

Les oscillateurs sinusoïdaux

9.1 Introduction

On utilise le plus souvent la réaction positive pour concevoir les oscillateurs. Ces derniers sont des circuits qui fournissent une tension de sortie sinusoïdale sans signal d'entrée.

9.2 Principe

On considère la réaction série-parallèle ou réaction de tension suivante :

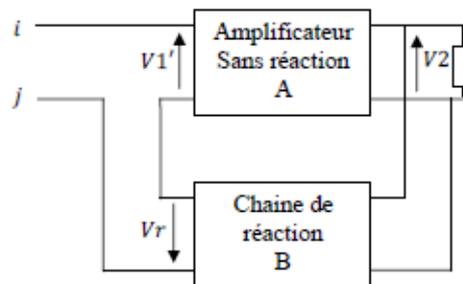


Figure 9.1

- Appliquons une tension v sinusoïdale à l'entrée de l'amplificateur sans réaction (en boucle ouverte) de gain A , dans ce cas $V1' = v$,
- Il apparaît alors à la sortie une tension $V2 = A v$, et à la sortie de la chaîne de réaction une tension $Vr = ABV2 = ABv$
- Maintenant, si on enlève la tension v et on court-circuite les points i et j
 - 1) Si $AB < 1 \Rightarrow$ les oscillations ont tendance à disparaître.
 - 2) Si $AB > 1 \Rightarrow$ le signal de sortie sera amplifié
 - 3) Si $AB = 1 \Rightarrow$ les oscillations du signal seront maintenues et resteront stable.

Car pour les deux derniers cas, le bruit thermique des résistances a une largeur de fréquences presque infinie, supérieure à $10^{12} Hz$ et puisque le signal injecté en premier v a une fréquence f_0 donc on aura à la sortie V_2 un bruit à la fréquence f_0 mais amplifié, d'où on obtient un signal sinusoïdal à la fréquence f_0 .

En résumé

Le gain de la boucle AB doit être initialement plus grand que un à la fréquence où le déphasage de la boucle est nul.

Une fois le niveau désiré atteint, AB doit chuter jusqu'à un par suite de la réduction de A ou de B .

Donc pour avoir des oscillations, il faut que :

$$AB \geq 1 \quad (9.1)$$

On rappelle que A et B sont complexes donc dépendant de ω .

Cela nous mène à la condition de Barkhausen avec ω_0 la pulsation des oscillations.

$$|A(j\omega_0)B(j\omega_0)| \geq 1 \quad (9.2)$$

Ou $|A(j\omega_0)| \geq \frac{1}{|B(j\omega_0)|}$

Et

$$\arg(A(j\omega_0)B(j\omega_0)) = 0 \text{ ou } 2k\pi, k \text{ entier}$$

$$\Rightarrow \arg A(j\omega_0) = -\arg B(j\omega_0) \quad (9.3)$$

9.2.1 Stabilité de la fréquence

De l'équation (9.3), on déduit que la fréquence d'oscillation est fixée par la condition sur la phase.

En réalité, les déphasages introduits par les gains A et B peuvent varier sous l'influence de différents paramètres :

- L'ajout de capacités parasites sous l'effet de l'humain proche d'un montage fonctionnant en moyennes ou hautes fréquences.
- Les paramètres du composant actif utilisé, le transistor par exemple peuvent varier en fonction de la température comme les épaisseurs de jonctions et les capacités internes.
- Les éléments passifs utilisés comme les condensateurs, inductances et résistances vieillissent au cours du temps et donc modification de leurs valeurs ce qui se traduit par une variation de déphasage qui sera alors compensée par une variation de la fréquence $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$.
- Pour que la condition (9.3) reste respectée il faut que l'oscillateur soit stable en fréquence.

La stabilité d'un oscillateur est déterminée par la pente de la phase de la chaîne de réaction B définie par :

$$S = \frac{d\varphi(\omega_0)}{d\omega} \quad (9.4)$$

- Plus ce coefficient est grand mieux est la stabilité de l'oscillateur.

La figure 9.2 représente le cas de deux oscillateurs sinusoidaux, le premier A a une pente élevée et le deuxième B a une faible pente. Dans le cas de l'oscillateur A on remarque une faible variation $\Delta\varphi_A$ de son argument par contre pour l'oscillateur B on remarque une variation $\Delta\varphi_B$ beaucoup plus large, on déduit que l'oscillateur A est meilleur que B.

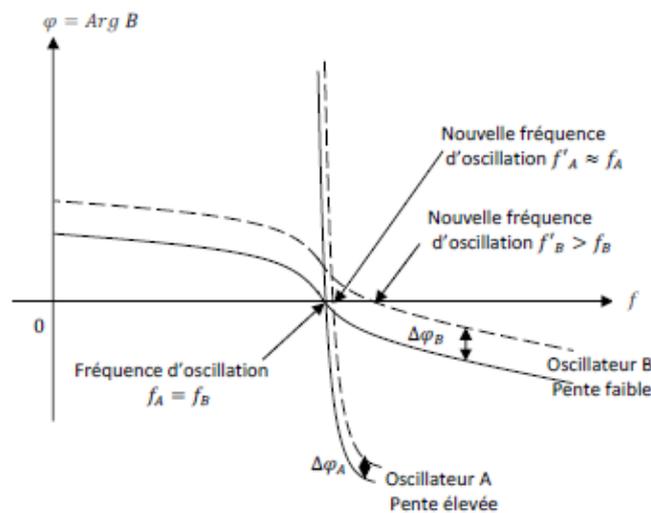


Figure 9.2

Exemple dans le cas d'un circuit oscillant R, L, C

$\varphi = \arctg\left(\frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}\right) \approx \left(\frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}\right)$ au voisinage de la pulsation d'oscillation, donc la pente est :

$$S = \frac{d\varphi(\omega_0)}{d\omega} = \frac{2}{RC\omega_0^3} = 2 \frac{Q}{\omega_0^2}$$

Donc proportionnelle au facteur de qualité Q du circuit oscillant utilisé.

Pour cela on utilise des résonateurs à fort coefficient de qualité pour réaliser des oscillateurs stables, le tableau 9.1 présente quelques résonateurs.

Gamme de fréquence	Type de résonateur
10 KHz à 100 MHz	Quartz, résonateur piézoélectrique
100 MHz à 1 GHz	A onde de surface
1 GHz à 2,5 GHz	Céramique coaxial
2.5 GHz à 20 GHz	Diélectrique

Tableau 9.1

9.2.2 Stabilité d'amplitude

De ce qu'est écrit dans les paragraphes précédents, on déduit qu'initialement l'amplification AB est supérieure à un et puis elle descend et se stabilise à un pour que les oscillations se maintiennent.

En réalité il y'a trois façons de procéder pour obtenir ce résultat, soit :

- On utilise le régime non linéaire d'un transistor fonctionnant en amplificateur, d'où saturation de la sortie dès que l'entrée dépasse le niveau maximum requis pour ne pas avoir cette saturation.
- Utilisé un amplificateur opérationnel dont la sortie subit un écrêtage dès quelle atteint le niveau de la tension d'alimentation.
- Utiliser un contrôle automatique de gain CAG qui diminue l'amplification aux amplitudes élevées.

Les deux premiers cas peuvent être utilisés pour la conception des oscillateurs pour signaux en créneaux ou carrés et le troisième cas est utilisé pour la conception des oscillateurs sinusoïdaux.

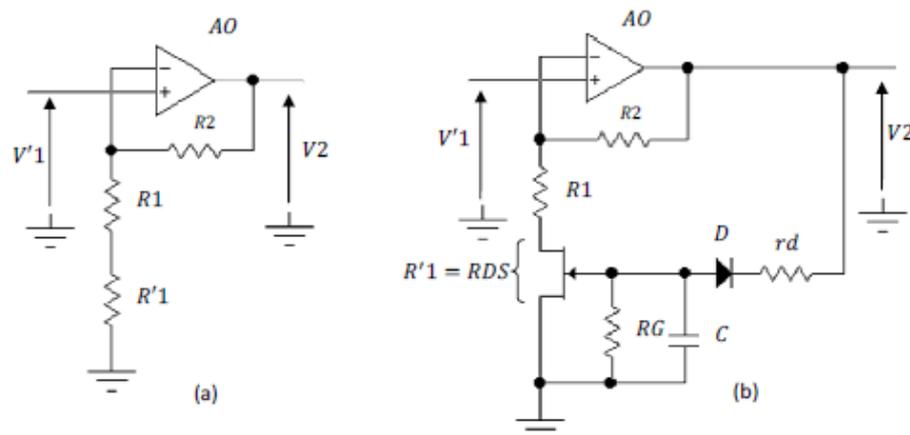


Figure 9.3

Donc pour la conception des oscillateurs sinusoïdaux purs on doit faire travailler l'élément actif, transistor ou A.O dans leurs zones linéaires ou utilisé une CAG.

La figure 9.3a représente un amplificateur opérationnel monté en amplificateur non inverseur, on peut calculer directement son gain A :

On a:

$$\begin{aligned} V'1 &= V + \\ V+ &= V - \\ V- &= \frac{R1+R'1}{R1+R'1+R2} V2 \end{aligned}$$

$$\text{D'où} \quad A = \frac{V2}{V'1} = \frac{R1+R'1+R2}{R1+R'1} = 1 + \frac{R2}{R1+R'1} \quad (9.5)$$

9.2.3 Amplificateur opérationnel monté en amplificateur non inverseur à commande automatique de gain.

On remarque dans l'équation (9.5) que $R'1$ est au dénominateur, on peut l'utiliser comme stabilisateur de tension pour $V2$; c'est-à-dire pour que $V2$ ne soit pas écrêté si $V'1$ dépasse une certaine valeur limite.

Dans la figure 9.3b, $R'1$ est remplacée par la résistance RDS d'un transistor TEC, cette résistance est variable en fonction de la tension VGG appliquée à VGS . Puisqu'on a utilisé un TEC à canal N, la tension VGG est négative. VGG n'est autre que la tension $V2$ redressée par la diode D et filtrée par le condensateur C .

Puisque on a besoin de VGG négative, la diode D est montée en sens inverse pour ne laisser passer que les alternances négatives de $V2$.

Dans ce cas $VGG = VGS = K V2$, K est une constante inférieure à un. La résistance rd est calculée suivant la valeur de la tension de pincement Vp du TEC.

On choisie la constante de temps $\tau = RG C \gg T$ pour avoir une tension continue négative parfaite, T étant la période du signal de sortie $V2$.

On sait de l'équation (1.5) que la transconductance $gm = gm0(1 - \frac{VGS}{VP})$, la résistance drain source est l'inverse de gm ,

Donc

$$RDS = \frac{1}{gm0(1 - \frac{VGS}{VP})} = \frac{RDS0}{1 - \frac{VGS}{VP}} \quad (9.6),$$

$$\text{avec } RDS0 = \frac{1}{gm0}$$

La figure 9.4 représente différentes valeurs de RDS en fonction de ID et VDS .

En remplaçant RDS par sa valeur dans A de (9.5), on obtient :

$$A = 1 + \frac{R2}{R1 + \frac{RDS0}{1 - \frac{KV2}{VP}}} \quad (9.7)$$

On constate bien dans l'équation ci-dessus que A diminue si V_2 augmente car présence du signe moins, donc c'est bien une commande automatique de gain ou CAG..

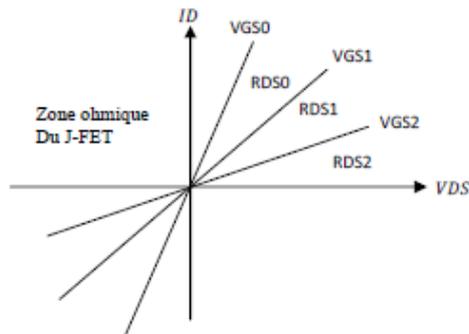


Figure 9.4

9.3 Les différents types d'oscillateurs sinusoïdaux

On trouve dans la littérature quatre grands types d'oscillateurs :

- Oscillateurs RC
- Oscillateurs LC
- Oscillateurs à quartz
- Oscillateurs harmoniques

Le premier type est à base de cellule RC , le deuxième type est à base de L et C et le troisième et le quatrième type sont à base d'un cristal de quartz et d'inductance et capacité. On donne ci-après les études détaillées de chaque type.

9.3.1 Les oscillateurs RC

9.3.1.1 Oscillateur RC à pont de Wien

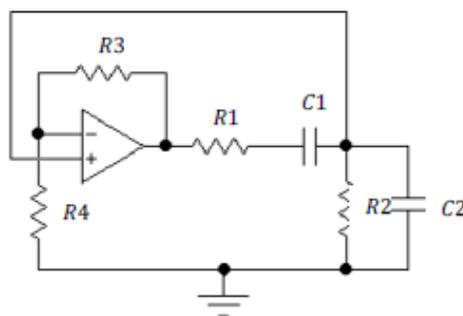


Figure 9.5

La figure 9.5 représente un oscillateur RC à pont de Wien à amplificateur opérationnel.

On veut calculer le gain A de l'amplificateur sans réaction et le gain B de la chaîne de réaction et déduire la fréquence des oscillations et le gain à cette fréquence. Pour cela on compare la figure 9.1 avec la figure 9.5 et en arrangeant cette dernière on obtient la figure 9.6.

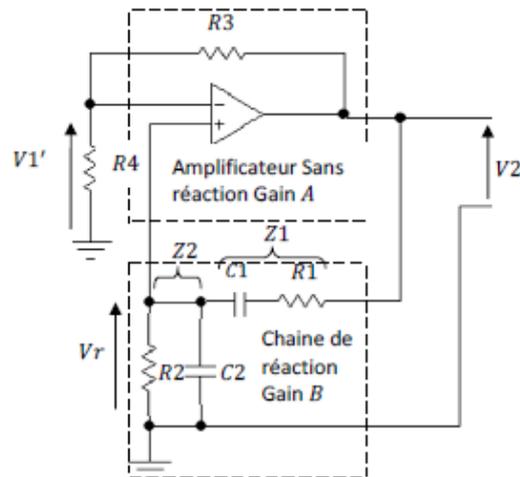


Figure 9.6

On rappelle l'équation (8.2),

$$i_{-} = i_{+} = 0 \text{ et } v_{-} \cong v_{+}$$

Cette équation est un outil essentiel dans le calcul des circuits à base d'amplificateur différentiel ou amplificateur opérationnel.

Donc les courants qui entrent dans l'amplificateur opérationnel sont nuls ($i_{-} = i_{+} = 0$), et les tensions à ses entrées sont égales ($v_{-} \cong v_{+}$).

1. Calcul du gain A

On reconnaît dans la figure 9.6 l'amplificateur sans réaction, c'est la même que la figure 8.4 avec $R1$ c'est $R4$ et $R2$ c'est $R3$ donc c'est un montage non inverseur est le gain est :

$$A = \frac{V2}{V1'} = 1 + \frac{R3}{R4}$$

Ou on peut appliquer directement le diviseur de tension à $V1'$ sur la figure 9.3, donc :

$$V1' = \frac{R4}{R3 + R4} V2$$

$$\Rightarrow A = \frac{V_2}{V_1'} = \frac{R_3 + R_4}{R_4} = 1 + \frac{R_3}{R_4} \quad (9.8)$$

et c'est le même résultat que plus haut.

2. Calcul de B

On pose

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1} + R_1 = \frac{1 + jR_1C_1\omega}{j\omega C_1}$$

Et

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2} // R_2 = \frac{\frac{1}{j\omega C_2} R_2}{\frac{1}{j\omega C_2} + R_2} = \frac{R_2}{1 + jR_2C_2\omega}$$

De la même manière on applique le diviseur de tension à V_r sur la figure 9.3, donc

$$\begin{aligned} V_r &= \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} V_2 \Rightarrow B = \frac{V_r}{V_2} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \\ &= \frac{\frac{R_2}{1 + jR_2C_2\omega}}{\frac{1 + jR_1C_1\omega}{j\omega C_1} + \frac{R_2}{1 + jR_2C_2\omega}} = \frac{jR_2C_1\omega}{(1 + jR_1C_1\omega)(1 + jR_2C_2\omega) + jR_2C_1\omega} \\ &= \frac{jR_2C_1\omega}{1 - R_1R_2C_1C_2\omega^2 + j\omega(R_1C_1 + R_2C_2 + R_2C_1)} \end{aligned} \quad (9.9)$$

3. La fréquence des oscillations

$AB \geq 1$ est un nombre réel, or on a calculé A , il est réel donc forcément B doit être réel. Si B est réel donc le terme dans l'équation (9.9) ;

$$1 - R_1R_2C_1C_2\omega^2 = 0,$$

de là on tire:

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \quad (9.10)$$

Donc le gain à cette fréquence est :

$$AB(\omega_0) \geq \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \frac{R_2C_1}{R_1C_1 + R_2C_2 + R_2C_1} \quad (9.11)$$

9.3.1.2 Oscillateurs RC à réseau déphaseur

Avant d'entamer l'étude de ce type d'oscillateur, on considère le circuit de la figure 9.7 et on calcul sa fonction de transfert $T = \frac{V4}{V1}$, chaque cellule $Z1, Z2$ peut être un circuit passif passe bas donc RC ou passe haut CR.

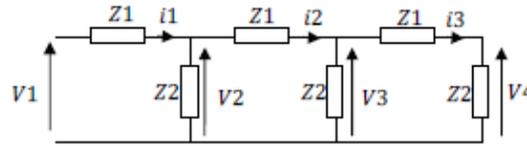


Figure 9.7

Calcul de $V3$

$$i3 = \frac{V4}{Z2}$$

$$i3 = \frac{V3}{Z1 + Z2} \Rightarrow \frac{V4}{Z2} = \frac{V3}{Z1 + Z2}$$

$$\Rightarrow V3 = \frac{Z1 + Z2}{Z2} V4 = \left(1 + \frac{Z1}{Z2}\right) V4 = (1 + x)V4 \quad (9.12)$$

Avec $x = \frac{Z1}{Z2}$ (9.13)

Calcul de $V2$

$$V2 = Z1 i2 + V3$$

$$\text{Or } i2 = i3 + \frac{V3}{Z2} = \frac{V4}{Z2} + \frac{V3}{Z2}$$

$$\text{Donc } V2 = Z1 \left(\frac{V4}{Z2} + \frac{V3}{Z2}\right) + V3 = \frac{Z1}{Z2} (V4 + V3) + V3 = x(V4 + (1 + x)V4) + (1 + x)V4 = (x + x + x^2 + 1 + x)V4 = (x^2 + 3x + 1)V4 = V2 \quad (9.14)$$

Calcul de $V1$

$$V1 = Z1 i1 + V2$$

$$\text{Or } i1 = i2 + \frac{V2}{Z2} = \frac{V4}{Z2} + \frac{V3}{Z2} + \frac{V2}{Z2} = \frac{V2 + V3 + V4}{Z2} \quad (9.15)$$

Donc

$$\begin{aligned} V1 &= Z1 \frac{V2 + V3 + V4}{Z2} + V2 = x((x^2 + 3x + 1)V4 + (1 + x)V4 + V4) + (x^2 + 3x + 1)V4 \\ &= x((x^2 + 3x + 1 + (1 + x) + 1) + (x^2 + 3x + 1))V4 = x((x^2 + 4x + 3) + (x^2 + 3x + 1))V4 \\ &= (x^3 + 4x^2 + 3x + x^2 + 3x + 1)V4 \\ &= (x^3 + 5x^2 + 6x + 1)V4 \end{aligned} \quad (9.16)$$

D'où la transmittance

$$T = \frac{V4}{V1} = \frac{1}{x^3 + 5x^2 + 6x + 1} \quad (9.17)$$

Pour des cellules RC passe bas

$$Z1 = R \text{ et } Z2 = \frac{1}{j\omega c} \text{ donc } x = \frac{Z1}{Z2} = jRc\omega$$

Pour que T soit réelle il faut que la partie imaginaire au dénominateur soit nulle, Donc

$$\begin{aligned} x^3 + 6x = 0 &\Rightarrow x^2 + 6 = 0 \Rightarrow (jRc\omega)^2 + 6 = 0 \Rightarrow -(Rc\omega)^2 + 6 = 0 \\ &\Rightarrow \omega = \omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{Rc} \end{aligned} \quad (9.18)$$

Et le gain

$$T(\omega_0) = \frac{1}{5(jRc\omega_0)^2 + 1} = \frac{1}{-5(Rc \frac{\sqrt{6}}{Rc})^2 + 1} = -\frac{1}{29} \quad (9.19)$$

Pour des cellules RC passe haut

$$Z1 = \frac{1}{j\omega c} \text{ et } Z2 = R \text{ donc } x = \frac{Z1}{Z2} = \frac{1}{jRc\omega}$$

Pour que T soit réelle il faut que la partie imaginaire au dénominateur soit nulle, Donc

$$\begin{aligned} x^3 + 6x = 0 &\Rightarrow x^2 + 6 = 0 \Rightarrow (\frac{1}{jRc\omega})^2 + 6 = 0 \Rightarrow -(\frac{1}{Rc\omega})^2 + 6 = 0 \\ &\Rightarrow \omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6}Rc} \end{aligned} \quad (9.20)$$

On trouve donc le même gain à ω_0

$$T(\omega_0) = -\frac{1}{29} \quad (9.21)$$

9.3.1.3 Réseau déphaseur à ampli opérationnel

La figure 9.8a représente un oscillateur à réseau déphaseur passe bas, donc son entrée est $V2$ à la place de $V1$ dans la figure 9.4 et sa sortie est Vr à la place de $V4$.

La figure 9.8b représente un oscillateur à réseau déphaseur passe haut.

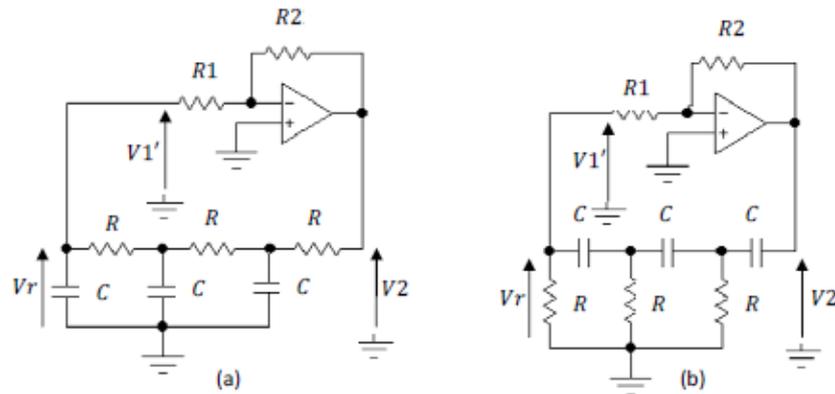


Figure 9.8

Dans ces deux figures on reconnaît l'amplificateur sans réaction de gain A et la chaîne de réaction qui est le réseau déphaseur de gain B . Ce gain B on l'a déjà calculé et c'est la transmittance T , équation (9.17).

Calcul du gain A

Dans les deux figures l'amplificateur opérationnel est monté en amplificateur inverseur, figure 8.3 donc $A = -\frac{R2}{R1}$

On rappelle que les conditions d'oscillations sont à la fréquence d'oscillation:

$$|AB| \geq 1 \Rightarrow |A| \geq \frac{1}{|B|} \Leftrightarrow \frac{R2}{R1} \geq 29 \Rightarrow R2 \geq 29 R1$$

Et la condition $Arg(AB) = 0$ est:

$$Arg(AB) = Arg\left(-\frac{R2}{R1}\right)\left(-\frac{1}{29}\right) = Arg\frac{R2}{29R1} = 0$$

Donc la deuxième condition est satisfaite.

Pour la fréquence d'oscillation de l'amplificateur à réseau déphaseur passe bas de la figure 9.8a est donnée à l'équation (9.18) et celle de l'amplificateur à réseau déphaseur passe haut de la figure 9.8b est donnée à l'équation (9.20).

9.3.1.4 Oscillateur à Réseau déphaseur à transistor bipolaire

On sait que le réseau déphaseur introduit un déphasage de π donc c'est l'amplificateur à émetteur commun qui convient, figure 9.9a car il introduit aussi un déphasage de π .

Dans le calcul du gain on va utiliser le gain en courant $\frac{I_s}{I_e}$ à la place du gain en tension car les résistances de polarisations et d'entrée rentrent en jeu.

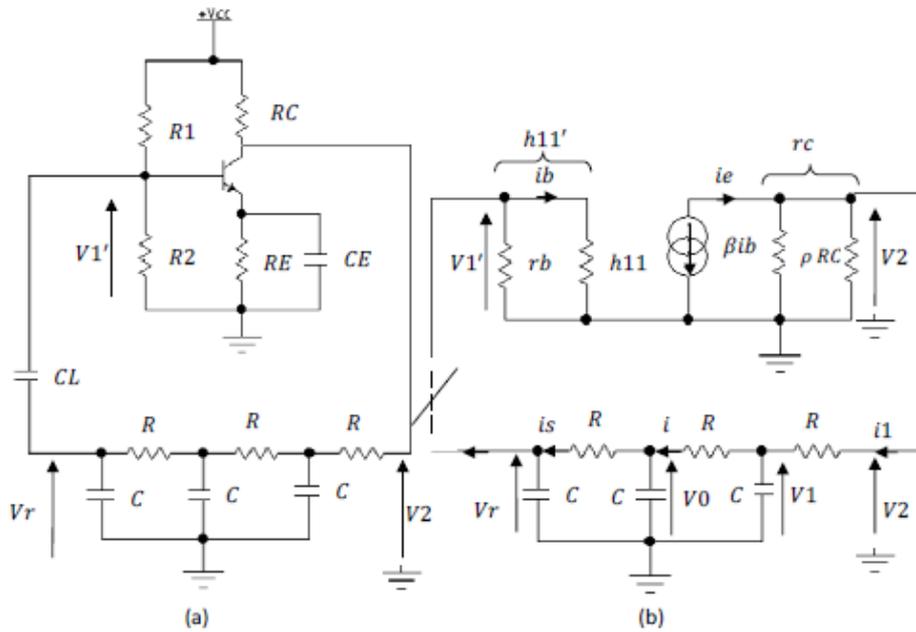


Figure 9.9

CL et CE sont des court-circuits à la fréquence de travail, on pose :

$$\rho = h_{22}^{-1}, r_b = R1 // R2, h_{11}' = h_{11} // r_b, r_c = RC // \rho, Z1 = R \text{ et } Z2 = \frac{1}{j\omega C}$$

Calcul du gain en courant $\frac{i_s}{i_e}$

Le calcul se fait en boucle ouverte c'est-à-dire la liaison entre V_r et $V1'$ est supprimée, figure 9.9b.

De l'équation (9.17), on peut écrire $T = \frac{V_r}{V2} = \frac{1}{x^2 + 5x + 6}$ avec $x = \frac{Z1}{Z2}$

De la figure 9.9b, on a :

$$i_s = \frac{V_r}{Z2} = \frac{T V2}{Z2}$$

$$i_e = \frac{V2}{r_c} + i1$$

De l'équation (9.15), on peut écrire

$$i1 = \frac{V1 + V0 + V_r}{Z2} = \frac{((x^2 + 3x + 1)V_r + (1 + x)V_r + V_r)}{Z2} = \frac{(x^2 + 4x + 3)V_r}{Z2}$$

$$\text{Donc } i_e = \frac{V2}{r_c} + \frac{(x^2 + 4x + 3)V_r}{Z2}$$

On calcule le gain en courant

$$\frac{i_s}{i_e} = \frac{\frac{T V_2}{Z_2}}{\frac{V_2 + (x^2 + 4x + 3)V_1}{rc} \frac{V_1}{Z_2}} = \frac{T rc}{Z_2 + rc(x^2 + 4x + 3)\frac{V_1}{V_2}} = \frac{T}{\frac{Z_2}{rc} + (x^2 + 4x + 3)T} = \frac{1}{\frac{Z_2}{T rc} + (x^2 + 4x + 3)}$$

En remplaçant T par sa valeur, on obtient :

$$\frac{i_s}{i_e} = \frac{1}{\frac{Z_2}{rc}(x^3 + 5x^2 + 6x + 1) + x^2 + 4x + 3} \quad (9.22)$$

- Pour le réseau déphaseur à filtre passe bas $x = jRc\omega$ et $Z_2 = \frac{1}{j\omega c}$ figure 9.9.

Donc pour que le gain soit réel, il faut que la partie imaginaire dans (9.22) soit nulle:

$$\begin{aligned} &\Rightarrow \frac{Z_2}{rc}(5x^2 + 1) + 4x = 0 \\ &\Rightarrow \frac{1}{j\omega c} (5(jRc\omega)^2 + 1) + 4jRc\omega = 0 \\ &\Leftrightarrow -5R^2c^2\omega^2 + 1 - 4Rrc^2\omega^2 = 0 \\ &\Leftrightarrow R^2c^2\omega^2 \left(5 + 4\frac{rc}{R}\right) - 1 = 0 \end{aligned}$$

Donc la pulsation des oscillations est :

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{Rc\sqrt{5 + 4\frac{rc}{R}}} = \frac{1}{Rc\sqrt{6}\sqrt{\frac{5}{6} + \frac{2}{3}\frac{rc}{R}}} \quad (9.23)$$

- Pour un réseau déphaseur à filtre passe haut $Z_1 = \frac{1}{j\omega c}$, $Z_2 = R$ et $x = \frac{1}{jRc\omega}$.

On trouve

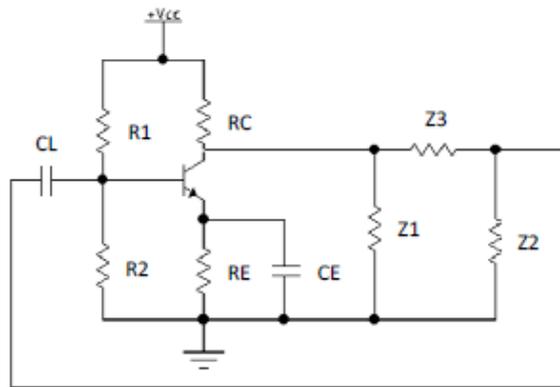
$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{Rc\sqrt{6 + 4\frac{rc}{R}}} = \frac{1}{Rc\sqrt{6}\sqrt{1 + \frac{2}{3}\frac{rc}{R}}} \quad (9.24)$$

9.3.2 Les oscillateurs à circuit LC

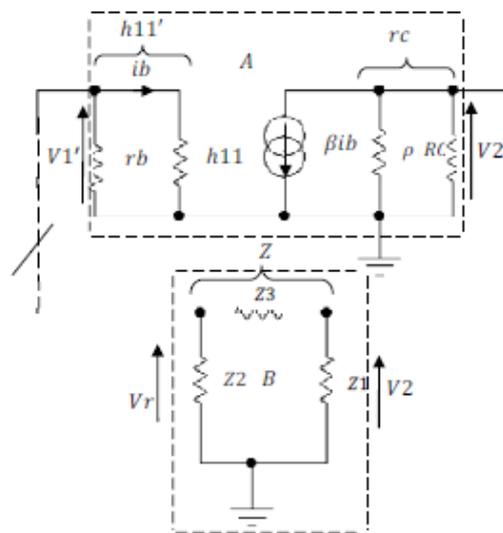
Le principe de base général d'un oscillateur LC peut être représenté à la figure 9.10a, les impédances Z_1 , Z_2 , et Z_3 peuvent être des capacités ou des inductances selon le type de l'oscillateur, Colpitts ou Hartley. Le schéma en alternatif est représenté à la figure 9.10b.

On pose :

$$\rho = h22^{-1}, rb = R1//R2, rc = RC//\rho \text{ et } Z = Z1//(Z2 + Z3) = \frac{Z1(Z2+Z3)}{Z1+Z2+Z3}$$



(a)



(b)

Figure 9.10

On fait le calcul de AB en boucle ouverte, donc la liaison entre V_r et V_1' est supprimée, figure 9.10b.

Calcul de la réaction $B = \frac{V_r}{V_2}$

On applique directement le diviseur de tension

$$V_r = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} V_2 \Rightarrow B = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3}$$

(9.25)

Calcul de l'amplification $A = \frac{V_2}{V_1'}$

$$V_2 = -\beta ib rc // Z = -\beta ib \frac{rc Z}{rc + Z} = -\beta ib \frac{rc}{\frac{rc}{Z} + 1}$$

$$V_1' = h_{11} ib$$

Donc

$$A = \frac{-\beta ib \frac{rc}{\frac{rc}{Z} + 1}}{h_{11} ib} = \frac{-\beta rc}{h_{11} \frac{rc}{Z} + 1}$$

En remplace Z par sa valeur, on obtient

$$A = \frac{-\beta rc}{h_{11} \frac{rc}{\frac{Z_1 (Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}} + 1} = \frac{-\beta rc}{h_{11} \frac{rc(Z_1 + Z_2 + Z_3)}{Z_1 (Z_2 + Z_3)} + 1} \quad (9.26)$$

De la, on calcul

$$\begin{aligned} AB &= \frac{-\beta rc}{h_{11} \frac{rc(Z_1 + Z_2 + Z_3)}{Z_1 (Z_2 + Z_3)} + 1} \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \\ &= \frac{-\beta rc}{h_{11} \frac{rc}{Z_1} (Z_1 + Z_2 + Z_3) + (Z_2 + Z_3)} \\ &= \frac{-\beta rc}{h_{11} rc(Z_1 + Z_2 + Z_3) + (Z_2 + Z_3)Z_1} \end{aligned} \quad (9.27)$$

Or si on pose $Z_1 = jX_1$, $Z_2 = jX_2$ et $Z_3 = jX_3$ alors (9.27) devient

$$AB = \frac{\beta rc}{h_{11} rc j(X_1 + X_2 + X_3) - (X_2 + X_3)X_1} \quad (9.28)$$

Conditions d'oscillation

$$AB \geq 1 \Rightarrow \frac{\beta rc}{h_{11} rc j(X_1 + X_2 + X_3) - (X_2 + X_3)X_1} \geq 1 \quad (9.29)$$

$AB \geq 1$ est réel donc le terme imaginaire

$$(X_1 + X_2 + X_3) = 0 \quad (9.30)$$

D'où (9.29) devient

$$AB = \frac{\beta rc}{h_{11}} \frac{X_2}{-(X_2 + X_3)} \geq 1$$

Or de (9.30) $X_2 + X_3 = -X_1$

Finalement

$$AB = \frac{\beta rc}{h_{11}} \frac{X_2}{X_1} \geq 1 \quad (9.31)$$

De cette équation on a la condition

$$\frac{\beta rc}{h_{11}} \geq \frac{X_1}{X_2} \quad (9.32)$$

Puisque AB est positif donc $\frac{X_2}{X_1}$ sont de même signe de (9.30) $\Rightarrow X_3$ de signe opposé

- Si X_1 et X_2 sont de signe positif donc ce sont des inductances et X_3 est une capacité, c'est le montage Hartley, figure 9.11a.
- Si X_1 et X_2 sont de signe négatif donc ce sont des capacités et X_3 est une inductance, c'est le montage Colpitts, figure 9.11b.

9.3.2.1 L'oscillateur Hartley

$$Z_1 = jL_1 \omega, Z_2 = jL_2 \omega \text{ et } Z_3 = \frac{1}{jc_3 \omega}$$
$$(X_1 + X_2 + X_3) = jL_1 \omega + jL_2 \omega + \frac{1}{jc_3 \omega} = 0 \Rightarrow L_1 + L_2 - \frac{1}{jc_3(\omega_0)^2} = 0$$

$$\Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)c_3}} \quad (9.33)$$

Et

$$\frac{\beta rc}{h_{11}} \geq \frac{L_1}{L_2}$$

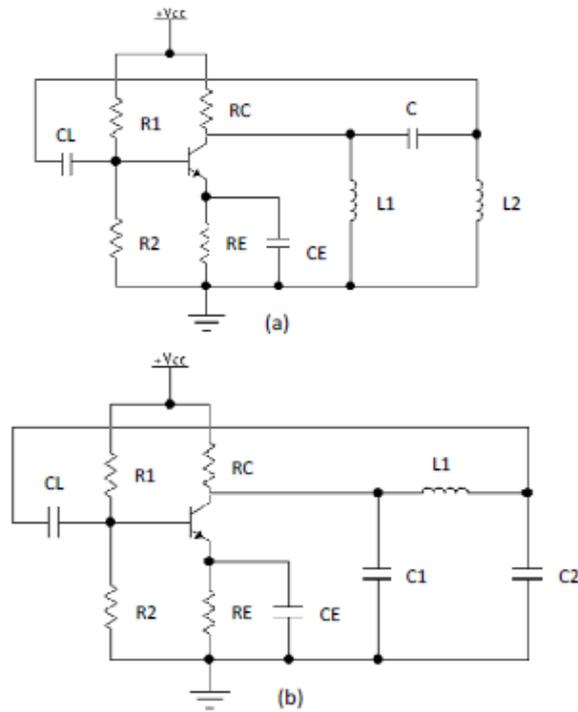


Figure 9.11

9.3.2.2 L'oscillateur Colpitts

$$Z1 = \frac{1}{jc1\omega}, Z2 = \frac{1}{jc2\omega} \text{ et } Z3 = jL3\omega$$

Donc de (9.30),

$$(X1 + X2 + X3) = \frac{1}{jc1\omega} + \frac{1}{jc2\omega} + jL3\omega = 0 \Rightarrow \frac{1}{c1} + \frac{1}{c2} - L3(\omega_0)^2 = 0$$

$$\Rightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{c1 + c2}{L3 c1 c2}}$$

(9.34)

Et

$$\frac{\beta r_c}{h_{11}} \geq \frac{c2}{c1}$$

9.3.2.3 L'oscillateur Clapp

Pour avoir une grande stabilité de la phase de la chaîne de réaction B , on remplace dans l'oscillateur Colpitts, l'inductance L_3 par une autre inductance L en série avec un condensateur C , figure 9.12a, dans ce cas il est appelé oscillateur Clapp.

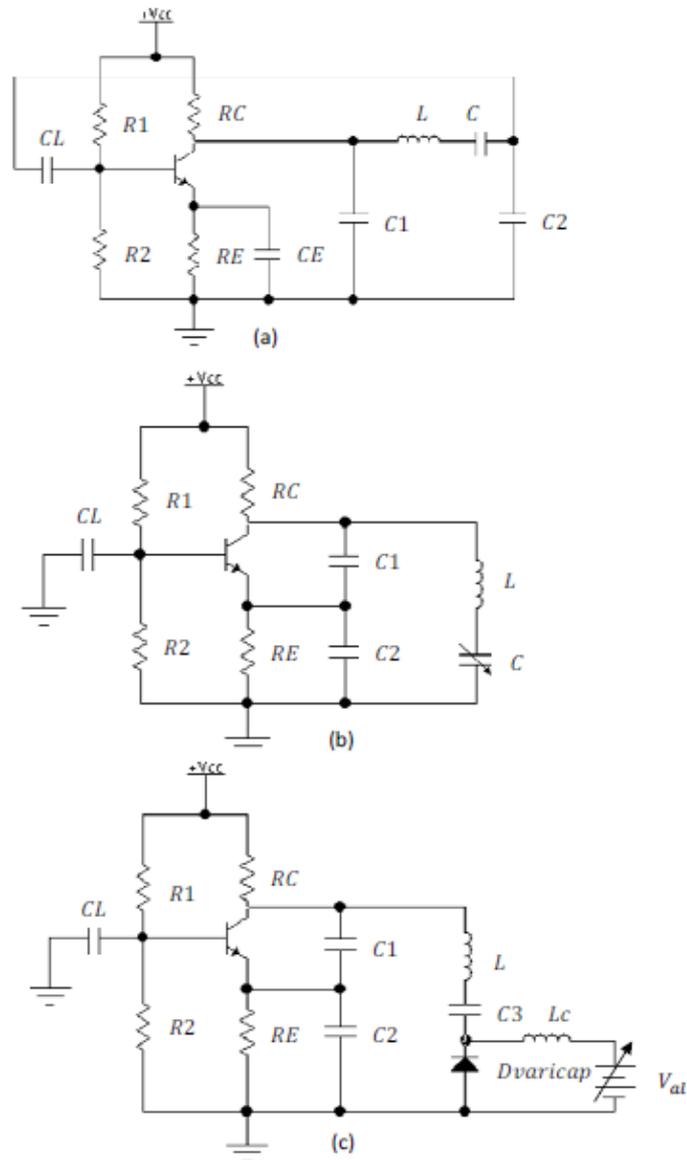


Figure 9.12

Pour le calcul de la pulsation ω_0 , on remplace directement l'impédance $L3\omega_0$ par l'impédance série $jL\omega_0 + \frac{1}{jC\omega_0}$, d'où :

$$jL3\omega_0 = jL\omega_0 + \frac{1}{jC\omega_0} \Rightarrow L3 = L - \frac{1}{C\omega_0^2} \quad (9.35)$$

D'où en remplaçant (9.35) dans (9.34), on obtient :

$$\begin{aligned} \Rightarrow \omega_0^2 &= \frac{c1 + c2}{(L - \frac{1}{C\omega_0^2})c1 c2} \Rightarrow L\omega_0^2 - \frac{1}{C} = \frac{c1 + c2}{c1 c2} = \frac{1}{c1} + \frac{1}{c2} \\ \Rightarrow \omega_0^2 &= \frac{\frac{1}{c1} + \frac{1}{c2} + \frac{1}{C}}{L} \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{Lc_{eq}}} \end{aligned} \quad (9.36)$$

Avec $\frac{1}{c_{eq}} = \frac{1}{c1} + \frac{1}{c2} + \frac{1}{C}$

Ainsi on obtient une variation de la phase plus rapide autour de ω_0 , *figure 9.2*.

$$\left. \frac{d\varphi}{d\omega} \right|_{\omega_0} \rightarrow \infty$$

Le montage Clapp a donc deux avantages :

- Il a une meilleure stabilité en phase (en fréquence)
- Permet d'avoir un oscillateur à fréquence variable, *figure 9.12b*.

Le montage de la *figure 9.2b* est un montage base commune, sa fréquence d'oscillation est la même que (9.36) et son gain de l'ampli sans réaction est :

$$A = \frac{v_2}{v_1} = \frac{\beta}{h_{11}} RC \frac{c1}{c1+c2} > 1 \quad (9.37)$$

9.3.2.4 Oscillateur Clapp à diode varicap

Pour la conception des oscillateurs à commande de fréquence numérique, exemple oscillateur pour autoradio ou émetteur pour radio ou télédiffusion, on utilise une diode varicap à la place du condensateur variable C . Le schéma de la *figure 9.12c* représente un oscillateur Clapp à diode varicap.

La diode varicap est une diode polarisée en inverse, sa capacité est donnée par :

$$C_{varicap} \cong \frac{1}{\sqrt{V_{al} + V_b}} \quad (9.38)$$

V_b est le potentiel de diffusion de la diode

V_{al} est la tension d'alimentation de la diode

Donc quand la tension d'alimentation varie la capacité de la diode varie.

Pour la polarisation de ce type de diode il faut prendre quelques précautions comme :

- La polarisation du composant actif, TEC par exemple.
- La fréquence de résonance f_0 .

Dans la *figure 9.12c*, le condensateur $C3$ est un condensateur de liaison comme CL , donc c'est un court circuit à la fréquence d'oscillation et l'inductance Lc est une self de choc, donc se comporte comme un circuit ouvert à la fréquence de résonance ou (d'oscillation), d'où:

$$\frac{1}{C4\omega0} \ll \frac{1}{C_{Varicap}\omega0} \text{ et } Lc \omega0 \gg \frac{1}{C_{Varicap}\omega0} \quad (9.39)$$

9.4 L'oscillateur à quartz

En réalité les oscillateurs précédant ne sont pas assez stables en température. Pour remédier à ce problème on utilise un circuit à base de quartz, *figure 9.13a*. Le quartz est un cristal qui se compose d'une lame à deux faces parallèles et sous une pression mécanique il se crée une d.d.P entre ces lames, inversement quand on applique une différence de potentiel entre ses deux lames le cristal se déforme. Cette propriété de se déformer est appelée effet piézoélectrique. Son schéma électrique équivalent *figure 9.13b* est un circuit R, L, C série à très grand coefficient de surtension ou de qualité $Q = \frac{L\omega}{R} \gg 1$, sa réponse en fréquence est donnée à la *figure 9.13c*.

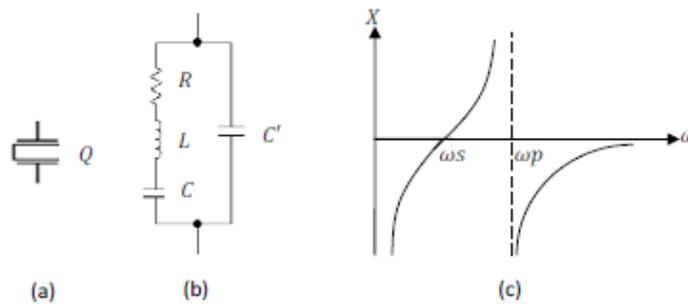


Figure 9.13

La capacité C' est constituée de la capacité des fils de liaison et de la capacité du semi-conducteur utilisé, transistor ou autre.

Le quartz est placé le plus souvent à la place de l'inductance dans le montage Colpitts.

A la fréquence de travail considérée ($f \leq 50 \text{ Mhz}$) on a $L\omega \gg R$ donc on néglige R devant $L\omega$ et puisque le circuit des la *figure 9.13b* est un circuit résonnant parallèle on calcule son admittance

$$Y = \frac{1}{jL\omega + \frac{1}{jC\omega}} + jC'\omega = j\omega \frac{C + C' - LCC'\omega^2}{1 - LC\omega^2} = -\frac{1}{jX}$$

Donc sa réactance est :

$$\begin{aligned}
 X &= -\frac{1 - LC\omega^2}{\omega(C + C' - LCC'\omega^2)} = -\frac{1 - LC\omega^2}{\omega(C + C')(1 - L\frac{CC'}{C + C'}\omega^2)} \\
 &= -\frac{1 - \frac{\omega^2}{\omega_s^2}}{\omega(C + C')(1 - \frac{\omega^2}{\omega_p^2})}
 \end{aligned}
 \tag{9.40}$$

Avec

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

et

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L\frac{CC'}{C + C'}}}$$
(9.41)

ω_s est la pulsation du circuit L, C série

ω_p est la pulsation du circuit L, C, C' parallèle.

On voit sur la *figure 9.13c* que si $\omega_s < \omega < \omega_p$ avec $\omega_p - \omega_s = \Delta\omega$ est une bande très étroite, le quartz se comporte comme une inductance et si $\omega < \omega_s$ et $\omega > \omega_p$ le quartz se comporte comme une capacité, ce dernier cas est pratiquement peu utilisé.

Dans la *figure 9.14a* l'impédance $Z3$ est remplacée par le quartz et les deux autres impédances $Z1$ et $Z2$ sont remplacées par deux condensateurs $C1$ et $C2$ pour concevoir un oscillateur colpitts de très grande stabilité en température et de très grande précision.

9.5 L'oscillateur harmonique

Un oscillateur harmonique est défini comme étant un oscillateur utilisant un quartz ne travaillant pas sur sa fréquence fondamentale mais plutôt sur l'harmonique 3 ou 5. Ces quartzs sont dits overtone ou fonctionnant en mode harmonique.

Pour fonctionner par exemple sur l'harmonique 3, la fréquence fondamentale du quartz doit être légèrement différente de $f_0/3$. La *figure 9.14b* représente un oscillateur harmonique dont f_0 est choisie égale à l'harmonique 3.

Si on remplace dans cette figure le quartz par un court circuit on trouve le même résultat que l'oscillateur colpitts

$$\Rightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{c1 + c2}{L c1 c2}}$$

Autrement dit si le quartz est prévu pour travailler sur l'harmonique 3 il n'oscillera qu'à cette fréquence ou à sa fréquence fondamentale car son impédance devient un

court circuit à ces fréquences. Pour éliminer la fréquence fondamentale, le circuit L , $C1$ et $C2$ est accordé à la fréquence d'oscillation, soit à l'harmonique 3.

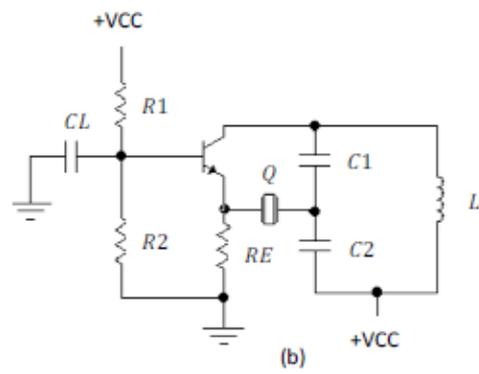
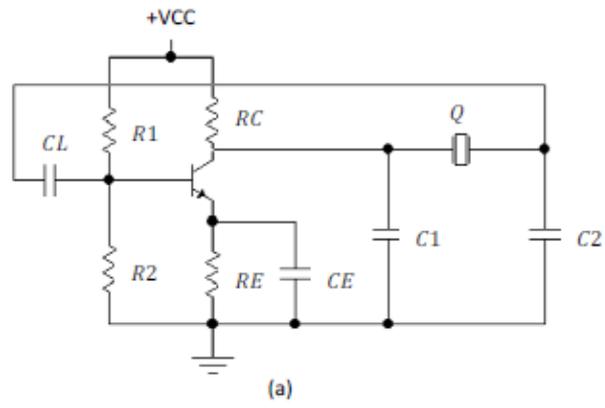


Figure 9.14