_1 . On négligera l'influence de R_1 .

2) Etablir l'expression de l'amplification A_0 à vide de cet amplificateur (quadripôle L , C_1 , C_2 débranché).

3) Dans les caractéristiques techniques du TEC 2N3919, rechercher les valeurs min et max de la transconductance « s » du TEC et en déduire les valeurs min et max de A_0 .

4) On peut montrer que la transmittance en boucle ouverte de cet oscillateur s'écrit :

$$\underline{T}(j\omega) = -s \cdot R_3 \frac{1}{1 - LC_1\omega^2 + j\omega R_3(C_1 + C_2) \cdot \left(1 - L \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \omega^2\right)}$$

Comment s'écrit la condition d'entretien des oscillations pour ce montage ? en déduire l'expression littérale de la fréquence d'oscillation f_0 . Application numérique.

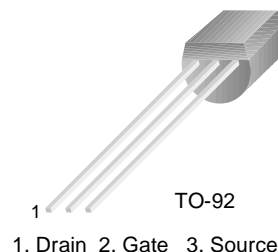
5) Calculer l'expression de la transmittance de boucle à la pulsation ω_0 et en déduire une condition reliant s , R_3 , C_1 et C_2 nécessaire pour que l'oscillateur démarre.

6) En déduire la valeur minimale que doit avoir la pente s du TEC pour que l'oscillateur puisse fonctionner.

7) Cet oscillateur fonctionnera-t-il avec n'importe quel transistor 2N3819 pris au hasard dans le stock ?

N-Channel RF Amplifier

- This device is designed for RF amplifier and mixer applications operating up to 450MHz, and for analog switching requiring low capacitance.
- Sourced from process 50.



Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings* $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Ratings	Units
V_{DG}	Drain-Gate Voltage	25	V
V_{GS}	Gate-Source Voltage	-25	V
I_D	Drain Current	50	mA
I_{GF}	Forward Gate Current	10	mA
T_{STG}	Storage Temperature Range	-55 ~ 150	$^\circ\text{C}$

* This ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES:

- 1) These rating are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
Off Characteristics						
$V_{(BR)GSS}$	Gate-Source Breakdwon Voltage	$I_G = 1.0\mu\text{A}, V_{DS} = 0$	25			V
I_{GSS}	Gate Reverse Current	$V_{GS} = -15\text{V}, V_{DS} = 0$			2.0	nA
$V_{GS(off)}$	Gate-Source Cutoff Voltage	$V_{DS} = 15\text{V}, I_D = 2.0\text{nA}$			8.0	V
V_{GS}	Gate-Source Voltage	$V_{DS} = 15\text{V}, I_D = 200\mu\text{A}$	-0.5		-7.5	V
On Characteristics						
I_{DSS}	Zero-Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 15\text{V}, V_{GS} = 0$	2.0		20	mA
Small Signal Characteristics						
g_{fs}	Forward Transfer Conductance	$V_{DS} = 15\text{V}, V_{GS} = 0, f = 1.0\text{KHz}$	2000		6500	μmhos
g_{oss}	Output Conductance	$V_{DS} = 15\text{V}, V_{GS} = 0, f = 1.0\text{KHz}$			50	μmhos
y_{fs}	Forward Transfer Admittance	$V_{DS} = 15\text{V}, V_{GS} = 0, f = 1.0\text{KHz}$	1600			μmhos
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 15\text{V}, V_{GS} = 0, f = 1.0\text{KHz}$			8.0	pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	$V_{DS} = 15\text{V}, V_{GS} = 0, f = 1.0\text{KHz}$			4.0	pF

Thermal Characteristics $T_A=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Max.	Units
P_D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	350 2.8	mW mW/ $^\circ\text{C}$
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	125	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	357	$^\circ\text{C/W}$

* Device mounted on FR-4 PCB $1.5" \times 1.6" \times 0.06"$

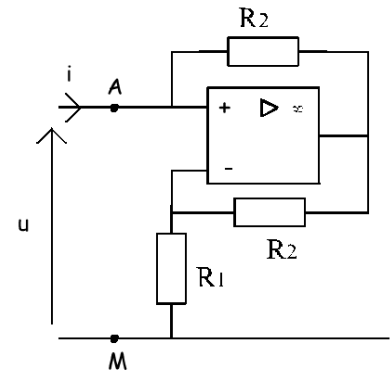
OSC6- Oscillateur à résistance négative



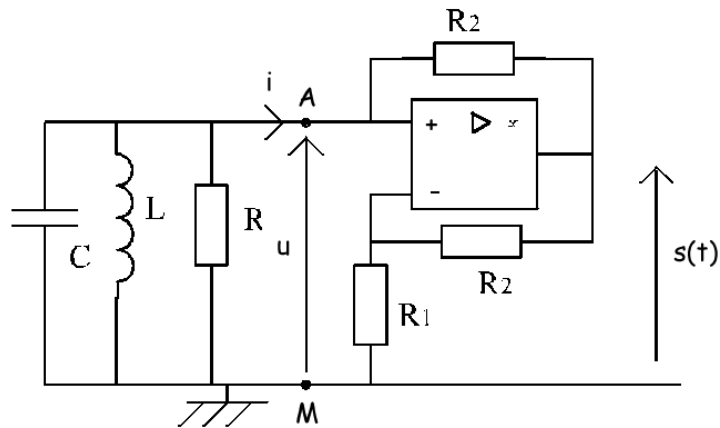
Caractériser le fonctionnement et la fréquence d'oscillation d'un oscillateur

On s'intéresse au dipôle AM dont la structure est donnée ci-contre :

1) Calculer l'impédance d'entrée de ce dipôle et montrer qu'il est équivalent à une résistance négative.



On associe ce dipôle à un circuit RLC selon le schéma suivant :



2) Ecrire les relations tension-courant pour chaque dipôle et la loi des nœuds que l'on dérivera. En déduire l'équation différentielle qui régit la tension $u(t)$.

3) A quelle condition sur R_1 cette équation différentielle admet-elle une solution sinusoïdale ? Quel rôle joue alors le dipôle AM vis-à-vis du circuit RLC ?

4) Application : le circuit résonant est constitué d'un condensateur de valeur $C = 2,2 \text{ nF}$ et d'une bobine dont l'inductance vaut $L = 0,47 \text{ mH}$ et la résistance parallèle $R = 3,8 \text{ k}\Omega$. Calculer la valeur de la fréquence d'oscillation f_0 et proposer des valeurs pour R_1 et R_2 .

OSC7- Oscillateur Colpitts à transistor (d'après BTS 97)



Caractériser le fonctionnement et la fréquence d'oscillation d'un oscillateur

Un émetteur de télémètre travaillant à $f_0 \approx 14$ MHz utilise un oscillateur à quartz dont le montage est donné figure 1 :

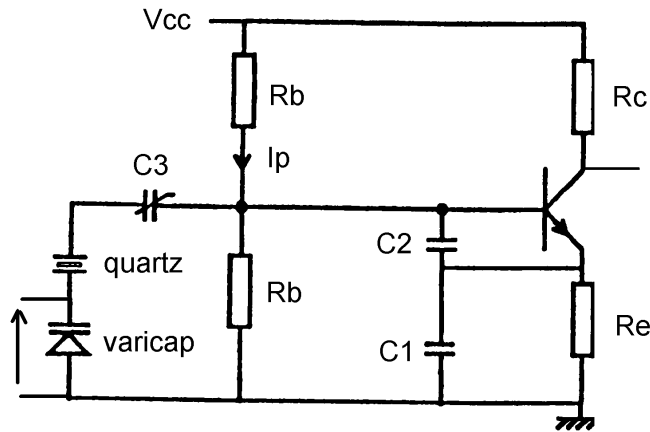


figure 1

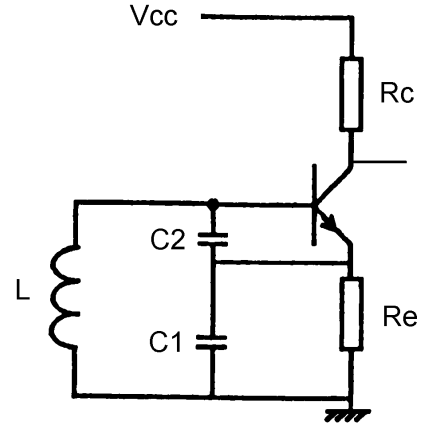


figure 2

$$R_b = 20 \text{ k}\Omega \quad R_c = 270 \text{ }\Omega \quad R_e = 470 \text{ }\Omega \quad C_1 = 220 \text{ pF} \quad C_2 = 100 \text{ pF} \quad V_{cc} = 5 \text{ V}$$

La diode varicap est un composant permettant de faire varier légèrement la fréquence d'oscillation f_0 en fonction d'une tension de commande et ne sera pas étudiée ici. Au voisinage de la fréquence d'oscillation, l'ensemble « varicap+quartz+ C_3 » se comporte comme une bobine d'inductance L .

1) Redessiner le schéma de l'oscillateur (figure 1) en ne tenant compte que des éléments intervenant dans la polarisation continue (transistor, résistances, alimentation).

2) En supposant que le courant de base du transistor est négligeable devant I_p , calculer le potentiel sur la base. Si la tension base-émetteur du transistor vaut $V_{be} = 0,6$ V, calculer le potentiel sur l'émetteur et en déduire la valeur du courant $I_c \approx I_e$ du transistor. Quelle est alors la tension V_{ce} du transistor ? est-il bloqué ? saturé ? ou dans sa zone linéaire ?

3) Pour étudier l'oscillateur, on utilise le schéma simplifié de la figure 2. Le circuit de polarisation de la base n'est pas représenté, son influence étant négligeable à la fréquence d'oscillation. Montrer qu'on peut se ramener au schéma de la figure 3 en précisant la structure du quadripôle de réaction.

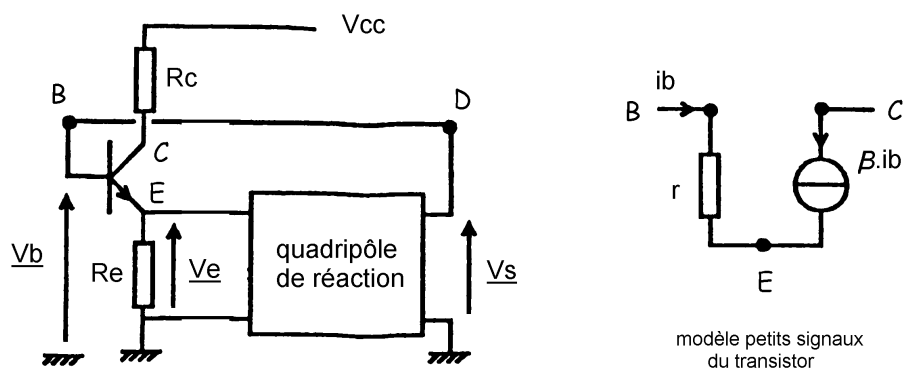


figure 3

4) On ouvre la boucle entre B et D en admettant que cela ne perturbe pas le montage. Dessiner alors le schéma équivalent en petits signaux du montage. Le condensateur de découplage de l'alimentation existe, même s'il n'est pas représenté sur les schémas.

5) On appelle $\underline{Z_e}$ l'impédance équivalente à tous les composants branchés entre l'émetteur du transistor et la masse. En régime sinusoïdal, calculer la transmittance complexe $\underline{T_1} = \underline{V_e} / \underline{V_b}$ en fonction de r , β et $\underline{Z_e}$.

6) Calculer la transmittance $\underline{T}_2 = \underline{V}_s/\underline{V}_e$ en fonction de \underline{Z}_L et \underline{Z}_{C2} , puis en fonction de L, C2 et ω . Montrer qu'elle est toujours réelle.

7) Exprimer la transmittance en boucle ouverte $\underline{T} = \underline{V}_s/\underline{V}_b$ en fonction de \underline{T}_1 et \underline{T}_2 et rappeler la condition que \underline{T} doit vérifier pour le système entre en oscillation.

8) Montrer que cette condition impose que \underline{T}_1 soit réelle, et que \underline{T}_1 est réelle uniquement si \underline{Z}_e est réelle.

9) Vérifier que \underline{Z}_e est réelle lorsque l'impédance d'entrée du quadripôle de réaction est infinie. En déduire que la fréquence d'oscillations possibles est donnée par la relation :

$$\underline{Z}_{C1} + \underline{Z}_{C2} + \underline{Z}_L = 0$$

10) A partir de cette équation, calculer la fréquence d'oscillation f_0 en fonction de L, C₁ et C₂.

11) Montrer que la condition de démarrage impose aussi la condition : $(\beta+1)\frac{C_1}{C_2} > \frac{r}{R_e}$

12) **Application numérique** : L = 1,87 μ H et r = 1 k Ω . Calculer alors la valeur numérique de la fréquence d'oscillation f_0 et montrer que la condition sur le gain en courant β du transistor pour que l'oscillateur démarre est facile à remplir en pratique.

Exercice OSC01 :

1) l'ampli non-inverseur introduit un déphasage nul \Rightarrow le quadripôle de réaction doit aussi introduire un déphasage nul pour que la condition d'entretien des oscillations soit réalisée \Rightarrow l'oscillation n'est possible qu'à 4 kHz

A cette fréquence, le quadripôle atténue de 14 dB il faudra donc une amplification de 14 dB soit $A_v = 5$.
On pourra prendre un montage non-inverseur avec $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$ soit $A_v = 1 + 22/4,7 = 5,68$
Le démarrage de l'oscillateur sera ainsi assuré, l'inconvénient étant un léger écrêtage.

2) l'ampli inverseur introduit un déphasage de $\pi \Rightarrow$ le quadripôle de réaction doit aussi introduire un déphasage de π pour que la condition d'entretien des oscillations soit réalisée \Rightarrow l'oscillation n'est possible qu'à 20 kHz

A cette fréquence, le quadripôle atténue de 54 dB il faudra donc une amplification de 54 dB soit $A_v = 501$.
On pourra prendre un montage inverseur avec $R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 680 \text{ k}\Omega$ soit $A_v = 680/1,2 = 566$.
Le démarrage de l'oscillateur sera ainsi assuré, l'inconvénient étant un léger écrêtage.

Exercice OSC02 :

$$1) \underline{K}(j\omega) = \frac{V_r(j\omega)}{V_s(j\omega)} = \frac{jRC\omega}{1 + 3jRC\omega - R^2C^2\omega^2} \quad 2) \text{ si } f = f_0 \quad \text{alors } \underline{K}(j\omega) = \frac{1}{3}$$

3) pour réaliser un oscillateur, ce quadripôle devra donc être associé à un ampli non inverseur d'amplification 3.

4) on pourra prendre $R_a = 10 \text{ k}\Omega$ et $R_b = 22 \text{ k}\Omega$ ajustable ou régler l'amplification à une valeur légèrement supérieure à 3

Exercice OSC03 :

1) Le quadripôle introduit un déphasage de π à une fréquence de 6,5 kHz. On pourra donc réaliser un oscillateur en l'associant à un montage inverseur.

$$2) \text{ Si on fait } \omega = \omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{6}} \quad \text{on trouve } \underline{K}(j\omega) = -\frac{1}{29} \text{ soit un déphasage de } -180^\circ$$

3) sur la diagramme de Bode on lit $K = -30 \text{ dB}$ soit $K = 0,0316$ très voisin de $1/29 = 0,0344$

4) il faut une amplification de 29, ce qui peut être réalisé avec $R' = 330 \text{ k}\Omega$ ajustable

Exercice OSC04 :

$$1) \underline{Z}(j\omega) = \frac{jL\omega}{1 - LC\omega^2} \quad 2) \underline{T}_1(j\omega) = \frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} = \frac{jL\omega}{jL\omega + R_3(1 - LC\omega^2)}$$

$$3) \underline{T}_2(j\omega) = \frac{V_3(j\omega)}{V_2(j\omega)} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad 4) \underline{T}(j\omega) = \frac{L\omega}{L\omega - jR_3(1 - LC\omega^2)} \times \frac{C_1}{C_1 + C_2} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

5) 6) le montage oscille si $\underline{I}(j\omega) = 1$ ce qui entraîne :

- $\underline{I}(j\omega)$ réel soit la partie imaginaire nulle donc $1 - LC\omega^2 = 0$ d'où la fréquence d'oscillation : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
- $\underline{I}(j\omega) = 1$ soit $\frac{C_1}{C_1 + C_2} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1$ d'où $\frac{R_2}{R_1} = 3,3$ (par exemple $R_1 = 10 \text{ k}$ et $R_2 = 33 \text{ k}$)

La fréquence d'oscillation de 1 MHz sera obtenue pour une inductance de $L = 330 \text{ nH}$.

Remarque : la résistance R_3 n'apparaît pas dans les calculs. En pratique, elle est nécessaire et sa valeur se détermine en faisant un calcul plus réaliste qui tient compte de la résistance parallèle de la bobine.

Exercice OSC05 :

1) Les condensateurs C, à cause de leur valeur élevée, deviennent des court-circuits à la fréquence d'oscillation, ce qui n'est pas le cas des condensateurs C₁ et C₂ de valeur plus faible (hypothèse à vérifier une fois qu'on a calculé f₀).

2) A₀ = -s.R_g

3) 2 mA/V < s < 6,5 mA/V

4) L'entretien des oscillation impose :
$$\underline{T}(j\omega_0) = -s.R_3 \frac{1}{1 - LC_1\omega_0^2 + j\omega_0 R_3(C_1 + C_2) \cdot (1 - L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \omega_0^2)} = 1$$

La partie imaginaire doit être nulle :
$$L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \omega_0^2 = 1 \quad \text{d'où} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2}} \approx 1,8 \text{ MHz}$$

5) La partie réelle doit être supérieure à 1 :
$$\underline{T}(j\omega_0) = -s.R_3 \frac{1}{1 - LC_1\omega_0^2} = -s.R_3 \frac{C_2}{C_1} > 1 \quad \text{6) d'où : } s > 0,56 \text{ mA/V}$$

7) oui, quel que soit le TEC, sa pente est supérieure à la valeur limite

Exercice OSC06 :

1) $\underline{Z}_e(j\omega) = -R_1$

2) $u''(t) + \frac{1}{C}(\frac{1}{R} - \frac{1}{R_1})u'(t) + \frac{1}{LC}u(t) = 0$

3) Cette équation de second ordre admet une solution sinusoïdale si elle n'a pas de terme du premier ordre soit R=R₁.

Dans ce cas, la résistance négative du dipôle actif AM compense exactement la résistance parallèle de la bobine et supprime ainsi tout amortissement de l'oscillation. Comme d'habitude, pour un démarrage garanti on s'assurera que R₁>R.

4) la fréquence d'oscillation est définie par le circuit LC :
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 156,5 \text{ kHz}$$

On choisira R₁ = 3,9 kΩ et pour R₂ la valeur de 4,7 ou 10 kΩ (peu critique)

Exercice OSC07 :

1) 2) Les grandeurs continues sont définies par le transistor en zone active associé à ses 4 résistances de polarisation.

$$\Rightarrow V_b = V_{cc}/2 = 2,5 \text{ V} \quad \Rightarrow V_e = 2,5 - 0,6 = 1,9 \text{ V} \quad \Rightarrow I_e \approx I_c = 1,9/0,47 = 4,04 \text{ mA} \quad \Rightarrow V_{CE} = 5 - (0,27 + 0,47)4,04 = 2 \text{ V}$$

3) Le quadripôle de réaction est un circuit en π avec C₁ entre entrée-masse, C₂ entre entrée-sortie et L entre sortie-masse.

4) Le transistor est remplacé par son schéma équivalent, l'alimentation est à la masse par le condensateur de découplage.

5)
$$\underline{T}_1(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{r}{\underline{Z}_e(1+\beta)}}$$

6)
$$\underline{T}_2(j\omega) = \frac{LC_2\omega^2}{LC_2\omega^2 - 1}$$
 elle est toujours réelle

7)
$$\underline{T}(j\omega_0) = \underline{T}_1(j\omega_0) \times \underline{T}_2(j\omega_0) = 1$$
 pour que le montage oscille à ω₀

8) \underline{T}_2 étant réelle, \underline{T} n'est réelle que si \underline{T}_1 est réelle, ce qui est le cas si \underline{Z}_e est réelle

9) 10) 12) Si l'impédance d'entrée du quadripôle est infinie, on a alors $\underline{Z}_e = R_e$ qui est réelle.

L'impédance d'entrée du quadripôle de réaction
$$Z_{in} = \frac{Z_{C1} \times (Z_{C2} + Z_L)}{Z_{C1} + Z_{C2} + Z_L}$$
 est bien infinie pour la condition indiquée.

Cette condition entraîne que :
$$L\omega_0 = \frac{1}{C_1\omega_0} + \frac{1}{C_2\omega_0} \quad \text{soit} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2}} \approx 14,037 \text{ MHz}$$

11) 12)
$$\underline{T}(j\omega_0) = \frac{1}{1 + \frac{r}{R_e(1+\beta)}} \times \frac{LC_2\omega_0^2}{LC_2\omega_0^2 - 1} = \frac{1}{1 + \frac{r}{R_e(1+\beta)}} \times \frac{C_1 + C_2}{C_2}$$
 l'oscillation démarre si T>1 soit $(\beta+1)\frac{C_1}{C_2} > \frac{r}{R_e}$

et, finalement : β > 1,9 condition vérifiée par tout transistor digne de ce nom !

Questionnaire

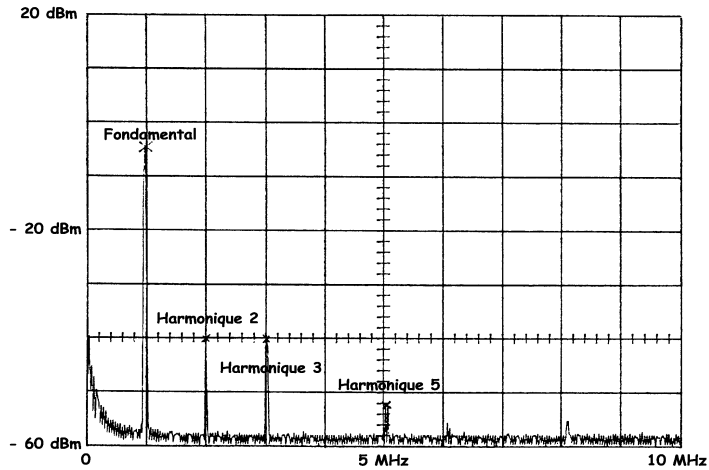


jean-philippe muller



Questions

1 L'analyse du spectre en sortie d'un oscillateur fournissant une tension sinusoïdale a donné le résultat suivant :

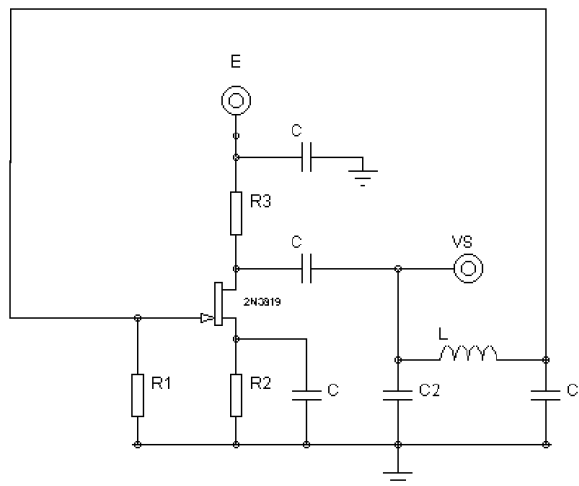


- F = - 5 dBm = 126 mV
- H2 = - 40 dBm = 2,2 mV
- H3 = - 40 dBm = 2,2 mV
- H5 = - 52 dBm = 0,6 mV

- a) le signal produit par l'oscillateur est parfaitement sinusoïdal
- b) les harmoniques principaux sont les harmoniques 2 et 3
- c) le taux de distorsion est de 1,4 %
- d) on peut améliorer la qualité du signal avec un filtre passe-bas

Vrai	Faux
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

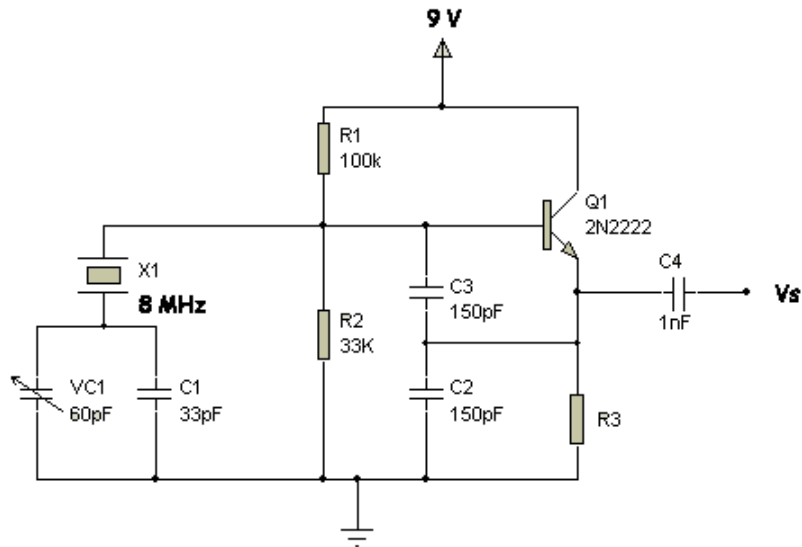
2 Le schéma ci-dessous est celui d'un oscillateur sinusoïdal oscillant à $f_0 = 1,8$ MHz :



- a) le transistor à effet de champ fait partie de la chaîne directe
- b) la chaîne de retour est constituée par $R_2 // C$
- c) une valeur correcte pour les condensateurs C est 100 pF
- d) la valeur des condensateurs C a une influence sur la fréquence d'oscillation
- e) la valeur de L a une influence sur la fréquence d'oscillation

Vrai	Faux
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

3 Le schéma ci-dessous est celui d'un oscillateur construit fonctionnant avec un quartz de 8 MHz :

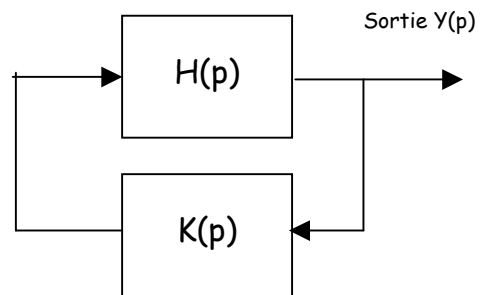


- a) la tension de polarisation sur la base du transistor vaut environ 2,23 V
- b) le courant de repos du transistor vaut 3,5 mA : on en déduit que $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$
- c) l'amplitude de l'oscillation vaut 4,5 V crête
- d) la fréquence de l'oscillation vaut pratiquement $f_0 = 8 \text{ MHz}$
- e) C_1 et VC_1 permettent d'ajuster légèrement la fréquence d'oscillation

Vrai	Faux
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

4 On rappelle la structure classique d'un oscillateur sinusoïdal :

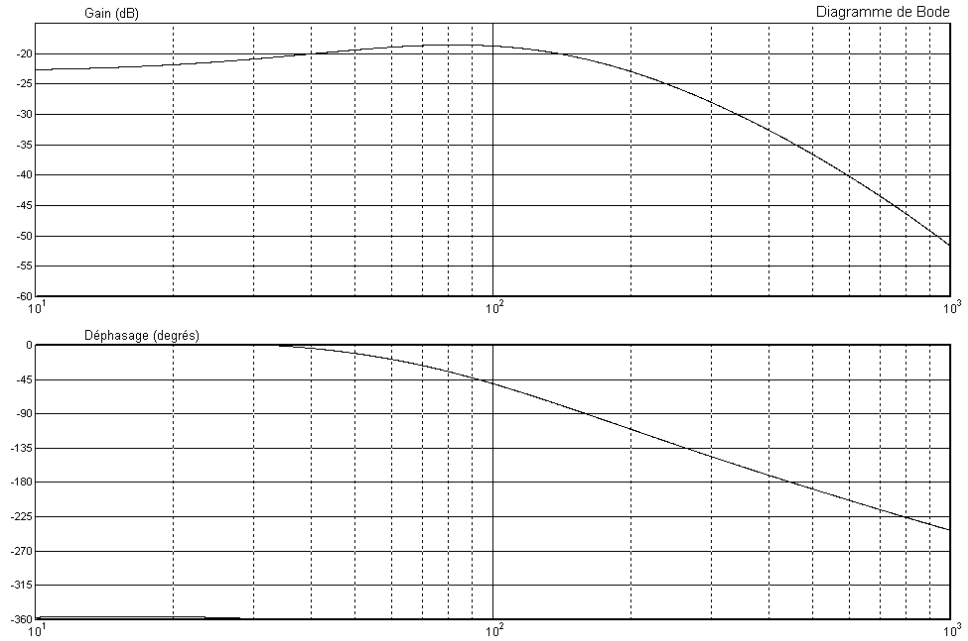
- chaîne directe : $H(p)$
- chaîne de retour : $K(p)$
- gain de boucle : $T(p) = H(p).K(p)$



- a) la chaîne directe est toujours construite autour d'un dispositif amplificateur
- b) la chaîne de retour peut être passive ou active
- c) la chaîne de retour contient toujours une inductance
- d) le système se met à osciller s'il existe une fréquence f_0 telle que $\underline{T}(jf_0) = 1$
- e) quand le système oscille, il se fait à une fréquence f_0 telle que $\underline{T}(jf_0) = 1$
- f) la fréquence d'oscillation f_0 ne dépend que de $H(p)$
- g) l'amplitude de l'oscillation ne dépend que de $H(p)$
- h) un bon oscillateur est un oscillateur qui oscille haut en fréquence
- i) un bon oscillateur est un oscillateur qui donne un signal très proche de la sinusoïde
- j) un bon oscillateur est un oscillateur dont la fréquence est très stable dans le temps
- k) les oscillateurs actuels sont pratiquement tous construits autour d'un AOp

Vrai	Faux
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

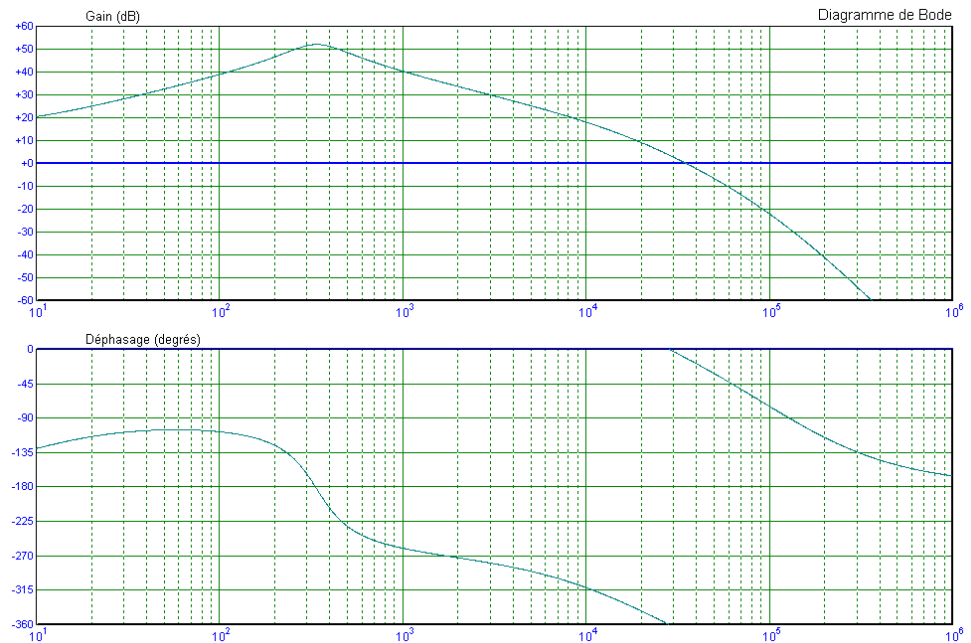
5 La courbe suivante représente le diagramme de Bode d'un quadripôle $K(jf)$ qu'on souhaite utiliser comme quadripôle de retour d'un oscillateur utilisant un AOp :



- a) le montage de l'AOp doit être un non-inverseur
- b) le montage oscillera à la fréquence où le gain est maximal
- c) la fréquence d'oscillation ne peut être que voisine de $f_0 = 450$ Hz
- d) l'amplification doit être supérieure à $A_v = 56$
- e) l'amplitude de l'oscillation sera égale au gain maximal soit -18 dB

	Vrai	Faux
a)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
b)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
c)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
d)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
e)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

6 La transmittance de boucle $I(jf)$ d'un oscillateur a l'allure suivante :



- a) lorsqu'on le boucle, ce système n'oscille pas
- b) ce système bouclé oscille à la fréquence où la marge de phase est nulle, soit 340 Hz
- c) ce système oscille aux alentours de 27 kHz
- d) la condition de démarrage est satisfaite car la phase en BF n'est pas nulle

	Vrai	Faux
a)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
b)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
c)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
d)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>



Réponses

N°	Réponses justes	Commentaires
1	b, d	a) le spectre comporte des harmoniques, le signal n'est donc pas sinusoïdal c) le taux de distorsion vaut 2,5 %
2	a, e	b) la chaîne de retour est constituée par L, C ₁ et C ₂ c) si C = 100 pF alors Z _C = 884 Ω à 1,8 MHz, ce qui est beaucoup trop élevé pour des condensateurs de découplage ou de liaison ; C = 100 nF est une valeur correcte d) les condensateurs C sont des court-circuits à 1,8 MHz et n'ont donc pas d'influence sur f ₀
3	a, d, e	b) la tension sur l'émetteur vaut 2,23 – 0,6 = 1,63 V on en déduit la valeur de la résistance R _e = 1,63/3,5 = 0,47 kΩ c) au repos la tension sur l'émetteur vaut 1,63 V ; quand le montage oscille, cette tension varie mais ne peut pas devenir négative : l'excursion en sortie est donc limitée à 1,63 V crête
4	a, e, g, i, j	b) la chaîne de retour est toujours passive c) la chaîne de retour peut être constituée des éléments suivants : R-C, R-L, R-L-C, quartz, résonateur céramique, résonateur à onde de surface ... d) pour que l'oscillation démarre, il faut que $\underline{I}(jf_0) > 1$ f) la condition d'entretien des oscillations s'écrit $\underline{H}(jf_0) \cdot \underline{K}(jf_0) = 1$ les deux quadripôles H et K interviennent donc pour la fréquence d'oscillation g) au cours du démarrage, c'est parce que la tension de sortie arrive à la limite de l'écrêtage qu'elle cesse de croître : c'est donc en général l'ampli H qui définit l'amplitude de l'oscillation h) la fréquence d'oscillation dépend de l'utilisation, et n'a rien à voir avec la qualité de l'oscillateur k) les AOp sont limités en fréquences et/ou chers ; on utilise donc encore beaucoup les transistors, peu chers et performants aux fréquences élevées
5	c, d	a) et b) : un AOp introduit soit un déphasage nul (montage non-inverseur) soit un déphasage de 180° (montage inverseur). La condition d'oscillation impose un déphasage total nul : la seule solution qui convient est un déphasage de –180° pour le quadripôle K et un montage inverseur e) l'amplitude est déterminée par les tensions de butée de l'AOP
6	c	a) b) c) à 27 kHz le déphasage total est nul et le gain positif (T > 1), l'oscillation va donc démarrer à cette fréquence d) le démarrage est assuré grâce au gain légèrement positif à cette fréquence. Il sera ramené à T = 1 par un léger écrêtage