

Laboratoire 1 , 2

Amplificateur Opérationnel/Applications

A. MAAOUNI

2015-2016

Première partie

Rappel

Un Amplificateur Opérationnel (ou un Amplificateur Linéaire Intégré : ALI) est un amplificateur différentiel : un amplificateur qui permet d'amplifier la différence de potentiel électrique présente à ses bornes d'entrées. Initialement conçu pour les opérations mathématiques comme l'addition, la différence, la multiplication,... etc, dans les calculateurs analogiques, l'Amplificateur Opérationnel (OA), a été ensuite utilisé dans bien d'autres circuits électroniques : oscillateurs, régulateurs, sources de courants, etc.

Le Symbole utilisé pour le représenter est le suivant :

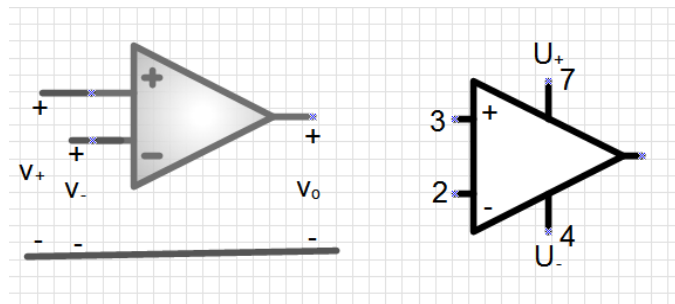


FIG. 1 – Symboles et connexions de l'amplificateur opérationnel

Les tensions U_+ et U_- sont généralement symétriques par rapport à la masse. Pour la plupart des applications, on utilise les valeurs normalisées $\pm 12V$ et $\pm 15V$.

1 Modèle de l'AO

L'amplificateur opérationnel, comme tout autre amplificateur, est caractérisé par une résistance d'entrée (différentielle), une résistance de sortie et un gain de tension (Cf. fig. 2a).

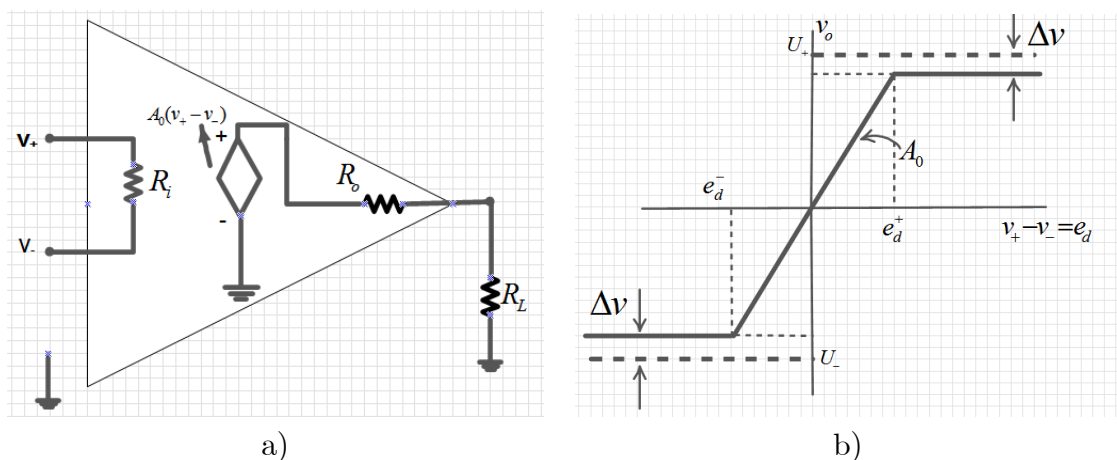


FIG. 2 – a) Circuit équivalent de l'AO, b) Caractéristique de transfert simplifiée

Puisque l'OA est composée de transistors polarisés en zone active par les sources DC U_+ et U_- , la tension de sortie est limitée à l'intervalle $U_- + \Delta v < v_o < U_+ - \Delta v$. Δv est de l'ordre de 1V à 2V pour l'OA 741 et de l'ordre de 10mV pour la nouvelle génération d'OA à base de *CMOS* (Semiconducteurs Métal-Oxyde-Complémentaires). Le gain A_0 (gain en boucle ouverte de l'AO) est de l'ordre de 10^5 . Sur la caractéristique de transfert, on distingue deux régions : une région linéaire autour de 0V pour laquelle la tension de sortie v_o est proportionnelle à la tension différentielle $e_d = v_+ - v_-$ et une région de saturation. On notera que la partie linéaire de la caractéristique est restreinte à l'intervalle $e_d^- < e_d < e_d^+$:

$$e_d^\pm = \pm \frac{U^\pm}{A_0} \simeq \pm 0.1mV$$

et que l'amplificateur opérationnel est donc inutilisable sans éléments extérieurs.

En connectant la sortie de l'OA à sa borne inverseuse (borne (-)) par l'intermédiaire d'un élément extérieur, on réalise une configuration appelée contre-réaction qui engendre un fonctionnement du système en mode linéaire. Une telle configuration est représentée à la figure 3.

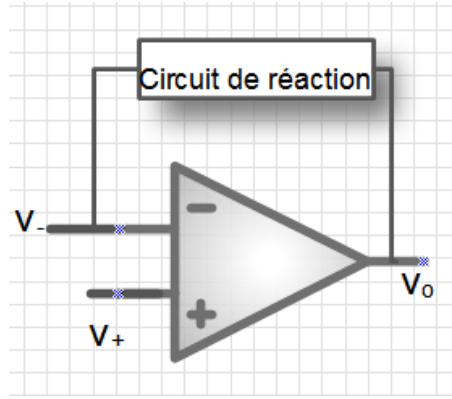


FIG. 3 – Configuration à contre-réaction de base.

On peut réaliser à l'aide de deux résistances deux configurations fondamentales d'amplificateurs à contre-réaction : une configuration pour laquelle la source de tension est appliquée à la borne inverseuse, il s'agit d'amplificateur inverseur (Cf. fig. 4a) et une autre alimentée par la borne non inverseuse (+) qui correspond à l'amplificateur non inverseur (Voir fig. 4b).

Considérons l'amplificateur inverseur de la fig. 4a et supposons que gain en boucle ouverte A_0 de l'AO est fini, sa résistance différentielle R_i est infinie et sa résistance de sortie nulle. Le schéma équivalent de l'amplificateur inverseur est représenté à la figure 5.

L'application du théorème de Millman entraîne la relation suivante :

$$v_- = \frac{\frac{v_i}{R_1} + \frac{v_o}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \quad (1)$$

D'autre part, nous avons :

$$v_o = A_0(v_+ - v_-), \quad v_+ = 0 \quad (2)$$

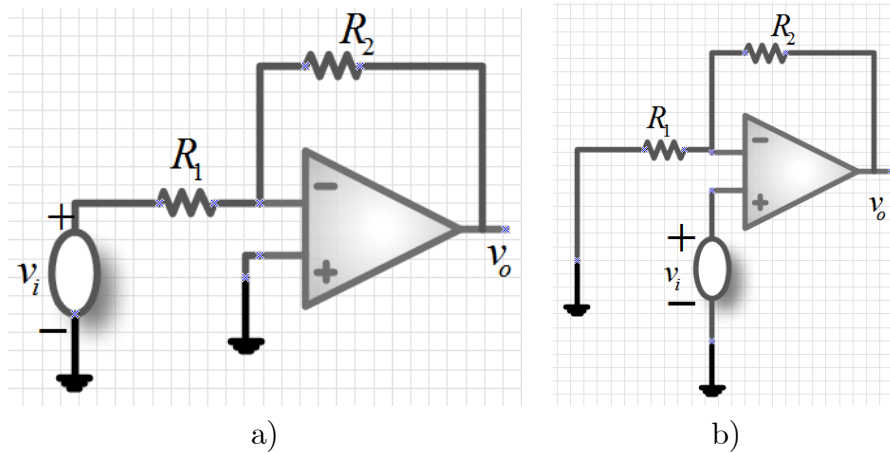


FIG. 4 – a) Amplificateur inverseur, b) Amplificateur non inverseur

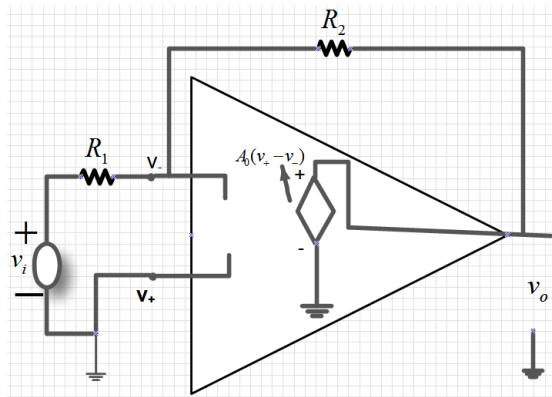


FIG. 5 – Schéma équivalent de l'amplificateur inverseur simplifié

En combinant les équations (1) et (2), nous obtenons le gain A en boucle fermée de l'amplificateur inverseur :

$$A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-R_2/R_1}{1 + (1 + R_2/R_1)/A_0} \quad (3)$$

Le gain en boucle ouverte étant très grand, la contre réaction ramène le gain à de faibles valeurs. Ainsi, pour l'amplificateur inverseur, nous aurons (puisque $A_0 \gg 1$) :

$$A = -\frac{R_2}{R_1}$$

2 Réponse en fréquence de l'AO

On peut, en première approximation, considérer que les amplificateurs opérationnels réels se comportent comme des systèmes du premier ordre ayant une fréquence de coupure inférieure voisine de 10Hz et dont le produit gain-bande passante en système bouclé est constant.

$$A_0(f) = \frac{A_0}{1 + j\frac{f}{f_{3dB}}} \quad (4)$$

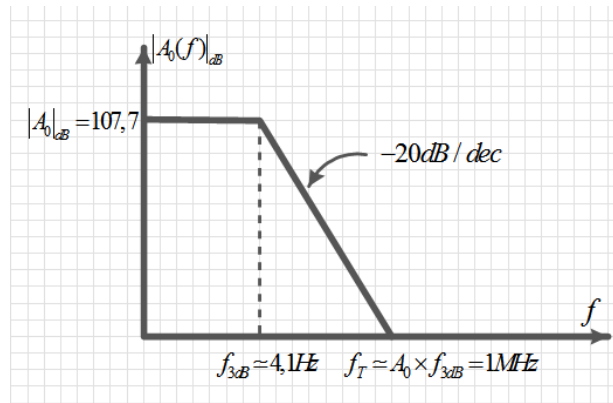


FIG. 6 – Diagramme de Bode du 741 sous l'hypothèse pôle dominant.

Cette approximation repose sur l'hypothèse que seul le pôle dominant est pris en considération. La figure 6 représente le diagramme de Bode typique du 741. f_{3dB} est la fréquence de coupure et f_T est la fréquence qui correspond au produit gain bande passante.

3 Amplificateur Opérationnel Idéal

Pour l'amplificateur opérationnel idéal, nous avons :

- la résistance d'entrée $R_i \rightarrow \infty$, aucun courant ne pénètre dans les entrées de l'AO.
- la résistance de sortie est nulle $R_o \rightarrow 0$
- le gain en tension en boucle ouverte est infini $A_0 \rightarrow \infty$, la tension de sortie est finie $v_o = A(v_+ - v_-)$ donc $v_+ \simeq v_-$

4 Applications

4.1 Sommateur

Si l'AO est idéal, on a $v_+ = v_- \simeq 0V$. Les loi d'Ohm et des noeuds, appliquées au circuit de la figure 7, se traduisent par :

$$\begin{aligned} i &= i_1 + i_2 + i_3 \\ i_i &= \frac{e_i}{R_i} \\ i &= -v_o/R \end{aligned}$$

De la combinaison de ces relations, on obtient l'expression de la tension de sortie v_o :

$$v_o = -R \left(\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3} \right)$$

4.2 Amplificateurs Inverseur/non inverseur

Le circuit de la figure 8 peut fonctionner en amplificateur inverseur ou en amplificateur non inverseur.

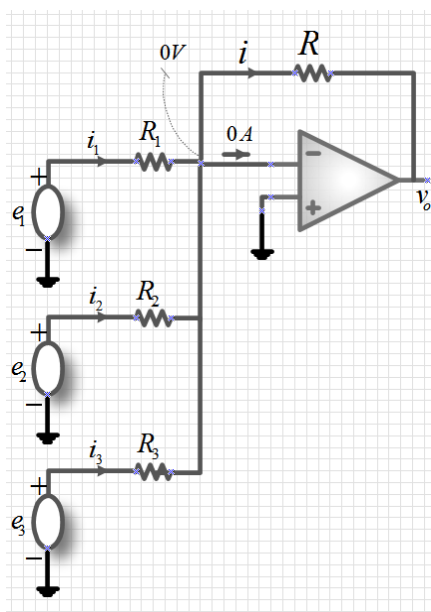


FIG. 7 – Amplificateur Sommateur inverseur

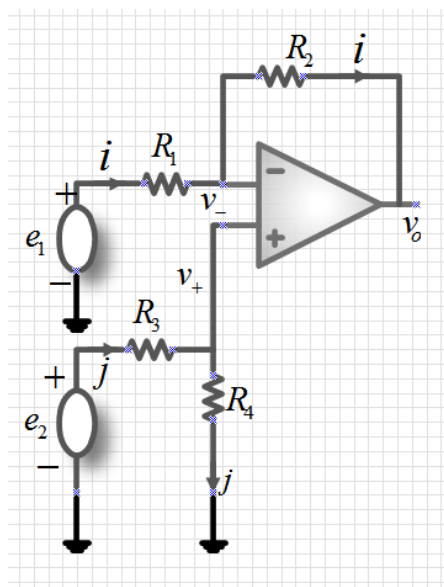


FIG. 8 – Circuit combinant les effets d'un amplificateur inverseur et d'un amplificateur non inverseur.

Equations

$$v_+ = v_- = \frac{R_3}{R_3 + R_4} e_2$$

$$v_- = \frac{\frac{v_0}{R_2} + \frac{e_1}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

On tire de ces relations la tension de sortie qui vaut :

$$v_0 = -\frac{R_2}{R_1} e_1 + \frac{R_4}{R_4 + R_3} \frac{R_1 + R_2}{R_1} e_2$$

Si $e_1 = 0V$, l'amplificateur est non inverseur et si $e_2 = 0V$, l'amplificateur est un inverseur.

4.3 Intégrateur/Différentiateur

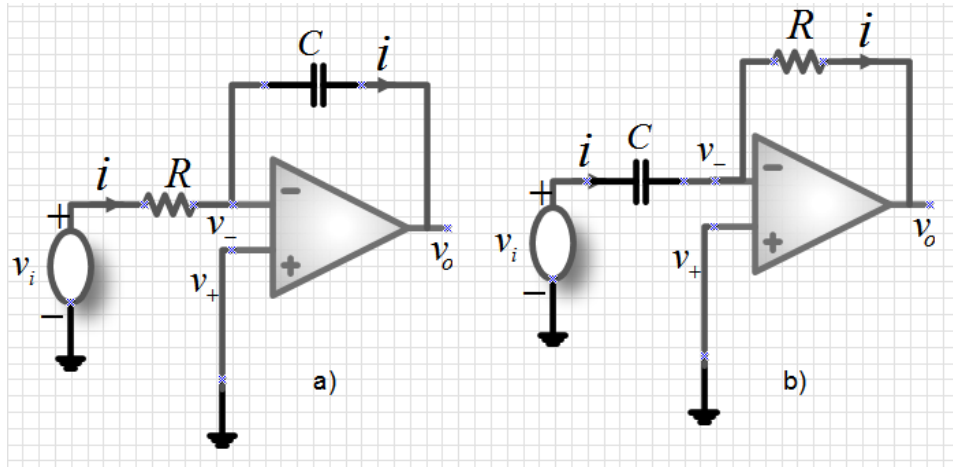


FIG. 9 – a) Intégrateur, b) Différentiateur

Pour le circuit de la figure 9a, on a :

$$i = \frac{v_i - v_-}{R} = C \frac{d}{dt} (v_- - v_o), \quad v_+ = 0 \simeq v_-$$

$$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_i(x) dx + v_o(0)$$

Ce résultat montre que le circuit fournit l'intégrale de l'entrée. Il s'agit donc d'un intégrateur. Le circuit de la figure 9b est décrit par les équations :

$$i = C \frac{d}{dt} v_i = -v_o/R$$

$$v_o = -RC \frac{d}{dt} v_i$$

C'est un différentiateur puisque la sortie correspond à la dérivée de l'entrée.

Deuxième partie

Manipulations

5 Manipulation 1

Dans toute la suite, ajuster 'Trigger Source' sur CH1.

Sommateur Inverseur

1. Réaliser le montage sommateur de la figure 10. La source v_2 est une tension sinusoïdale délivrée par le GBF¹, de valeur moyenne nulle, d'amplitude $0.5V$ et de fréquence $1kHz$. La source V_1 est une source DC de valeur $15V$. On prendra pour résistances : $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 220\Omega$, $R_3 = 100\Omega$.

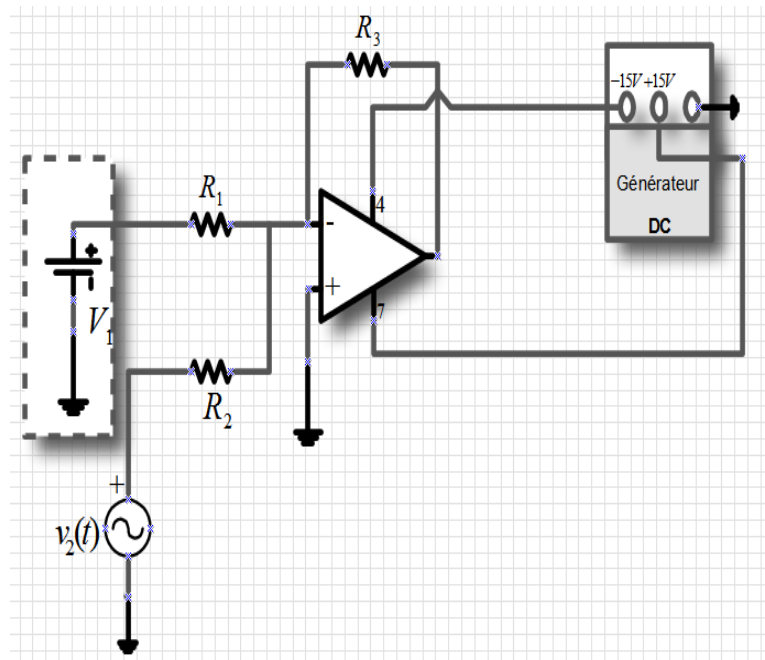


FIG. 10 – Sommateur Inverseur

2. Visualiser la tension de sortie v_S de l'AO sur CH1 en mode DC (Le mode DC permet de visualiser les deux composantes du signal AC et DC) et mesurer son amplitude $V_{p,exp}$ et sa valeur moyenne $V_{S,exp}$.
3. Etablir l'expression théorique de la tension de sortie, notée $v_{S,th}$ en fonction V_1 , v_2 , R_1 , R_2 et R_3 . Déterminer la valeur moyenne $V_{S,th}$ de $v_{S,th}$ et son amplitude $V_{p,th}$ et comparer ces résultats à ceux de la question 2. On prendra $v_2(t) = V_m \sin(\omega t)$, $\omega = 2\pi f$, $V_m = 1V$.
4. Reprendre la question 3, en prenant comme valeurs de R_1 , R_2 et R_3 les valeurs exactes mesurées à l'aide du multimètre. Conclure.

Dans cette partie, il est question d'établir les résultats de mesure par superposition.

¹GBF=Générateur basses fréquences

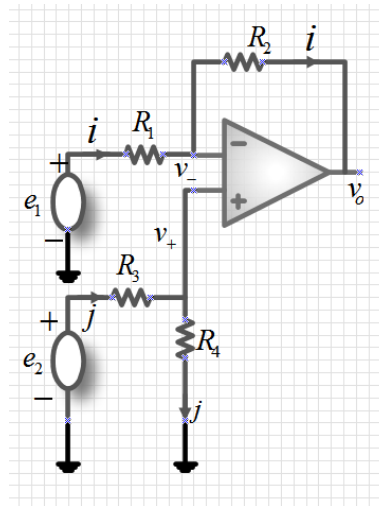
5. Débrancher le GBF et mesurer la tension de sortie, notée $V_{S0,exp}$. Comparer cette valeur à $V_{S,exp}$ puis conclure.
6. Annuler V_1 et mesurer l'amplitude de la tension de sortie, on la notera $V_{p0,exp}$. Comparer cette valeur à $V_{p,exp}$ de la question 1 et conclure.

Amplificateurs Inverseur/non inverseur et différentiel

Amplificateur inverseur/Non inverseur

Dans cette partie, on prend $R_1 = 470\Omega$, $R_2 = 47k\Omega$, $R_3 = 470\Omega$, $R_4 = 47k\Omega$.

1. Réaliser le montage de la figure ci-dessous, avec $e_2 = 0V$ et e_1 est une tension sinusoïdale de fréquence $1kHz$ et d'amplitude $50mV$ crête à crête (On utilisera un diviseur de tension de rapport 1/10). Visualiser les tensions e_1 et v_s (tension de sortie) respectivement sur CH1 et CH2 de l'oscilloscope, puis déterminer le rapport des amplitudes crête-à-crête. Les signaux e_1 et v_s sont-ils en phases ou en opposition de phases ?



2. Déterminer l'expression du rapport v_s/e_1 en fonction des résistances, calculer sa valeur et la comparer avec le résultat de la question 1.
3. Reprendre les questions 1 et 2 pour e_2 sinusoïdale de fréquence $1kHz$ et d'amplitude $150mV$ (un diviseur de tension est également nécessaire dans ce cas) crête à crête et $e_1 = 0V$. On calculera le rapport v_s/e_2 .

Amplificateur différentiel

Le gain de l'amplificateur de la figure 8 peut se mettre sous la forme :

$$v_0 = -G_- e_1 + G_+ e_2$$

$$G_- = \frac{R_2}{R_1}, \quad G_+ = \frac{R_4}{R_4 + R_3} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

On peut le réarranger en faisant apparaître les gains en mode différentiel et en mode commun ainsi :

$$\begin{aligned} v_0 &= \frac{G_+ + G_-}{2}(e_2 - e_1) + (G_+ - G_-)\frac{e_1 + e_2}{2} \\ &= G_d e_d + G_{cm} e_{cm} \\ G_d &= \frac{G_+ + G_-}{2}, \quad G_{cm} = G_+ - G_-, \quad e_d = e_2 - e_1, \quad e_{cm} = \frac{e_1 + e_2}{2} \end{aligned}$$

u_{cm} et u_d sont respectivement les tensions de mode commun et de mode différentiel. G_d et G_{cm} sont les gains en mode différentiel et en mode commun respectivement.

L'amplificateur de la figure 8 est appelé amplificateur différentiel, si le gain en mode différentiel est très grand par rapport à celui en mode commun. Idéalement, $G_{cm} = 0$. Cette condition se traduit par la relation suivante (voir notes de cours) :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (5)$$

En pratique, on définit le taux de réjection en mode commun par le rapport :

$$CMRR = 20 \log_{10}(G_d/G_{cm})$$

Le CMRR (Common Mode Rejection Ratio) doit être le plus grand possible pour assurer une amplification de différence.

Manipulation

On prendra $R_1 = 470\Omega$, $R_2 = 47k\Omega$, $R_3 = 470\Omega$, $R_4 = 47k\Omega$ dans les montages ci-dessous.

Mesure du gain en mode commun

1. Réaliser le montage de la figure 11. La tension commune aux deux entrées est sinusoïdale de fréquence $1kHz$ et d'amplitude $7.07V_{eff}$. Visualiser à l'oscilloscope les signaux d'entrée et de sortie sur CH1 et CH2 respectivement et mesurer le gain $G_{cm} = v_{o,cm}/e$ (crête-à-crête).

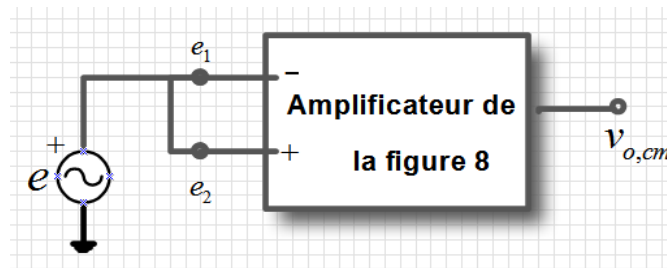


FIG. 11 – Mesure du gain en mode commun

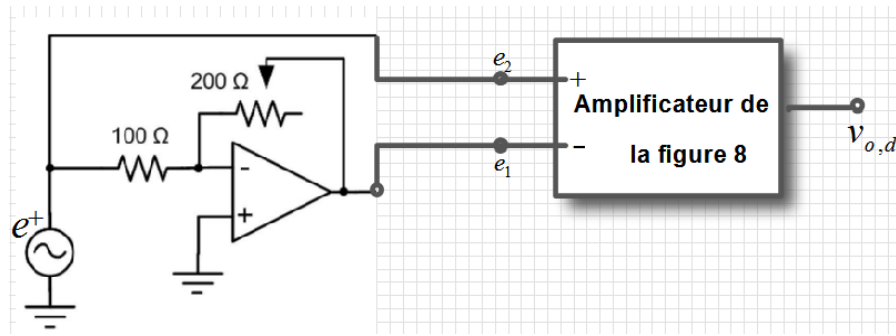


FIG. 12 – Mesure du gain en mode différentiel

Mesure du gain en mode différentiel

2. Réaliser le montage de la figure 12 (on peut remplacer la résistance variable par une résistance de 100Ω).
3. La tension sinusoïdale e est de fréquence $1kHz$. Son amplitude doit être fixée à $50mV$ (il est à noter qu'un diviseur de tension doit être utilisé pour ajuster l'amplitude à cette valeur). Visualiser à l'oscilloscope les signaux d'entrée et de sortie sur CH1 et CH2 respectivement et mesurer le gain $G_d = v_{o,d}/e$ (crête-à-crête).
4. Déterminer le CMRR.

6 Manipulation 2

Intégrateur/Dérivateur

1. Réaliser le montage de la figure 13. $C = 1\mu F$, $R = 1k\Omega$ et $R_p = 10k\Omega$. La tension e est un signal carré de fréquence $1,5kHz$ et d'amplitude $1V$. Visualiser la tension de sortie v_o . Conclure

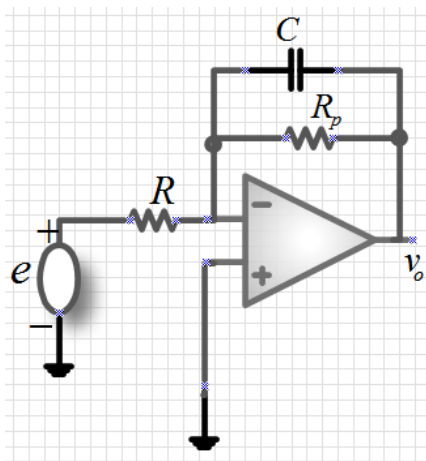


FIG. 13 –

2. Réaliser le montage de la figure 14. $C = 0,1\mu F$, $R_s = 47\Omega$, $R = 1k\Omega$. La tension e est un signal triangulaire de fréquence $3kHz$ et d'amplitude $1V$. Visualiser la tension de sortie v_o et conclure.

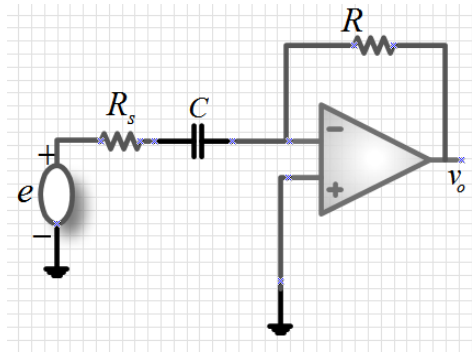


FIG. 14 –

Résolution d'une équation différentielle linéaire du premier ordre

On considère le circuit de la figure 15

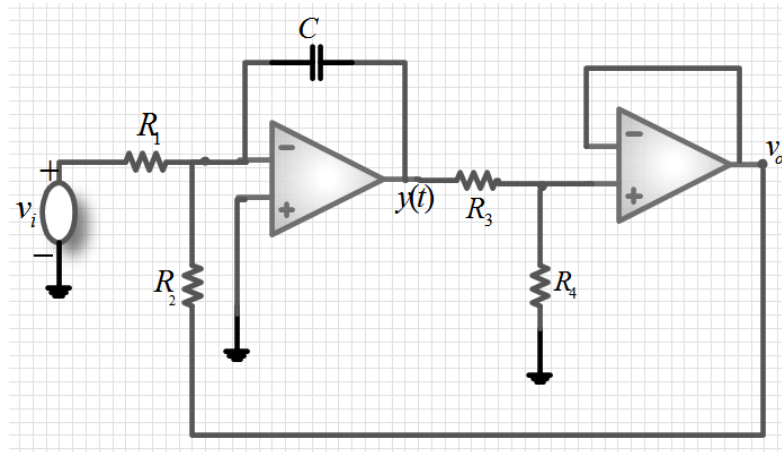


FIG. 15 –

La tension $y(t)$ vérifie l'équation différentielle linéaire du premier ordre suivante (A démontrer) :

$$\frac{dy}{dt} + \frac{1}{R_2 C} \frac{R_4}{R_4 + R_3} y = -\frac{1}{R_1 C} v_i \quad (6)$$

1. Réaliser le montage de la figure 15, avec $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 330\Omega$, $C = 1\mu F$, $R_3 = 1k\Omega$, $R_4 = 2,2k\Omega$. La tension v_i est sinusoïdale d'amplitude $1V$ et de fréquence $1kHz$. Relever sur CH1 la tension v_i et sur CH2 la solution $y(t)$ de l'équation différentielle ci-dessus.
2. La solution exacte (théorique) de l'équation (6) est représentée à la figure 16.

Mesurer $\Delta t_{1,exp}$, $\Delta t_{2,exp}$ et l'amplitude de $y(t)$ à partir des courbes visualisées à l'oscilloscope (comme indiqué à la fig. 16), puis comparer ces mesures avec les valeurs théoriques indiquées à la figure 16. Conclure.

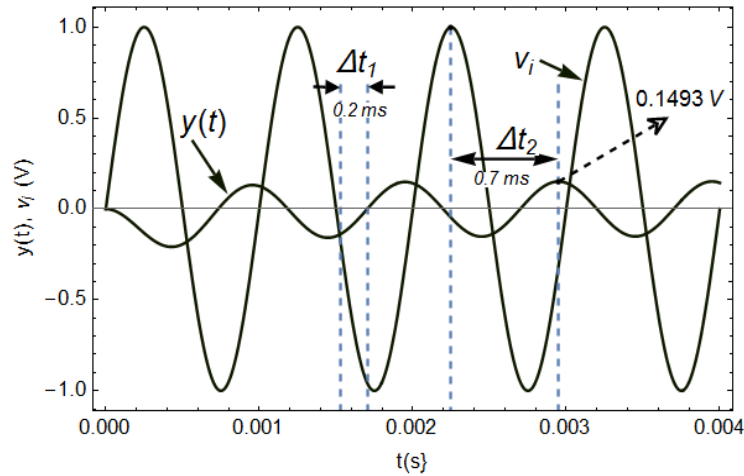


FIG. 16 –

Résolution d'une équation différentielle linéaire du second ordre

Soit le circuit de la figure 17.

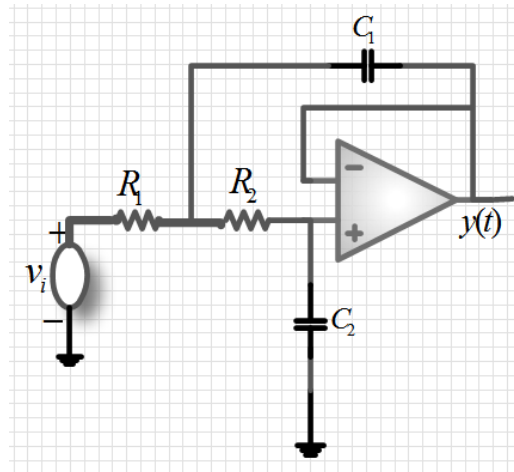


FIG. 17 –

La tension $y(t)$ vérifie l'équation différentielle linéaire du second ordre suivante (A démontrer) :

$$R_1 R_2 C_1 C_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + (R_1 + R_2) C_2 \frac{dy}{dt} + y = v_i \quad (7)$$

1. Réaliser le montage de la figure 17, avec $R_1 = 2.2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 0.1 \mu\text{F}$, $C_2 = 2.2 \text{ nF}$. La tension v_i est un échelon d'amplitude 1 V (Utiliser un signal carré de fréquence 100 Hz , d'amplitude 0.5 V , puis ajuster l'offset du GBF de sorte que la valeur minimale du signal v_i visualisé à l'oscilloscope en mode DC soit nulle). Relever sur CH1 la tension v_i et sur CH2 la solution $y(t)$ de l'équation différentielle ci-dessus.
2. La solution exacte 'théorique' de l'équation différentielle (7) est représentée à la figure 18.

Mesurer les grandeurs indiquées sur la figure 18 (v_1 , v_2 , v_3 et T_s) sur la courbe visualisée à l'oscilloscope et comparer les résultats. Conclure.

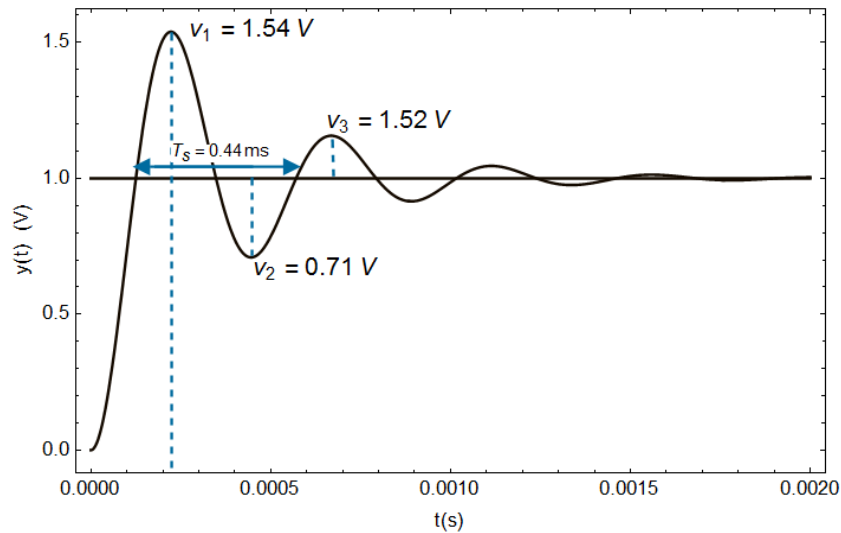


FIG. 18 –

Laboratoire 3 :

Amplificateurs à réaction

Première partie

Rappel de cours

1 Notion de réaction

La réaction consiste à échantillonner le signal de sortie de l'amplificateur par un réseau approprié et réinjecter cet échantillon à l'entrée via une chaîne (ou réseau) de réaction (ou de retour). A l'entrée un sommateur (comparateur) ou mélangeur combine le signal de réaction avec le signal de source externe. La réaction consiste donc à faire tendre les caractéristiques d'un amplificateur réel vers celles d'un amplificateur idéal.

La topologie d'un amplificateur de base à une boucle est représentée à la figure 1.

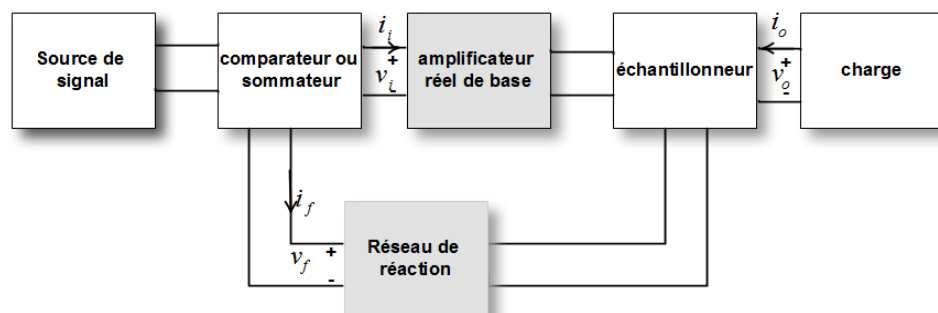


Fig.1 : Amplificateur à réaction

Le raccordement de réaction à la sortie d'un amplificateur de base fournit un échantillon de la tension de sortie (cf. fig.2a) ou du courant de sortie (cf. fig.2b) :

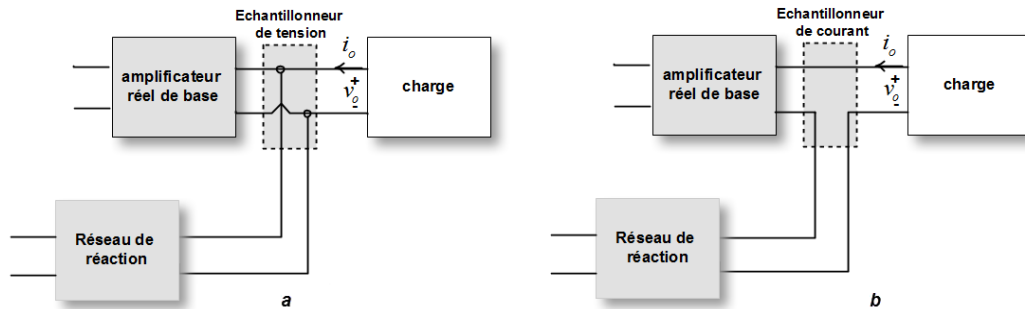


Fig.2 : a) échantillonneur de tension, b) échantillonneur de courant

La figure 3 représente les deux dispositifs très communs de comparaison ou sommation des signaux d'entrée et de réaction. Le circuit de la figure 3a compare la tension v_s et le signal v_f de réaction. La figure 3b décrit le raccordement shunt de comparaison du courant i_s avec le courant i_f de réaction.

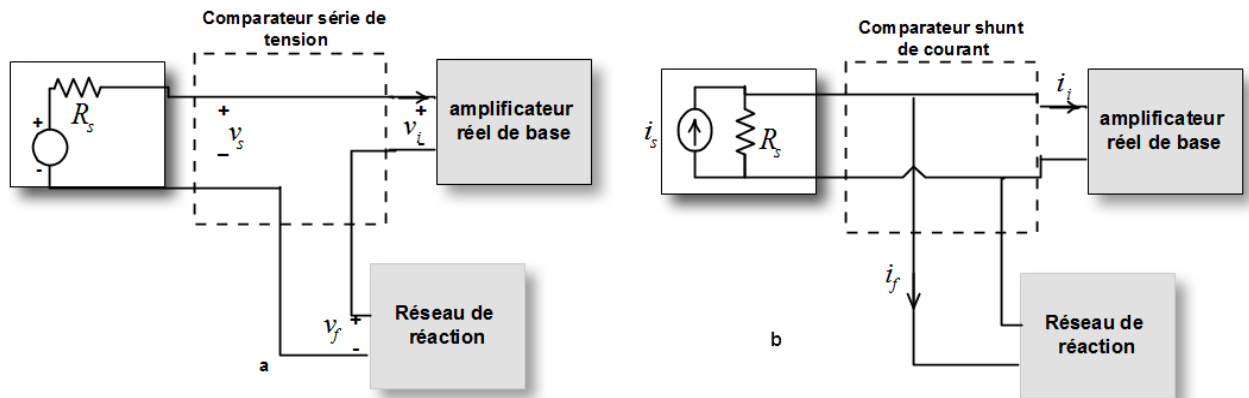


Fig.3 : Types de comparateurs à l'entrée

2 Montages fondamentaux de circuits à réaction

Il existe quatre types d'amplificateurs de base, chacun approche les caractéristiques d'une source idéale dépendante. Comme il fallait s'y attendre, il existe quatre topologies d'amplificateurs à réaction à une boucle. La figure 4 donne la structure de chacune d'elles.

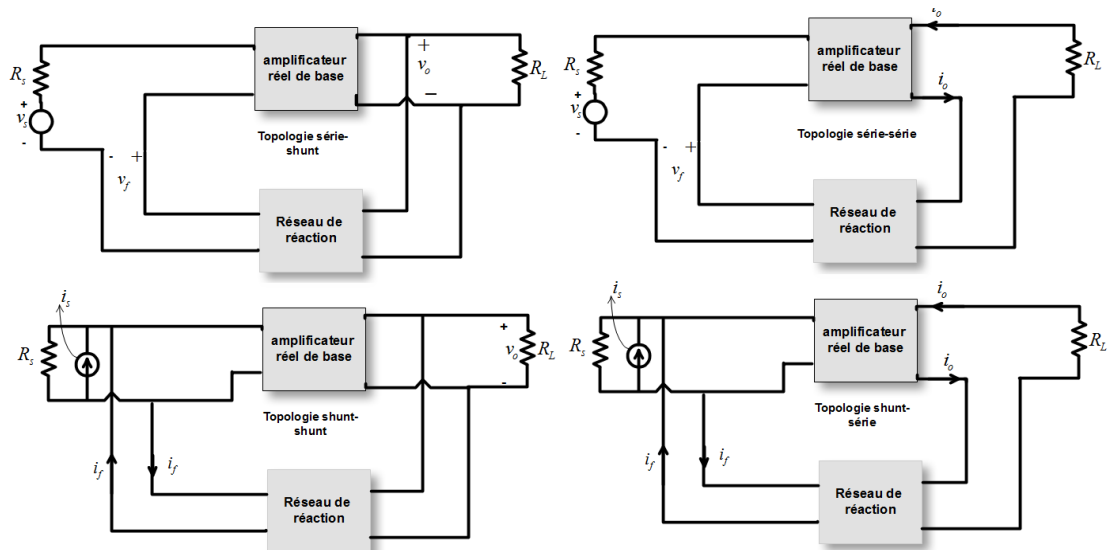


Fig.4 : Types d'amplificateurs à réaction à une seule boucle

2.1 Amplificateur idéal à réaction

Considérons la représentation de l'amplificateur à réaction de la figure 5. L'amplificateur de base de gain A est raccordé selon l'une des quatre topologies de réaction (cf. fig. 4). Le signal d'entrée x_s , le signal de sortie x_o , le signal de réaction x_f et le signal différentiel x_i représentent chacun un courant ou une tension.

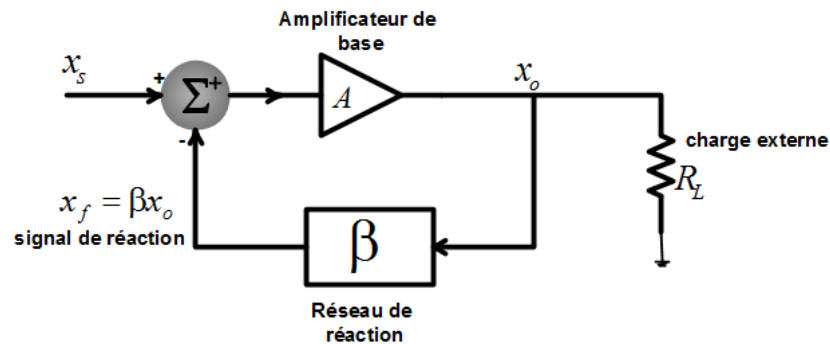


Fig. 5 : Modèle d'amplificateur idéal à réaction

Le signal x_i est le signal à l'entrée de l'amplificateur A . A est le gain de l'amplificateur sans réaction ; il est souvent appelé gain en boucle ouverte et représenté par A_{OL} . β est la transmission inverse de la chaîne de réaction. Elle est souvent réelle, mais, en général c'est une fonction de la fréquence (A ne pas confondre avec le gain en courant en court-circuit d'un émetteur commun).

On a :

$$x_i = x_s - x_f$$

$$x_f = \beta x_o$$

$$x_o = A x_i$$

La combinaison des équations ci-dessus nous permet d'écrire :

$$A_F = \frac{x_o}{x_s} = \frac{A}{1 + \beta A}$$

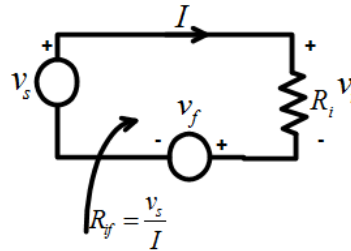
A_f est appelé gain en boucle fermé. Si $|A_f| < |A|$ la réaction est dite *negative* (contre-réaction).

2.2 Impédances des amplificateurs à contre-réaction

2.2.1 Résistance d'entrée

- La réinjection de tension en entrée augmente l'impédance d'entrée quel que soit le raccordement en sortie

Démo.



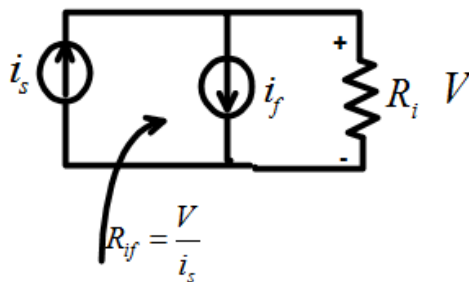
$$\begin{aligned} v_i &= v_s - v_f \\ &= v_s - \beta x_o \\ &= v_s - \beta A v_i \\ v_i &= \frac{v_s}{1 + \beta A} \end{aligned}$$

La résistance d'entrée vaut :

$$R_{if} = \frac{v_s}{I} = \frac{v_i}{I}(1 + \beta A) = R_i(1 + \beta A) > R_i$$

- La réinjection de courant en entrée diminue l'impédance d'entrée indépendamment du raccordement en sortie

Démo.



$$\begin{aligned} i_i &= i_s - i_f \\ &= i_s - \beta x_o \\ &= i_s - \beta A i_i \\ i_i &= \frac{i_s}{1 + \beta A} \end{aligned}$$

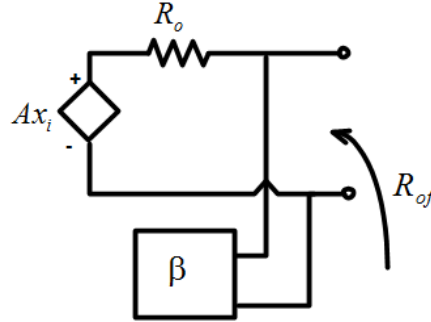
La résistance d'entrée R_{if} vaut :

$$R_{if} = \frac{V}{i_s} = \frac{R_i i_i}{i_s} = \frac{R_i}{1 + \beta A}$$

2.2.2 Résistance de sortie

- Le prélèvement de tension en sortie d'un amplificateur à réaction négative diminue la résistance de sortie et ceci indépendamment du raccordement en entrée.

Démo.



$$R_{of} = \frac{v_{o,co}}{i_{o,cc}}$$

$v_{o,co}$ est la tension de sortie en circuit ouvert et $i_{o,cc}$ est le courant de sortie en court-circuit.

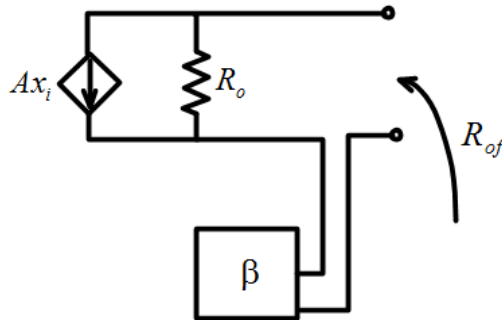
$$\begin{aligned} v_{o,co} &= Ax_i = A(x_s - \beta v_{o,co}) \rightarrow v_{o,co} = \frac{Ax_s}{1 + \beta A} \\ i_{o,cc} &= \frac{Ax_i}{R_o} = \frac{Ax_s}{R_o}, \quad x_i = x_s \quad (x_f = 0, \text{ car } v_o = 0) \end{aligned}$$

La résistance de sortie R_{of} vaut :

$$R_{of} = \frac{\frac{Ax_s}{1 + \beta A}}{\frac{Ax_s}{R_o}} = \frac{R_o}{1 + \beta A} < R_o$$

- Le prélèvement de courant en sortie d'un amplificateur à réaction négative augmente la résistance de sortie et ceci indépendamment du raccordement en entrée.

Démo.



$$\begin{aligned} v_{o,co} &= -Ax_i R_o = Ax_s \quad (x_i = x_s \text{ car } i_o = 0) \\ i_{o,cc} &= -Ax_i = -A(x_s - x_f) = A(x_s - \beta(-i_{o,cc})) \rightarrow i_{o,cc} = -\frac{Ax_s}{1 + \beta A} \\ R_{of} &= \frac{v_{o,co}}{i_{o,cc}} = R_o(1 + \beta A) > R_o \end{aligned}$$

2.3 Avantages de la contre réaction

Les avantages de la contre réaction sont :

- La stabilité du gain
- L'amélioration des impédances d'entrée et de sortie
- La diminution de la distorsion non linéaire
- L'élargissement de la bande passante

2.4 Règles pour l'identification de l'amplificateur sans réaction

L'application des règles ci-dessous donne la configuration de l'amplificateur de base sans réaction mais tenant compte de l'effet des charges du réseau β .

Détermination du circuit d'entrée

- a. Dans le cas d'un raccordement shunt en sortie, annuler v_o .
- b. Dans le cas d'un raccordement série, annuler i_o .

Détermination du circuit de sortie

- c. Dans le cas d'une comparaison de courant, annuler v_i , autrement dit, court-circuiter le noeud d'entrée de manière que rien du courant de réaction n'entre dans l'entrée de l'amplificateur.
- d. Dans le cas de comparaison série (de tension), annuler i_i ; autrement dit, ouvrir la boucle d'entrée de manière que rien de la tension de réaction n'atteigne l'entrée de l'amplificateur.

Exercice préparatoire

On considère l'amplificateur à contre réaction de la figure ci-dessous (fig. 6).

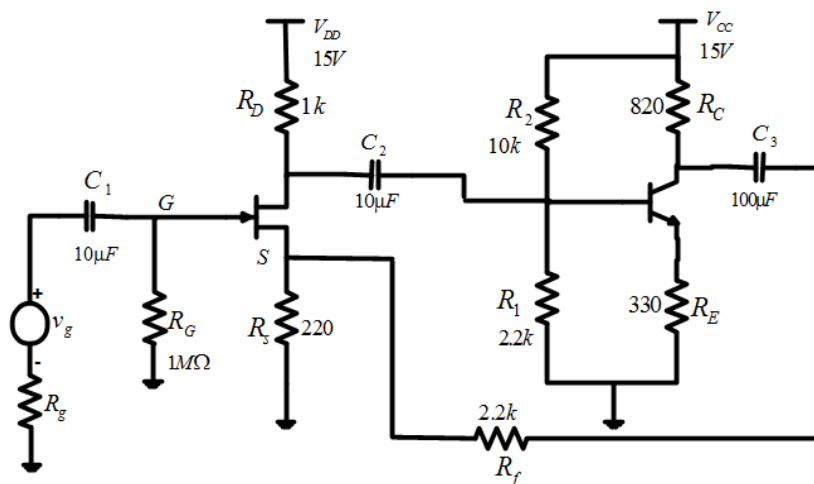


Fig. 6 : Amplificateur à réaction

1. Identifier la topologie de l'amplificateur à contre réaction.
2. En appliquant les règles ci-dessus, identifier l'amplificateur sans réaction et établir son schéma en dynamique.

- Déterminer le gain A_{oL} en boucle ouverte de l'amplificateur.
- Déterminer la résistance de sortie R_o et la résistance d'entrée R_i de l'amplificateur sans réaction.
- Déterminer la transmission β de la chaîne de retour.
- Déterminer les résistances d'entrée R_{if} et de sortie R_{of} de l'amplificateur à réaction.

On donne : $V_p = -4.5$, $I_{DSS} = 16mA$, $\beta = 50$ (Caractéristique du transistor npn), $V_{BE} = 0.7V$. On suppose une température ambiante.

3 Manipulation

- Réaliser le montage de la figure 7 :

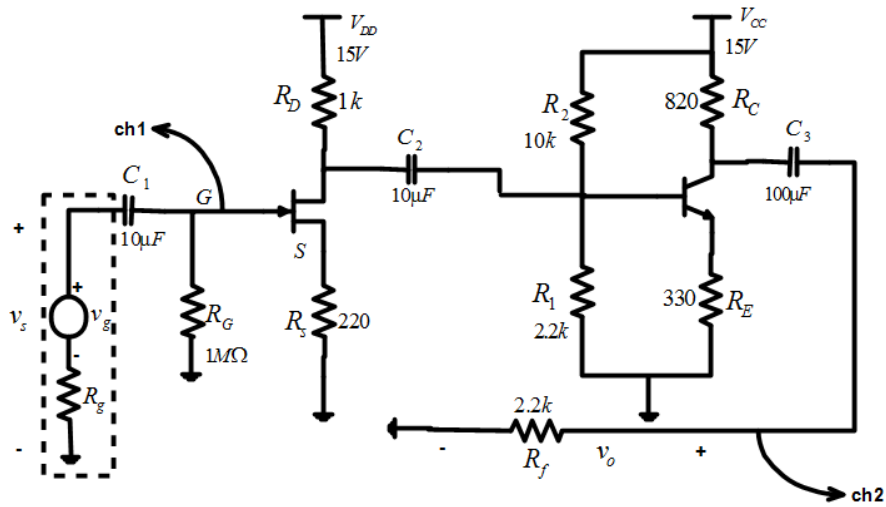


Fig. 7 : Amplificateurs en cascades

- Compléter le tableau suivant :

$R_L = \infty$				
$v_{s,c-c}$	$v_{o,c-c}$	$A_{v0} = \frac{v_{o,c-c}}{v_{s,c-c}}$	R_i	R_o
$R_L = 1k\Omega$				
$v_{s,c-c}$	$v_{o,c-c}$	$A_v = \frac{v_{o,c-c}}{v_{s,c-c}}$		

R_L est une charge à mettre en parallèle avec R_f . A_{v0} est le gain à vide et A_v est le gain de l'amplificateur avec charge $R_L = 1k\Omega$. $v_{s,c-c}$ et $v_{o,c-c}$ désignent respectivement la tension d'entrée crête-crête et la tension de sortie crête-crête.

- On désigne par v_{o1} la tension de sortie du premier étage amplificateur. Déterminer le gain A_{v1} du premier étage et le gain A_{v2} du second étage pour $R_L = \infty$. (Il s'agit ici des gains en tension)
- A partir de la relation entre les gains en tension A_{v0} et A_v , déterminer la valeur de la résistance de sortie R_o (comparer ce résultat à celui mesuré en 2°).
- Déterminer les fréquences de coupures haute (f_h) et basse (f_b).

6. Adopter la valeur $V_p = -4.5V$ (tension de pincement). Mesurer I_{CQ} (courant collecteur), I_{BQ} (courant base), V_{GSQ} , I_{DQ} (courant drain) puis en déduire β , $h_{11e} = r_\pi = \beta \frac{V_T}{I_{CQ}}$, $V_T \simeq 25mV$, et $g_m = \frac{2I_{DQ}}{V_{GSQ} - V_p}$.
7. Déterminer, à partir du modèle petits signaux de l'amplificateur, les valeurs théoriques du gain en tension à vide A_{v0} , de la résistance d'entrée R_i et de la résistance de sortie R_o . Comparer vos résultats à ceux de la question 2.
8. Réaliser le montage à réaction de la figure 8 :

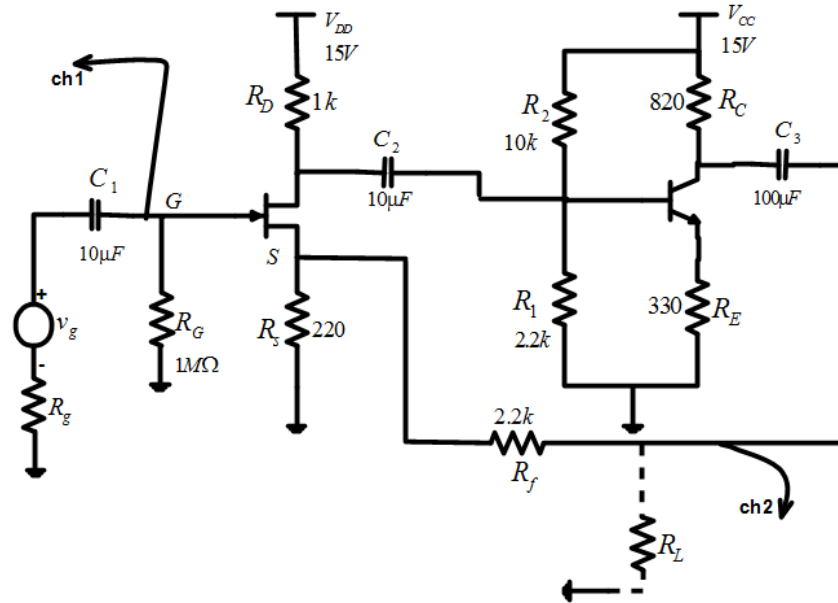


Fig.8 : Amplificateur à réaction

9. Mesurer V_{GSQ} , I_{DQ} , I_{CQ} et en déduire les valeurs de g_m et de r_π .
10. Compléter le tableau suivant :

$R_L = \infty$				
$v_{s,c-c}$	$v_{o,c-c}$	$A_{v0} = \frac{v_{o,c-c}}{v_{s,c-c}}$	R_i	R_o
$R_L = 1k\Omega$				
$v_{s,c-c}$	$v_{o,c-c}$	$A_v = \frac{v_{o,c-c}}{v_{s,c-c}}$		

Comparer ces résultats à ceux de la question 2. Conclure.

11. Déterminer les fréquences de coupures haute (f_h) et basse (f_b) et comparer les valeurs obtenues avec celles de la question 5°.

Laboratoire 4 :

Oscillateurs Harmoniques

Première partie

Rappel de cours

1 Généralités

Les générateurs d'oscillations se divisent en deux classes distinctes :

- les générateurs d'oscillations de relaxation ;
- les générateurs d'oscillations quasi-sinusoïdaux.

Les premiers fournissent des oscillations de formes diverses : carrées, triangulaires, ou en dents de scie, les seconds, des oscillations dont la forme d'onde est très voisine de celle d'une sinusoïde.

Leur principe de fonctionnement est entièrement différent. Dans le premier cas le système bascule d'un état à un autre à partir d'un certain seuil, dans le second cas on entretient des oscillations naturelles d'un circuit oscillant (ou d'un circuit équivalent à un circuit oscillant).

Suivant la structure du dispositif permettant de délivrer l'onde sinusoïdale, on peut grouper les oscillateurs harmoniques en deux types :

- Type quadripôle à réaction
- Type dipôle à résistance négative

2 Oscillateur à réaction

2.1 Principe

Considérons un système bouclé constitué d'un amplificateur de gain complexe G et d'un réseau de réaction de coefficient de transmission complexe β .

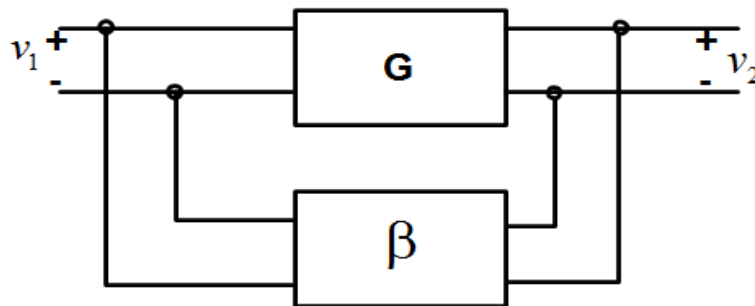


Fig.1 : Structure de base d'un oscillateur à réaction.

Le gain de l'ensemble s'écrit en tenant compte de la réaction :

$$A = \frac{G}{1 - \beta G}$$

L'amplificateur rentre en oscillation lorsque le gain A devient infini, c'est à dire lorsque l'égalité :

$$1 - G\beta = 0$$

est réalisée.

Le terme $G\beta$ représente le gain complexe de l'amplificateur associé au réseau de réaction lorsque ce dernier a été déconnecté de l'entrée de l'amplificateur est chargé par une impédance Z , égale à l'impédance d'entrée de l'amplificateur.

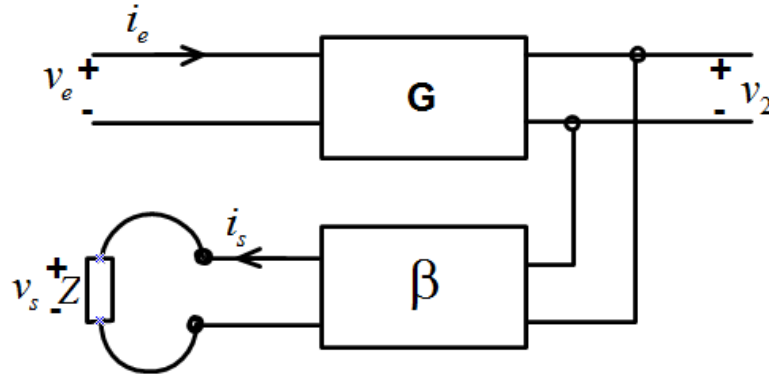


Fig.2 : Amplificateur en boucle ouverte

$K(f) = G(f)\beta(f)$ est un nombre complexe que l'on peut écrire sous la forme :

$$K = ke^{j\phi}$$

Le système peut être stable selon la valeur de $K(f)$. Dans le cas particulier $K(f) \rightarrow 1$ pour une fréquence f_0 , la réponse impulsionnelle du système est oscillatoire à cette fréquence.

- Si $k < 1$, $\phi = 0$, les oscillations qui naissent dans le système s'amortissent.
- Si $k > 1$, $\phi = 0$, les oscillations s'amorcent et leur amplitude croît jusqu'à ce qu'elle soit limitée par les non linéarités du système.
- Si $k = 1$, $\phi = 0$, des oscillations peuvent s'amorcer. Dans ce cas, on n'a pas besoin du signal d'entrée. On dit que le système s'auto entretient. C'est cette propriété qui est utilisée pour créer des oscillateurs linéaires.

3 Oscillateur RC à réseau déphaseur (phase-shift)

Le schéma synoptique d'un oscillateur à réseau déphaseur est donné à la figure 3. Il est constitué de 3 cellules RC qui introduisent le transfert entrée-sortie suivant :

$$\beta(j\omega) = \frac{1}{1 - \frac{5}{(RC\omega)^2}} - j \frac{1}{RC\omega} \left(6 - \frac{1}{(RC\omega)^2} \right)$$

La fréquence des oscillations ω_0 est obtenue à partir de la relation $\text{Im}(\beta(j\omega_0)) = 0$, soit : $\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{6}}$. La condition sur le gain est donnée par : $|A| > 29$ ($1/\beta(j\omega_0) = -29$).

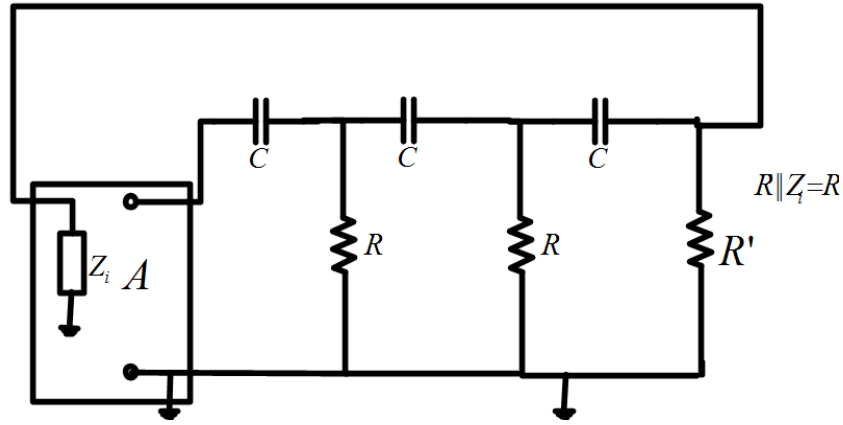


Fig.3 : Oscillateur à réseau déphaseur

Un autre type d'oscillateurs à réseau déphaseur est 'l'oscillateur quadrature' produisant deux signaux en quadrature de phases ($\sin$ et $\cos$). Une réalisation d'oscillateur quadrature à base d'intégrateurs est représentée à la figure 4.

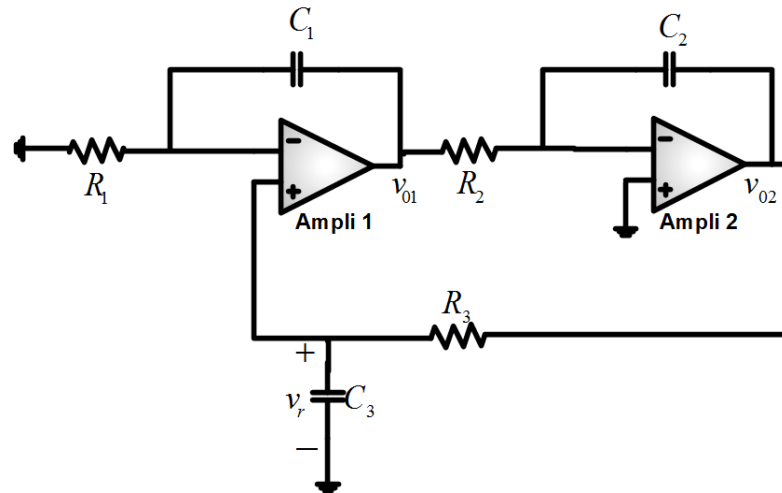


Fig. 4 : Oscillateur Quadrature à intégrateurs

Le second amplificateur opérationnel est connecté en intégrateur inverseur :

$$A_{v2} = \frac{\bar{V}_{02}}{\bar{V}_{01}} = -\frac{1}{jR_2C_2\omega}$$

cet inverseur produit un déphasage de -270° (ou 90°). Les sorties 1 et 2 sont donc en quadrature de phases.

Le premier ampli. Op. est connecté en intégrateur non inverseur :

$$A_{v1} = \frac{\bar{V}_{01}}{\bar{V}_r} = 1 + \frac{1}{jR_1C_1\omega} = \frac{1 + j\omega R_1C_1}{jR_1C_1\omega}$$

et la fonction de transfert de la chaîne de retour vaut :

$$\beta(j\omega) = \frac{\bar{V}_r}{\bar{V}_{02}} = \frac{1}{j\omega R_3C_3 + 1}$$

Pour $R_3C_3 = R_1C_1$, on a :

$$\frac{\bar{V}_{01}}{\bar{V}_{02}} = \frac{1}{jR_1C_1\omega}$$

La condition sur le gain de boucle est donnée par :

$$\beta(j\omega)A_{v1}A_{v2} = 1$$

Soit :

$$\frac{1}{j\omega R_3C_3 + 1} \frac{1 + j\omega R_1C_1}{jR_1C_1\omega} \left(-\frac{1}{jR_2C_2\omega} \right) = 1$$

Si $R_1C_1 = R_2C_2 = R_3C_3$, on aura pour pulsation des oscillations :

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1C_1}$$

En pratique, un mécanisme d'ajustement des constantes de temps à l'aide de potentiomètres est nécessaire à cause de la différence entre les valeurs effectives et celles indiquées par le constructeur pour les composants passifs (résistances et capacités,...). En plus, des circuits limiteurs d'amplitude peuvent être utilisés pour réduire les distorsions.

4 Oscillateurs à filtres actifs

Plusieurs oscillateurs sont conçus à base de filtres actifs en chaîne de retour. Un exemple d'une telle structure est représenté à la figure 5.

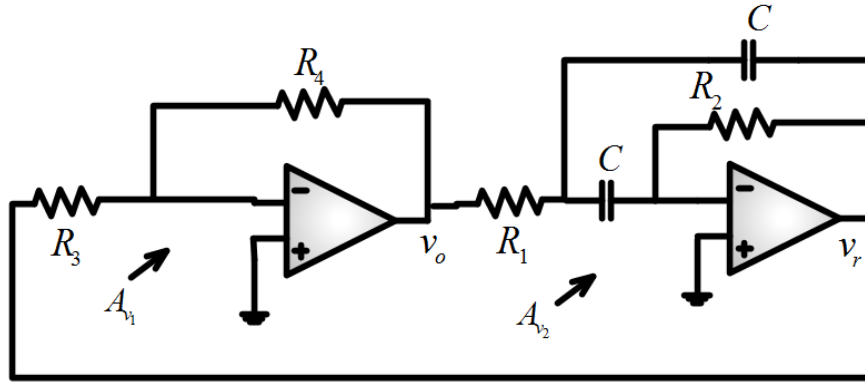


Fig.5 : Oscillateur à filtre passe bande

La fonction de transfert (gain en tension) du filtre passe bande s'écrit :

$$A_{v2}(p) = \frac{V_r(p)}{V_o(p)} = -\frac{\frac{1}{R_1C}p}{p^2 + \frac{2}{R_2C}p + \frac{1}{R_2R_1C^2}p^2} = -\frac{2Q\omega_0p}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q}p + \omega_0^2}$$

où :

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

et :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C}}$$

Le gain de boucle est donné par :

$$\beta A_{v1} A_{v2} = \frac{R_4}{R_3} \frac{2Q\omega_0\omega}{\omega \frac{\omega_0}{Q} + j(\omega^2 - \omega_0^2)}$$

La condition $\beta A_{v1} A_{v2} = 1$ sur le gain de boucle se traduit par une pulsation des oscillations égale à ω_0 et la condition suivante sur le gain de l'amplificateur inverseur :

$$|A_{v1}| = \frac{R_4}{R_3} = \frac{1}{2Q^2}$$

5 Oscillateur à pont de Wien

L'oscillateur à pont de Wien est le circuit oscillateur classique utilisé pour des applications en basses fréquences, de quelques Hertz à environ un mégahertz.

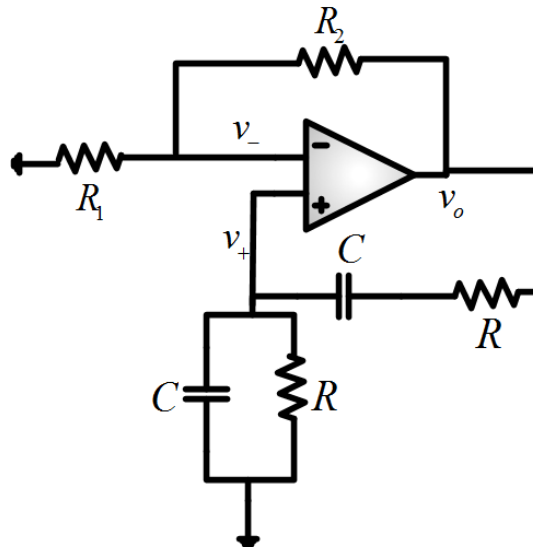


Fig.5 : Oscillateur à pont de Wien

Le gain en boucle ouverte est donné par :

$$A_{v0} = \frac{v_o}{v_+} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

La loi 'diviseur de tension' nous permet d'obtenir la tension v_+ :

$$v_+ = v_o \frac{\frac{R}{1+RCj\omega}}{R + \frac{1}{Cj\omega} + \frac{R}{1+RCj\omega}}$$

Ainsi, on peut écrire l'expression de la fonction de transfert de la chaîne de retour sous la forme :

$$\beta = \frac{v_+}{v_o} = \frac{1}{3 + j(RC\omega - \frac{1}{RC\omega})}$$

Le gain de boucle βA_{v0} unitaire entraîne une pulsation des oscillations $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$ et un gain $A_{v0} = 3$, soit $R_2 = 2R_1$.

En pratique, le gain doit être légèrement supérieur à 3 pour avoir des oscillations.

Exercice préparatoire

On considère l'oscillateur à réseau RC déphaseur de la figure suivante (fig. 6) :

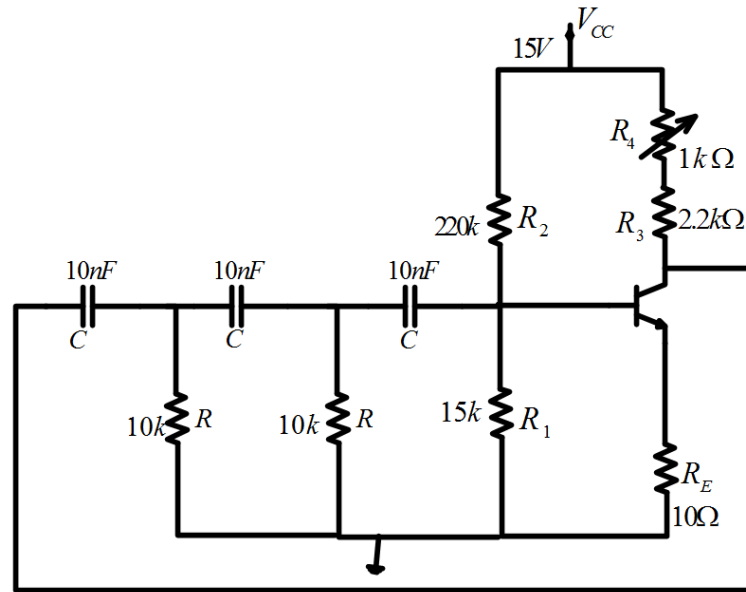


Fig.6 : Oscillateur à réseau déphaseur

On donne $\beta = 50$. On pose $R_c = R_3 + R_4$.

1. Déterminer le courant I_C et en déduire h_{11e} .
2. Montrer qu'en régime variable, on peut mettre le circuit de la figure 6 sous la forme (cf. fig. 7) :

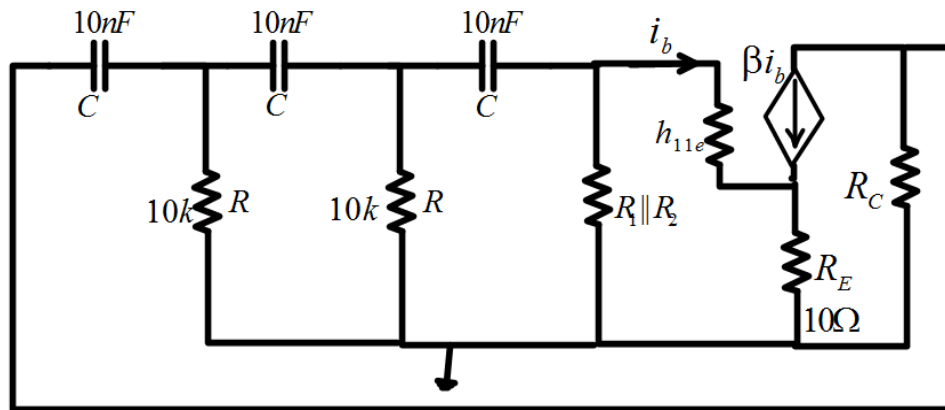


Fig.7 : Schéma en régime variable

3. Déterminer la fréquence f_0 des oscillations
4. Etablir la condition sur β pour avoir des oscillations.

6 Manipulation

1. Réaliser le montage de la figure 6.
2. Ajuster le potentiomètre de $1k\Omega$ de sorte à obtenir une tension quasi-sinusoïdale au niveau de l'émetteur.
3. Mesurer I_C , β et en déduire h_{11e} .
4. Relever la fréquence $f_{o,exp}$ des oscillations.
5. Mesurer à l'aide du multimètre la valeur de R_4 et calculer la valeur théorique $f_{0,th}$ de la fréquence des oscillations.
6. Mesurer le gain de boucle à la fréquence d'oscillation $f_{0,exp}$ (ouvrir la boucle et charger par une résistance équivalente à la résistance d'entrée de l'amplificateur.)
7. Réaliser le montage de la figure 8 :

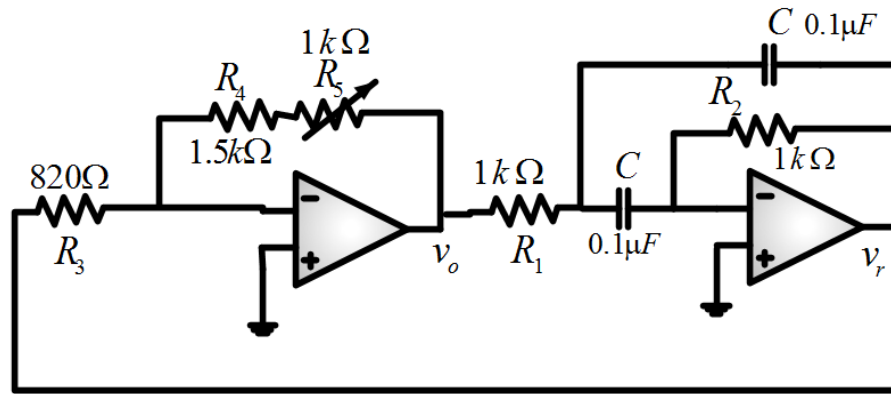


Fig.8 : Oscillateur à filtre passe bande

8. Ajuster le potentiomètre R_5 jusqu'à l'obtention du signal sinusoïdal en sortie (Pour avoir un bon ajustement, il est parfois utile de mettre à la place de 820Ω le potentiomètre R_5 de $1k\Omega$ et de ne garder que R_4 pour la chaîne de retour).
9. Mesurez la fréquence $f_{0,exp}$ des oscillations et comparez sa valeur au résultat théorique.
10. Vérifier la condition relative au gain.
11. Réaliser le montage de la figure 5. La résistance $R_1 = 1k\Omega$. La résistance R_2 est une résistance de $1.5k\Omega$ en série avec une résistance variable de $1k\Omega$.
On donne : $R = 10k\Omega$, $C = 0.1\mu F$.
12. Calculer la fréquence d'oscillation $f_{0,th}$
13. Mesurer la fréquence d'oscillation $f_{o,exp}$ et la comparer à la valeur théorique.