

TP Electronique n° 1 :

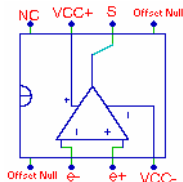
Modes de fonctionnement de l'amplificateur opérationnel.

Rappel du brochage des A.Op utilisés

Pour les A.Op. courants en boîtier 8 broches ($\mu A741$; TL061 ou TL071 ou TL081) le brochage est le suivant :

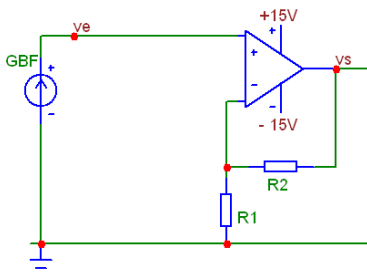
- 4 V_{CC}^-
bornes d'alimentation
- 7 V_{CC}^+
- 2 e- : entrée inverseuse
- 3 e+ : entrée non inverseuse
- 6 s : sortie

Les bornes « offset null » ne seront pas utilisées dans ce TP.



1 Montages à réaction négative.

1.1 Amplificateur non inverseur.



En considérant un modèle idéal d'amplificateur opérationnel, on trouve une amplification égale à $T_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$; pour des valeurs raisonnables de T_0 , il n'y a pas de problème en basses fréquences.

On prendra par exemple :

$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$

a) Amplification en basses fréquences.

Avec v_e une tension sinusoïdale d'amplitude 1V (2Vpp) et de fréquence 1kHz, relever en concordance de temps les tensions v_e et v_s ; en déduire la valeur de l'amplification en basses fréquences.

b) Observation de la saturation.

Augmenter l'amplitude de v_e et visualiser le phénomène qui apparaît (saturation) ; pour un signal d'entrée d'amplitude 2V (4Vpp) relever en concordance de temps les tensions v_e et v_s .

c) Relever la caractéristique de transfert du montage $V_s = f(V_e)$ (mode XY).

d) Analyse fréquentielle et TDH.

Faire l'analyse fréquentielle de v_s pour les deux valeurs précédentes de v_s (1V et 2V d'amplitude). **Expliquer !** Calculer le taux de distorsion harmonique (TDH).

Faire valider votre travail le plus souvent possible.

Remarques :

Quand on parle de **l'amplification** d'un montage, il s'agit bien sûr d'un fonctionnement **sans saturation**, cad en régime linéaire, pour travailler confortablement, on prend pour l'amplitude de v_e une valeur relativement grande mais permettant un fonctionnement linéaire.

Taux de distorsion harmonique.

Tout signal périodique de fréquence f peut s'écrire sous la forme d'une somme de sinusoïdes de fréquences multiples de f .

Le terme de à la fréquence du signal périodique est appelé fondamental, les termes de fréquences multiples sont appelés harmoniques.

$$v = V_0 + V_1.\cos(w_1t + q_1) + V_2.\cos(w_2t + q_2) + V_3.\cos(w_3t + q_3) +$$

V₀ est la composante continue (valeur moyenne)

V₁ V₂ V₃ V₄ etc représentent ici les amplitudes des différentes composantes.

Si un amplificateur ne donne pas de distorsion : une sinusoïde pure appliquée en entrée donne une sinusoïde pure en sortie sinon il y a apparition d'harmonique.

La composante continue ne nous intéresse pas.

Le taux de distorsion harmonique correspond à la valeur efficace de la distorsion (c'est-à-dire le signal privé de son fondamental) divisé par la valeur efficace du fondamental.

Le calcul peut se faire indifféremment avec les amplitudes ou les valeurs efficaces soit :

$$\text{On a : } TDH = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2 +}}{V_1}$$

Rappel : dBV et V_{RMS}

L'oscilloscope fournit des dBV $V_{dBV} = 20.\log\left(\frac{V_{RMS}}{1V_{RMS}}\right)$

Les valeurs en dBV doivent être reconverties en V_{RMS}

Présentez les résultats dans un tableau :

Harmonique	1	2	3	4	5	6	7	8	9
V en dBV									
V en VRMS									

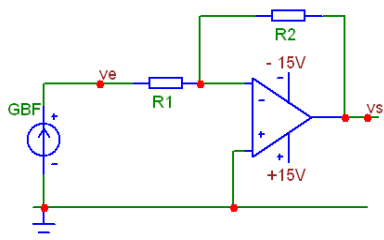
- e) Etude en fonction de la fréquence.
- On relève la courbe de gain pour 2 valeurs d'amplification :
- amplification voisine de 10 soit 20 dB
 - amplification voisine de 100 soit 40 dB

Il faudra prévoir la graduation de la feuille de papier semi-log pour tracer les deux courbes ensemble.

Relever dans chaque cas la courbe de gain du montage. Déterminer la bande passante à - 3dB.

Justifier les résultats.

1.2 Amplificateur inverseur.

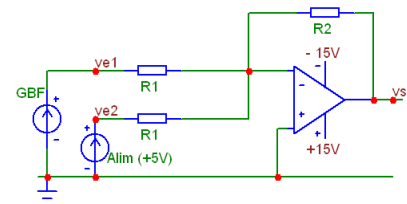


En prenant un modèle idéal d'amplificateur opérationnel, on trouve : $\frac{v_s}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1}$

On prendra $R_1 = 10\text{k}\Omega$ et $R_2 = 1\text{M}\Omega$

Relevez la courbe de gain. Justifiez.

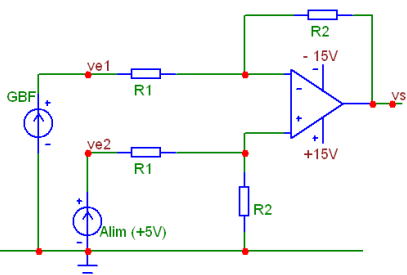
1.3 Sommateur.



$$v_s = -\frac{R_2}{R_1} \cdot (v_{e1} + v_{e2})$$

On prend 2 résistances égales $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ et une résistance $R_2 = 100\text{ k}\Omega$
Ve1 : sinus 1Vpp 1kHz
Ve2 : tension continue 0,5V
Relevez ve1 ve2 et vs
Expliquer

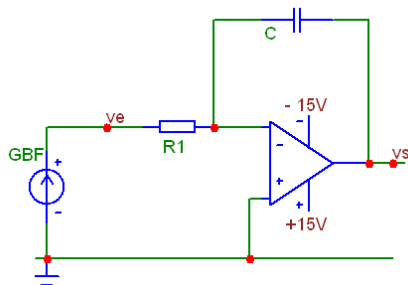
1.4 Soustracteur.



$$v_s = \frac{R_2}{R_1} \cdot (v_{e2} - v_{e1})$$

On prend 2 résistances égales $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ et 2 résistances égales $R_2 = 100\text{ k}\Omega$
Ve1 : sinus 1Vpp 1kHz
Ve2 : tension continue 0,5V
Relevez ve1 ve2 et vs
Expliquer

1.5 Intégrateur.



La tension de sortie peut s'écrire :

$$v_s = -\frac{1}{R_1 \cdot C} \int_{t_0}^t v_e(t) \cdot dt$$

ce qui correspond à une fonction de transfert en régime sinusoïdal :

$$\underline{T} = \frac{-1}{jR_1 C \omega}$$

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega \quad C = 15 \text{ nF}$$

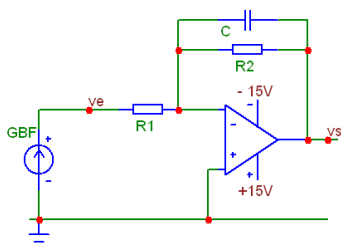
Ce montage ne peut pas fonctionner correctement s'il est utilisé seul, en effet la moindre tension continue présente en entrée (ou une tension de défaut) va entraîner l'amplificateur opérationnel en saturation. On peut aussi voir le problème à partir de la fonction de transfert : lorsque la fréquence tend vers 0 la fonction de transfert devient infiniment grande.

(on peut aussi dire qu'en très basses fréquences l'impédance du condensateur devient très grande, ce qui revient donc à un montage en boucle ouverte)

Pour mettre le problème en évidence appliquer une tension sinusoïdale 1Vpp 1kHz.

Expliquer. Pour limiter l'amplification en basses fréquences on ajoute une résistance R_2 en // avec C : on obtient alors le montage « intégrateur corrigé ».

1.6 Intégrateur corrigé.



En très basses fréquences le montage se comporte comme un amplificateur inverseur,

$$\text{d'amplification } -\frac{R_2}{R_1}$$

On limitera l'amplification en basses fréquences à la valeur 100, ce qui revient à prendre $R_2 = 1\text{M}\Omega$

1.6.1 Étude théorique (à faire avant le TP) (vu en TD !!!!)

En supposant que l'amplificateur opérationnel fonctionne en régime linéaire : déterminer la fonction de transfert du montage.

Tracer son diagramme de Bode, dans quelle bande de fréquence peut on considérer que ce montage fonctionne en intégrateur.

1.6.2 Étude pratique.

Relever le diagramme de Bode du montage, sur la même feuille que l'étude théorique.
Conclure.

1.6.3 Étude avec des signaux rectangulaires.

Le signal d'entrée v_e est maintenant un carré symétrique d'amplitude $E = 1\text{ V}$ et de fréquence 1 kHz (supposé de valeur moyenne nulle)

Déterminer théoriquement le signal v_s (AVANT le TP)

Vérifier expérimentalement.

1.7 Réalisation d'un filtre du premier ordre.

1.7.1

En utilisant une structure inverseuse, réaliser un filtre de fonction de transfert :

$$\underline{T} = T_0 \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_1}} \quad \text{avec } T_0 = -10 \quad \text{et } f_1 \text{ compris entre } 1,5 \text{ et } 2\text{ kHz}$$

Conseil : il faut déterminer les impédances $\underline{Z}_1$ et $\underline{Z}_2$ et il est possible de « réfléchir » étape par étape ; c'est à dire de les déterminer d'abord pour $\underline{T} = 10$ et ensuite de trouver les modifications à apporter pour obtenir la fonction de transfert correcte.

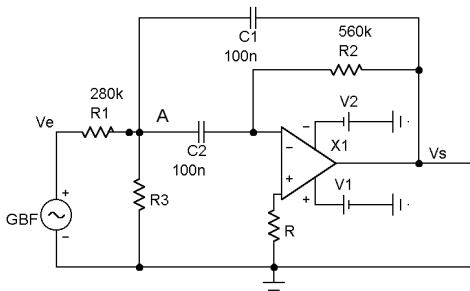
(si vraiment vous ne trouvez pas : revoir les montages précédents)

Relever la courbe de gain.

2 Filtres actifs.

2.1 Filtre passe-bande à contre-réactions multiples.

(Structure de Rauch)



2.1.1 Travail préparatoire

a) Fonction de transfert
Déterminer la fonction de transfert de ce filtre $\underline{T} = \frac{V_s}{V_e}$

Méthode :

Exprimer le potentiel (complexe) de A en fonction de V_e , V_s et des admittances des branches arrivant au nœud A.

(on peut utiliser la loi des nœuds ou le théorème de Millman)

Exprimer la relation entre V_A et V_S en utilisant un modèle idéal d'amplificateur opérationnel. En déduire $\underline{T}$.

On pourra poser $1/R = 1/R_1 + 1/R_3$ et $C = C_1 = C_2$

Montrer que l'on peut écrire :

$$\underline{T} = -\frac{R_2}{2 \cdot R_1} \cdot \frac{2jRC\omega}{1 - R_2 C \omega^2 + 2jRC\omega}$$

b) En déduire T_0 , f_0 et Q

c) Déterminer l'expression de la bande passante B à -3 dB

d) Si $R_3 \ll R_1$: que devient l'expression de f_0 ?

On prend : $C = 100 \text{ nF}$ $R_2 = 2 \cdot R_1$ ($R_1 = R_2 // R_3$)

e) On prendra $R_2 = 560 \text{ k}\Omega$, calculer l'amplification maximale et la bande passante B. Calculer R_3 pour $f_0 = 100, 200, 300, 400$ et 500 Hz .

f) Déterminer la décomposition en série de Fourier d'un signal carré.

2.1.2 Mesures.

- Gain et phase

a) Pour $f_0 = 100, 200, 300, 400$ et 500 Hz

(la valeur de R_3 devra être ajustée à chaque fois pour obtenir exactement la bonne fréquence)

relever les courbes de gain avec une échelle linéaire pour la fréquence .

b) Mesurer dans chaque cas la bande passante à -3dB.

c) Pour $f_0 = 100 \text{ Hz}$, relever la courbe de phase.

- Signal carré.

d) On applique à l'entrée un signal rectangulaire de rapport cyclique 0,5, de fréquence 100 Hz et d'amplitude 5 V . Mesurer, à l'aide du montage, les 5 premiers harmoniques du signal d'entrée.

2.1.3 Justifier les résultats obtenus

On tiendra compte des imperfections des filtres.

2.2 Filtre passe-bas du quatrième ordre.

2.2.1 Travail préparatoire.

a) Influence de m

Pour un filtre passe-bas du second ordre, il peut y avoir ou non un maximum de la courbe de gain:

pour $m < \frac{1}{\sqrt{2}}$: la courbe de gain passe par un maximum;

pour $m = \frac{1}{\sqrt{2}}$: la courbe de gain ne passe pas par un maximum, mais on obtient la courbe la plus plate possible (Butterworth);

pour $m > \frac{1}{\sqrt{2}}$ la courbe de gain se trouve en dessous de la courbe précédente.

Redémontrer les résultats ci-dessus.

b) Rappels : Filtre de Butterworth passe-bas.

On veut réaliser un filtre passe-bas du quatrième ordre ayant la réponse la plus plate possible dans la bande passante (approximation d'un filtre de Butterworth) en associant en cascade deux filtres du second ordre ayant même fréquence caractéristique, l'un ayant un facteur d'amortissement supérieur à $\frac{1}{\sqrt{2}}$, l'autre inférieur.

Pour un filtre de Butterworth d'ordre n :

$$\|T\| = |T_0| \cdot \frac{1}{\sqrt{1+x^{2n}}}$$

Pour n pair, le filtre peut être obtenu par la mise en cascade de $n/2$ cellules d'ordre 2 de

facteurs d'amortissement

$$m_k = \sin\left((2k-1)\frac{\pi}{2n}\right)$$

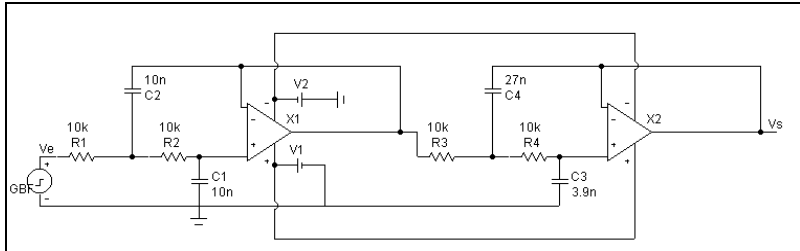
avec $k = 1, 2, \dots, n/2$

Ce qui donne, pour les premiers ordres :

Ordre	2	4	6	8
m_1	0,7071	0,3827	0,2588	0,1951
m_2		0,9239	0,7071	0,5555
m_3			0,9659	0,8315
m_4				0,9808

On peut remarquer que lorsque l'ordre du filtre augmente, on obtient des facteurs d'amortissement qui deviennent très faibles ; d'où apparition de surtensions importantes (et risque de saturation des amplificateurs)

Le filtre d'ordre 4 sera donc réalisé par la mise en cascade de deux filtres d'ordre 2.



Montage 1

Montage 2

Les deux cellules de base ont la même structure, représentée ci-contre :

Toutes les résistances ont la même valeur : $R = 10 \text{ k}\Omega$

Pour le montage 1 : $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$

Pour le montage 2 : $C_4 = 27 \text{ nF}$ et $C_3 = 3,9 \text{ nF}$

c) Déterminer la fonction de transfert d'une cellule de base.

Méthode :

Déterminer la fonction réalisée par l'amplificateur opérationnel avec contre réaction unitaire et procéder sensiblement comme dans la structure étudiée précédemment.

Montrer que l'on peut écrire :

$$\underline{T} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2 + 2jRC_1 \omega}$$

d) Fréquences caractéristiques et taux d'amortissement.

Pour chaque montage, exprimer et calculer

les fréquences caractéristiques : f_{01} et f_{02}

et les facteurs d'amortissement m_1 pour le montage 1 et m_2 pour le montage 2

Montrer que l'on obtient pratiquement un filtre de Butterworth du quatrième ordre.

e) Courbes de gain théoriques.

Pour f variant de 100 Hz à 10 kHz tracer les courbes de gain théoriques G_1 , G_2 et de G (gain résultant de la mise en cascade des montages 1 et 2) sur une feuille de papier semi-log

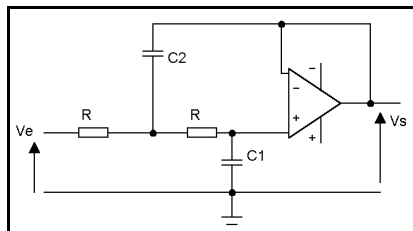
Calculer les valeurs remarquables voir (4.3)

2.2.2 Mesures

Relever G_1 , G_2 et G ainsi que f_{01} , f_{02} et f_0

On mesurera avec précision toutes les valeurs remarquables, comme par exemple les valeurs maximales des gains, les fréquences pour lesquelles le gain est nul.

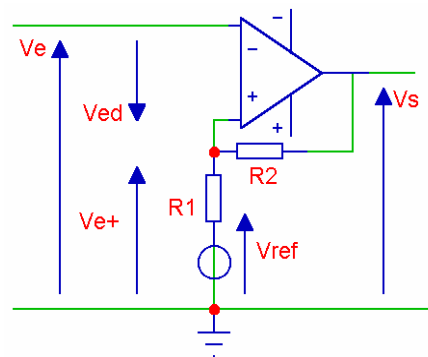
2.2.3 Justifier les résultats obtenus



3 Montages à réaction positive.

3.1 Trigger de Schmitt inverseur

3.1.1 Préparation.



On prendra un trigger de Schmitt inverseur centré (tension de référence nulle); refaire l'étude complète, en particulier, déterminer les expressions des seuils de basculement et tracer le cycle d'hystérésis.

On veut que la largeur du cycle d'hystérésis soit de 10 V, la plus forte des résistances a une valeur de 10 k Ω , déterminer la valeur (normalisée) de l'autre résistance.

Si le signal d'entrée v_e est une tension triangulaire d'amplitude 14 V déterminer et tracer les allures théoriques de v_e , v_s et de v^+

3.1.2 Mesures

Le signal d'entrée v_e étant une triangulaire d'amplitude suffisante (laquelle ?) et de fréquence 1 kHz; relever (en concordance de temps) les oscillogrammes de v_e , v_s et aussi de v^+

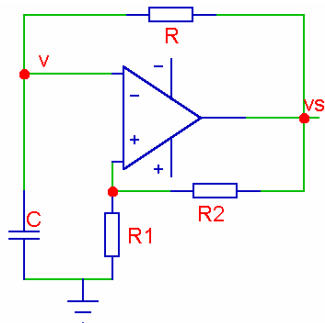
Mesurer la vitesse de variation de la tension de sortie, comparer avec la donnée constructeur pour le slew-rate.

Relever le cycle d'hystérésis directement sur l'oscilloscope : fonctionnement en mode XY.

Augmenter la fréquence de v_e (oscilloscope en mode Yt ou en mode XY), observer, décrire et conclure sur l'influence de la fréquence sur le fonctionnement du montage.

3.2 Astable

3.2.1 Préparation



A partir du montage précédent (mêmes valeurs de composants), on réalise un oscillateur astable.

Expliquer le fonctionnement et déterminer l'expression de la fréquence de fonctionnement : f_0 . Que vaut le rapport cyclique α ?

Application numérique :

On prendra une résistance $R = 12 \text{ k}\Omega$ et un condensateur C de 10 nF, calculer f_0 .

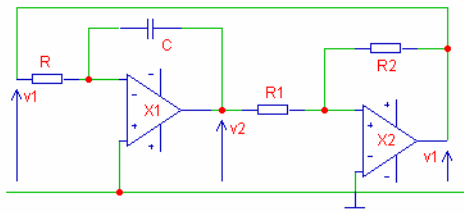
3.2.2 Mesures

Relever les oscillogrammes de v^+ , v et de v_s .

Mesurer la fréquence de fonctionnement f_0 et le rapport cyclique α .

Comparer les mesures aux valeurs théoriques. Conclure.

3.3 Générateur de fonctions.



On prendra les mêmes valeurs de résistances et de condensateurs.

Définir les tensions v_1 et v_2 .

Vérifiez expérimentalement.

3.4 VCO

3.4.1 Définition

Un oscillateur (astable) contrôlé en tension doit fournir une tension carrée (rectangulaire de rapport cyclique 1/2) et de fréquence réglable par une tension de commande v_C .

Si possible la fréquence obtenue sera une fonction linéaire (ou affine) de la tension de commande v_C , soit : $f = K \cdot v_C$

De plus, il est indispensable, dans les applications réelles (elles sont très nombreuses : PLL, modems, etc. . . .), que le système réagisse très rapidement à une variation de la tension de commande.

3.4.2 Principe

On charge un condensateur avec un courant qui peut prendre deux valeurs $+I$ ou $-I$, I étant proportionnel à la tension de commande.

La tension aux bornes du condensateur évolue donc linéairement et cette tension est appliquée sur l'entrée d'un comparateur à hystérésis non inverseur.

Un niveau haut en sortie du comparateur impose le courant de charge égal à $-I$: la tension aux bornes de C décroît (et à $+I$ dans le cas contraire)

Donner un schéma (réalisé à partir d'interrupteurs commandés, source de courant comparateur et condensateur) illustrant le principe.

Montrer que ce système conduit à un oscillateur.

3.4.3 Réalisation pratique.

$R = 10 \text{ k}\Omega$

$R' = 5,6 \text{ k}\Omega$

$R_1 = 5,6 \text{ k}\Omega$

$R_2 = 10 \text{ k}\Omega$

$C = 10 \text{ nF}$

$r = 10 \text{ k}\Omega$

K : NJFET 2N3819

D_Z : diode zéner de 5,1 V

