

# Travaux pratiques

## Conception de circuits analogiques

Freddy Gaboriau, Hélène Leymarie, Thierry Perisse, Christophe Viallon

27 octobre 2014  
Rev.203



## Avant propos

Ces travaux pratiques ont pour objectif de permettre à l'étudiant de parfaire sa compréhension quant aux principales notions abordées en cours et en travaux dirigés. Pour que ces travaux pratiques soient le plus profitables possible, il est indispensable de bien préparer les sujets avant de venir en séance de manière à utiliser ce temps limité à bon escient en se focalisant plutôt sur les aspects expérimentaux.

Les quatre sujets proposés sont les suivants :

1. Amplificateur à contre-réaction
2. Amplificateur de puissance en classe B
3. Étude d'un oscillateur sinusoïdal
4. Synthèse de filtre : filtre séparateur actif de gain variable pour subwoofer

## Fonctionnement de la salle de TP

Beaucoup d'étudiants utilisent cette salle de travaux pratiques, ce qui engendre de l'usure inévitable sur l'ensemble du matériel mis à votre disposition. Ce matériel est relativement onéreux et il n'est pas toujours possible d'obtenir rapidement le budget nécessaire à un remplacement.

Aussi, pour éviter toute usure prématurée, nous demandons aux étudiants de gérer les paillasses qui vous seront attribuées au début de la série de TP en « bon père de famille », c'est-à-dire en prenant soin de :

- ranger le matériel à la place qui lui est destinée après utilisation,
- ranger tous les câbles dans les emplacements prévus à cet effet en fin de séance,
- éviter de laisser des composants électroniques en dehors des petites boîtes prévues à cet effet une fois le travail terminé,
- laisser les circuits intégrés sur les platines Labdec mises à votre disposition,
- laisser les sondes connectées aux oscilloscopes en fin de séance pour éviter de les retrouver sous les tables.

## Modalités du contrôle des connaissances

Les préparations sont systématiquement vérifiées et évaluées en début de séance. Durant la séance, les courbes demandées doivent être tracées à l'aide d'un tableur en utilisant les PCs à votre disposition sur chaque poste de travail.

Les compte-rendus doivent être rédigés à l'aide d'un traitement de texte. Ils sont relevés en fin de semestre et évalués pour former la note de contrôle continu.

Un examen de TP a lieu à l'issue du semestre. Cet examen est individuel et dure 1h45. Nous insistons donc fortement pour que chacun manipule le matériel à tour de rôle durant les séances de TP.

La table n°2 est en libre service. Les étudiants qui souhaiteraient finir un TP en dehors des créneaux prévus peuvent venir travailler dans la salle sur cette table mais aussi sur les autres tables qui seraient disponibles, quand celle-ci est ouverte.

L'agenda de la salle U4-306 est visible ici : <http://homepages.laas.fr/cviallon/edtu4306/month.php>

# AMPLIFICATEUR A CONTRE-RÉACTION

## 1 Introduction

Lorsqu'un montage électronique utilise des composants actifs comme les transistors bipolaires par exemple, il est impossible de prévoir les résultats qui seront obtenus à cause de la très grande dispersion qui existe entre les paramètres des transistors de même type. Même en utilisant des transistors triés pour avoir des paramètres sensiblement identiques, il est pratiquement impossible de retrouver les mêmes points de fonctionnement.

Les composants passifs (résistances, condensateurs) peuvent être choisis avec des dispersions sur leur valeur nominale aussi faible que l'on désire mais leur prix augmente très vite avec la précision désirée.

L'idéal serait de rendre l'amplification indépendante des composants actifs entrant dans le montage et de ne la faire dépendre que d'éléments passifs. C'est ce que permet dans une certaine mesure l'application à un amplificateur linéaire d'une réaction négative ou contre-réaction.

Suivant la nature de la grandeur de sortie et de la grandeur réinjectée à l'entrée, on peut distinguer quatre types de contre-réaction (cf. cours). Ces divers types mènent aux quatre sources contrôlées usuelles. On n'étudiera ici que deux types, à savoir la contre-réaction parallèle ou tension-courant et la contre-réaction série ou courant-tension.

## 2 Contre-réaction courant-tension (= contre-réaction série)

### 2.1 Rappels théoriques

La contre-réaction courant-tension consiste à ramener à l'entrée une tension proportionnelle au courant de sortie, en série et en opposition de phase avec la tension d'entrée. L'amplificateur est alors caractérisé par son impédance de transfert  $Y_t$ , son impédance d'entrée  $Z_E$  et son impédance de sortie  $Z_S$ .

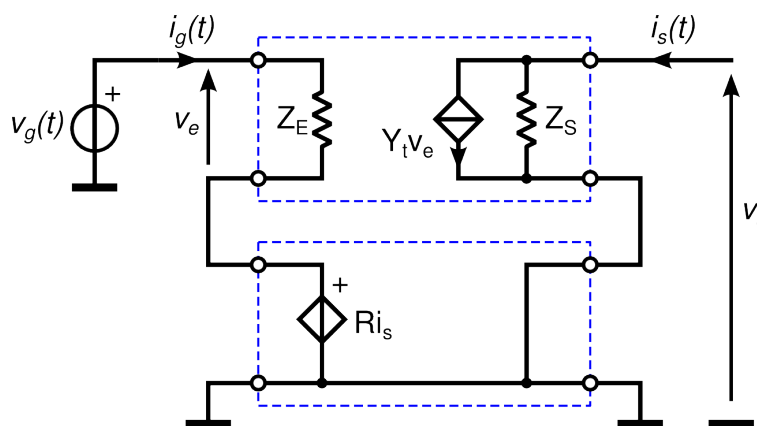


Figure 1 : principe de la contre-réaction courant-tension.

On démontre que les paramètres du circuit bouclé s'écrivent :

$$Y'_t = \left[ \frac{i_s}{v_g} \right]_{v_s=0} = \frac{Y_t}{1 + R Y_t}, \quad Z'_E = \left[ \frac{v_g}{i_g} \right]_{v_s=0} = Z_E (1 + R Y_t) \quad \text{et} \quad Z'_S = \left[ \frac{v_s}{i_s} \right]_{v_g=0} = Z_S (1 + R Y_t)$$

On tend vers une source de courant contrôlée par tension.

## 2.2 Travail de préparation

Le premier étage de l'amplificateur que nous allons caractériser s'apparente au schéma ci-dessous :

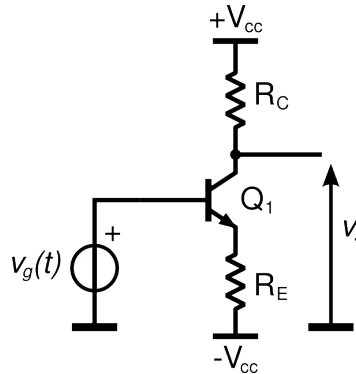


Figure 2 : montage pseudo émetteur commun.

Ce schéma s'identifie au système bouclé suivant :

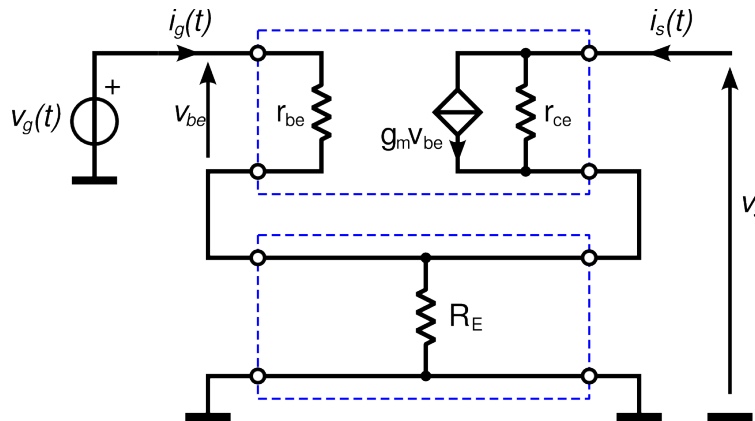


Figure 3 : système bouclé équivalent au montage pseudo émetteur commun.

On obtient  $Z_E = r_{be}$ ,  $Z_S = r_{ce}$ ,  $Y_T = g_m = \frac{\beta}{r_{be}}$ .

La résistance  $R_E$  réinjecte dans la maille d'entrée une tension voisine de  $R_E i_s$  ( $i_s \gg i_g$ ), d'où les caractéristiques suivantes pour l'amplificateur contre-réactionné :

$$Y'_T \approx \frac{g_m}{1 + g_m R_E}, \quad Z'_E \approx r_{be} (1 + g_m R_E), \quad Z'_S \approx R_C // r_{ce} (1 + g_m R_E) \approx R_C$$

On peut caractériser le montage, chargé par  $R_C$ , par son gain dynamique en tension :

$$A'_V = \frac{v_s}{v_g} = -Y'_T Z'_S \approx -\frac{g_m R_C}{1 + g_m R_E}$$

L'amplificateur à caractériser est constitué du montage précédent suivi par un amplificateur à collecteur commun (cf. figure 4). Les caractéristiques du système bouclé sont par conséquent légèrement différentes du cas simplifié que nous venons de traiter.

À partir de ce montage, rechercher les expressions de  $Z_E$  et  $Y_T$ . Démontrer ensuite que la contre-réaction conduit aux caractéristiques suivantes :

$$Z'_E \approx R_B // [r_{be1} (1 + g_{m1} R_E)] \quad \text{et} \quad A'_V = -\frac{g_{m1} R_C}{1 + g_{m1} R_E} \cdot \frac{R_B // [r_{be1} (1 + g_{m1} R_E)]}{Z'_E} \quad \text{avec} \quad R_B = R_{B1} // R_{B2}$$

$Z_s$  est imposé par l'amplificateur collecteur-commun ( $Q_2$ ).

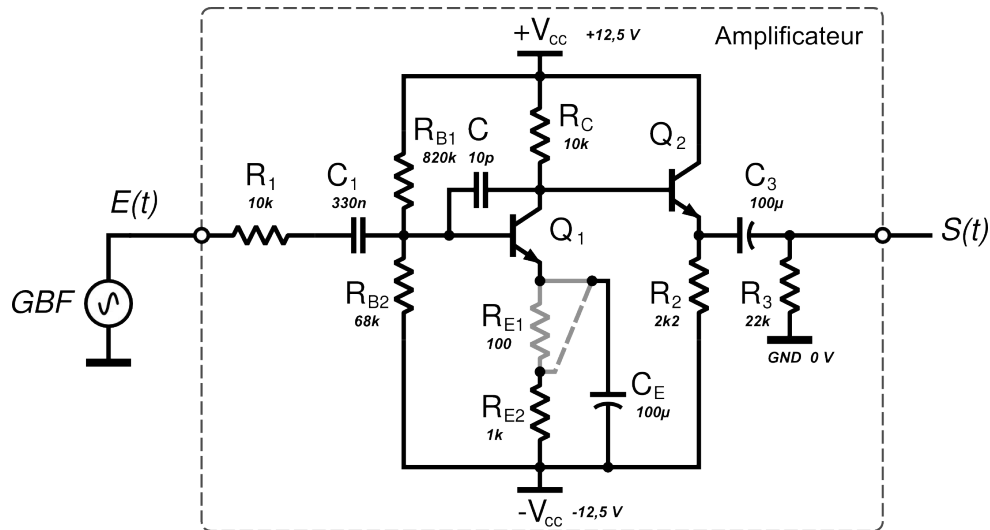


Figure 4 : amplificateur configuré avec une contre-réaction courant-tension.  $R_{E1}$  est la résistance de contre-réaction, quand elle n'est pas découplée par  $C_E$ .

### 2.3 Manipulation

La caractérisation du quadripôle aux fréquences moyennes s'effectuera à la fréquence de travail de 1 kHz à l'aide d'un **voltmètre numérique**. Les signaux doivent également être visualisés à l'oscilloscope pour vérifier l'absence de saturation du circuit. L'étudiant expliquera systématiquement les méthodes de mesure employées.

Le schéma de la figure 4 est pré-câblé sur une carte pouvant être insérée sur une platine d'expérimentation (figure 5).

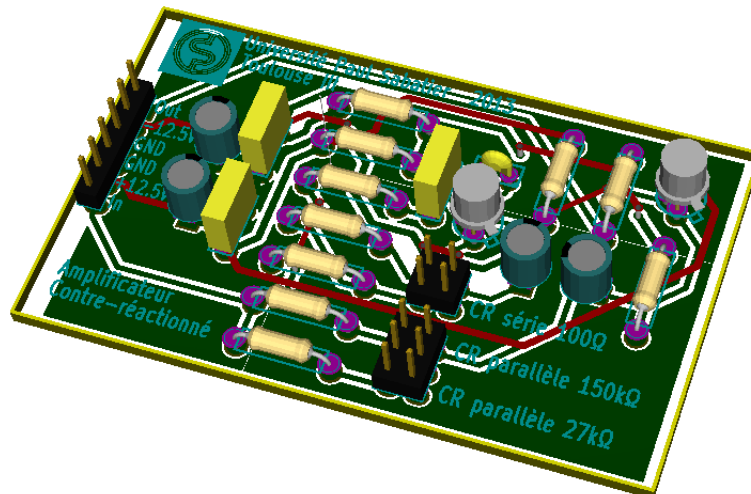


Figure 5: carte correspondant au schéma de la figure 4. Les résistances de 27 kΩ et 150 kΩ correspondent à la contre-réaction parallèle (cf. partie 3)

Dans cette étude, la topologie est la suivante (cf. figure 4) :

- La résistance  $R_E$  s'identifie au réseau de contre-réaction
- Le point d'entrée du montage est en amont de  $R_1$  et le point de sortie sur l'émetteur de  $Q_2$  chargé par la résistance  $R_3$ . Ce montage constitue l'amplificateur de la chaîne directe ( $Z_E$ ,  $Z_s$  et  $A_v$ ).

- 1- **Insérer** la carte de la figure 5 sur la platine labdec et identifier les différents éléments de la figure 4. La contre-réaction parallèle n'étant pas active, les résistances de 27 k $\Omega$  et 150 k $\Omega$  sont déconnectées du circuit (aucun cavalier). **Alimenter le montage par une tension symétrique** comme indiqué sur la figure 4.
- 2- **Vérifier** le point de fonctionnement des transistors  $Q_1$  et  $Q_2$  en mesurant les courants de collecteur  $I_{C1}$  et  $I_{C2}$  ainsi que les tensions  $V_{CE1}$  et  $V_{CE2}$ . **Comparer** à la théorie.
- 3- De cette caractérisation, on peut en déduire les valeurs de  $r_{be1}$ ,  $g_{m1}$ . **Expliquer** comment et déterminer ces valeurs.
- 4- **Caractériser** le quadripôle de la chaîne directe (le condensateur  $C_E$  découple entièrement la résistance d'émetteur de  $Q_1$ ). **En déduire**  $Z_E$  et  $A_V$ . **Remplir** le tableau ci-dessous.
- 5- À partir des résultats pratiques précédents, **calculer** les expressions pseudo-théoriques (= qui utilisent les valeurs de  $r_{be1}$  et  $g_{m1}$  issues des mesures) de  $Z'_E$  et  $A'_V$  pour les différentes valeurs de  $R_E$  et **remplir** les cellules concernées du tableau ci-dessous (cellules grisées).

	Théorie	Pratique
$Z_E$		
$A_V$		
$R_E$ ( $\Omega$ )	<b>100</b>	
$Z'_E$		
$A'_V$		

- 6- **Commenter** les résultats et **conclure**.

Un générateur sinusoïdal pur est appliqué en entrée du circuit (avant  $R_1$ ). On se propose d'évaluer la qualité du signal de sortie en fonction de son niveau à l'aide d'un distorsiomètre.

- 7- A la fréquence de 1 kHz, tracer la distorsion harmonique  $D$  en fonction de l'amplitude de la tension de sortie.

$R_E = 0 \Omega$

D (%)									
$V_S$ ( $V_{eff}$ )									

$R_E = 100 \Omega$

D (%)									
$V_S$ ( $V_{eff}$ )									

- 8- **Commenter** l'allure des courbes obtenues.
- 9- De manière globale, **conclure** sur l'emploi de la contre-réaction pour le circuit étudié.

### 3 Contre-réaction tension-courant (= contre-réaction parallèle)

#### 3.1 Rappels théoriques

La contre-réaction tension-courant consiste à ramener à l'entrée un courant proportionnel à la tension de sortie, en parallèle et en opposition de phase avec le courant d'entrée. L'amplificateur est alors caractérisé par son impédance de transfert  $Z_T$ , son impédance d'entrée  $Z_E$  et son impédance de sortie  $Z_S$ .

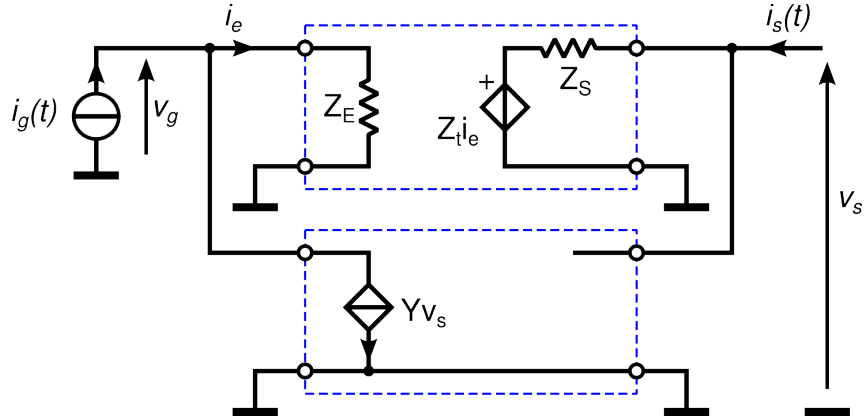


Figure 6 : principe de la contre-réaction tension-courant.

On démontre que les paramètres du circuit bouclé s'écrivent :

$$Z'_T = \left[ \frac{v_s}{i_g} \right]_{i_s=0} = \frac{Z_T}{1 + Y Z_T}, \quad Z'_E = \left[ \frac{v_g}{i_g} \right]_{i_s=0} = \frac{Z_E}{1 + Y Z_T}, \quad Z'_S = \left[ \frac{v_s}{i_s} \right]_{i_g=0} = \frac{Z_S}{1 + Y Z_T}$$

On tend vers une source de tension contrôlée par courant.

#### 3.2 Travail de préparation

Nous étudions maintenant la contre-réaction tension-courant telle qu'elle est appliquée sur le circuit de la figure 7. Il s'agit du même amplificateur étudié précédemment pour lequel  $R_E$  est entièrement découplée par  $C_E$  (pas de contre-réaction série).

Ce montage peut être symbolisé par le quadripôle contre-réactionné de la figure 8. Sur cette figure, une source de tension suivie par la résistance série  $R_1$  est appliquée en entrée du quadripôle (= transformation du GBF en un générateur de Norton). Par identification avec le cas général évoqué en figure 6, et si le gain en tension  $A_V$  de l'amplificateur non bouclé est grand devant l'unité, on peut écrire :

$$Y \approx -\frac{1}{R_P} \quad \text{et} \quad Z_T = A_V Z_E$$

**Démontrer** que la caractérisation aux fréquences moyennes de ce système bouclé conduit aux expressions ci-dessous :

$$Z'_E = \left[ \frac{v_g}{i_g} \right]_{i_s=0} = R_1 + \frac{Z_E}{1 - \frac{A_V Z_E}{R_P}}, \quad Z'_S = \left[ \frac{v_s}{i_s} \right]_{i_g=0} = \frac{Z_S}{1 - \frac{A_V (Z_E // R_1)}{R_P}}$$

$$A'_V = \left[ \frac{v_s}{v_g} \right]_{i_g=0} = \frac{A_V Z_E}{Z_E + R_1 \left( 1 - \frac{A_V Z_E}{R_P} \right)}$$



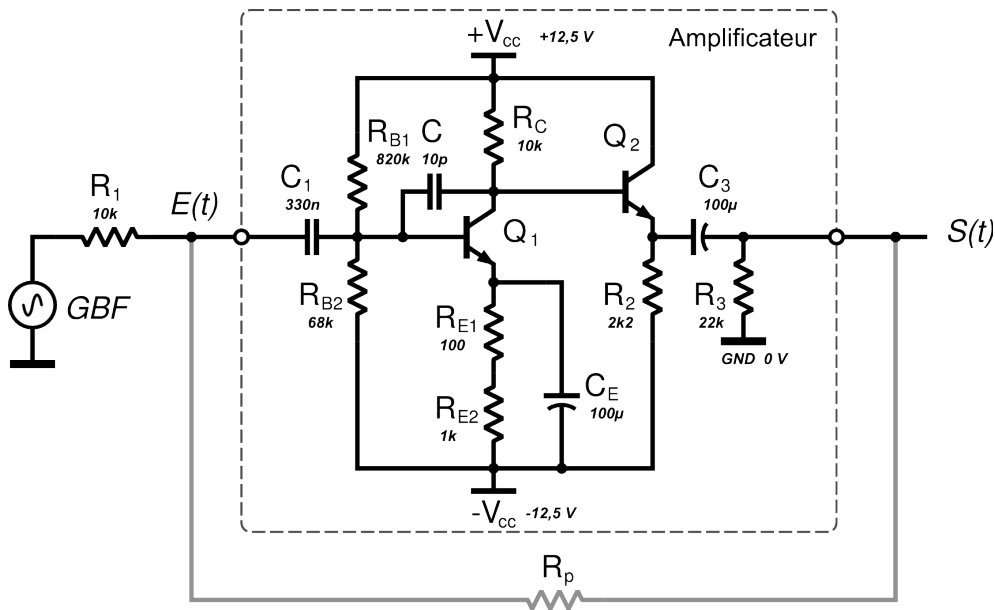


Figure 7 : Amplificateur configuré pour la contre-réaction Tension-Courant.  
 $R_p$  est la résistance de contre-réaction.

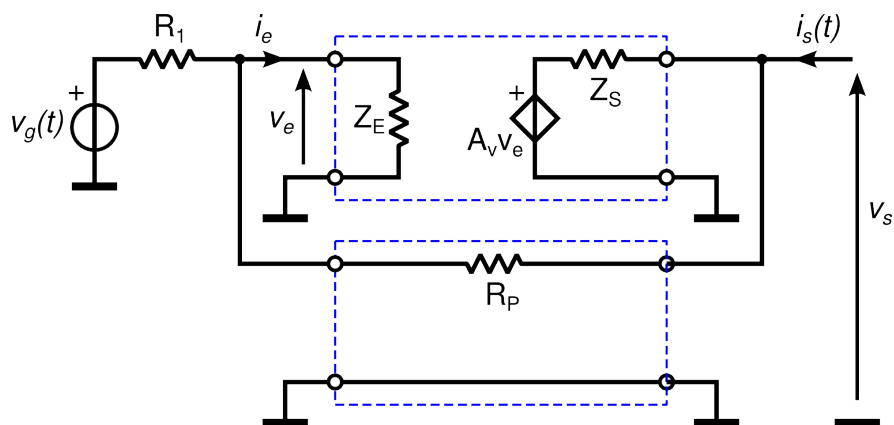


Figure 8 : système bouclé équivalent au montage précédent.

### 3.3 Manipulation

Dans cette partie, le condensateur  $C_E$  découple entièrement la résistance d'émetteur de  $Q_1$  (cf. figure 7).

- 1- **Caractériser** le quadripôle de la chaîne directe  $Z_E$ ,  $Z_S$ ,  $A_V$  (**Attention, l'entrée est positionnée entre  $R_1$  et  $C_1$  contrairement à la première partie du TP**). Ces valeurs peuvent également se déduire de la caractérisation du quadripôle précédent (question 4, §3.3).
- 2- **Calculer** les expressions théoriques de  $Z'_E$ ,  $Z'_S$ ,  $A'_V$  pour les différentes valeurs de  $R_p$  et **remplir** la partie *Théorie* du tableau ci-après (partie grisée).
- 3- Remplir la partie *Pratique* du tableau en caractérisant le circuit contre-réactionné pour  $R_p = 150 \text{ k}\Omega$  puis  $27 \text{ k}\Omega$ .

	Théorie		Pratique	
$R_p (\Omega)$	<b>150k</b>	<b>27k</b>	<b>150k</b>	<b>27k</b>
$Z'_E$				
$Z'_S$				
$A'_v$				

4- **Commenter et conclure.**

5- **Effectuer** les mesures des fréquences de coupure haute à -3 dB en décrivant les modalités des mesures (méthode, instrumentation) et **remplir** le tableau :

$R_p (\Omega)$	$+\infty$	<b>150k</b>	<b>27k</b>
$f_H$ (kHz)			
$A'_v \times f_H$ (kHz)			

6- **Commenter et conclure.**



## AMPLI DE PUISSANCE EN CLASSE B

### Avant propos

Dans toute la suite, on posera  $E(t) = E_{max} \cdot \cos(\omega t)$ ,  $S(t) = S_{max} \cdot \cos(\omega t)$  avec  $S_{max} = \alpha V_{cc}$  et  $0 < \alpha < 1$ . On pose également  $V_{cc} = 9\text{ V}$ ,  $R_{ch} = 100\ \Omega$ . Les transistors de sortie sont des transistors bipolaires complémentaires de puissance TIP31C et TIP32C (cf. doc constructeur).

*Remarques : Les mesures de puissances seront effectuées pour une fréquence de 1KHz.  
Les parties 1,2,3 seront traitées avec le TL071 non câblé au reste de la carte.*

### 1 Étude de l'étage push-pull seul

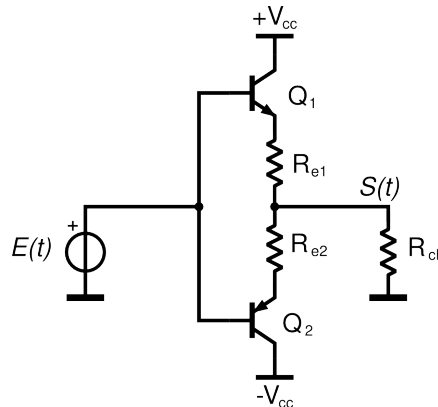


Figure 9 : étage push-pull seul.

#### 1.1 Étude théorique

Hypothèse : Dans un premier temps on néglige l'influence des résistances  $R_{e1}$  et  $R_{e2}$ .

- Donner l'allure théorique de  $E(t)$  ; de  $S(t)$  ; de  $I_{EQ1}(t)$  et de  $I_{EQ2}(t)$ .
- Expliquer brièvement le phénomène de distorsion de croisement.
- Donner les équations de  $P_{Rch}$ , de  $P_{+Vcc}$ , de  $P_{-Vcc}$ , de  $P_{Q1}$  et de  $P_{Q2}$  en fonction de  $(V_{cc}, R_{ch}, \alpha)$ ; En déduire l'expression du rendement  $\eta$ .

Applications numériques :

- Calculer les valeurs maximales de  $P_{Rch}$ , de  $P_{+Vcc}$ , de  $P_{-Vcc}$ , de  $P_{Q1}$  et de  $P_{Q2}$  et du rendement  $\eta$ .
- Montrer que l'hypothèse de départ est valable : ordre de grandeur de  $P_{Re1}$ .

#### 1.2 Manipulation

- Visualiser à l'oscilloscope  $E(t)$  et  $S(t)$  pour  $E_{max} = 3\text{ V}$  ; Relever  $S(t) = f(E(t))$  mode XY.
- En déduire  $S_{max}$  ; Expliquer la chute de tension observée.
- Mesure de la plage de non conduction des transistors.

- Donner un ordre de grandeur du taux de distorsion  $\sigma$  de  $S(t)$ . (cf distorsiomètre ou analyseur de spectre).

## 2 Étude de l'étage push-pull polarisé par diodes

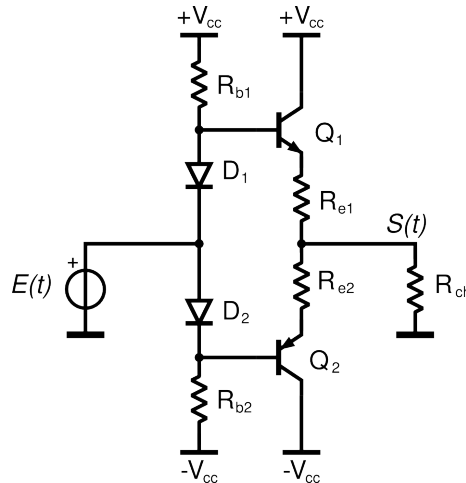


Figure 10: amplificateur push-pull polarisé par diodes.

### 2.1 Étude théorique

- Quelle est la fonction des deux diodes D1 et D2 ?
- Dimensionnement de  $R_{b1}$  et de  $R_{b2}$  en se fixant le courant traversant  $R_{b1}$  à 3 mA. Justifier cette valeur de 3 mA.
- Rôle des 2 résistances d'émetteurs ; Justifier la valeur de 2,2  $\Omega$ .
- Donner l'expression de la valeur maximale de la tension de sortie dans le cas réel (prise en compte des chutes de tensions), en déduire l'expression de la puissance maximale dissipée dans la charge. Faire les applications numériques.
- Donner l'expression du rendement en fonction de l'amplitude de la tension de sortie dans le cas réel et calculer la valeur du rendement maximum.
- Donner les expressions simplifiées et l'ordre de grandeur des impédances d'entrée et de sortie de la cellule.
- Déterminer la puissance maximale que peut dissiper un transistor sans radiateur (on prend  $T_a = 40^\circ\text{C}$  et  $T_j = 90^\circ\text{C}$ ,  $R_{thj/a} = 62,5^\circ\text{C/W}$  et  $R_{thj/b} = 3,12^\circ\text{C/W}$ ).
- Proposer un câblage permettant d'avoir  $S(t) = 0$  quand l'entrée est à la masse.

### 2.2 Manipulation

Pour  $R_{b1} = R_{b2} = R_b = 3,3 \text{ k}\Omega$ ,

- Visualiser  $E(t)$  et  $S(t)$  pour  $E_{max} = 3 \text{ V}$  ; noter l'amélioration de  $S(t)$ . Mesure de la chute de tension ; Expliquer.
- Donner un ordre de grandeur du taux de distorsion de  $S(t)$ . (cf distorsiomètre ou analyseur de spectre). À titre indicatif relever le taux de distorsion du générateur utilisé. (sur la documentation constructeur du générateur).
- Relever  $S(t)$  ;  $I(+V_{cc})$  ;  $I(-V_{cc})$  pour différentes amplitudes de  $E(t)$  allant de 0 une tension limite qui, au-delà, provoquerait une distorsion visible à l'oscilloscope de  $S(t)$ .

- Tracer  $\eta = f(S)$ .
- Donner le rendement maximum disponible ; Le comparer avec le rendement réel max trouvé en théorie ; Expliquer la différence.
- Faire le bilan des pertes (ordre de grandeur des puissances perdues dans chacun des éléments).

### 3 Étude de l'étage push-pull polarisé par diodes et générateurs de courant

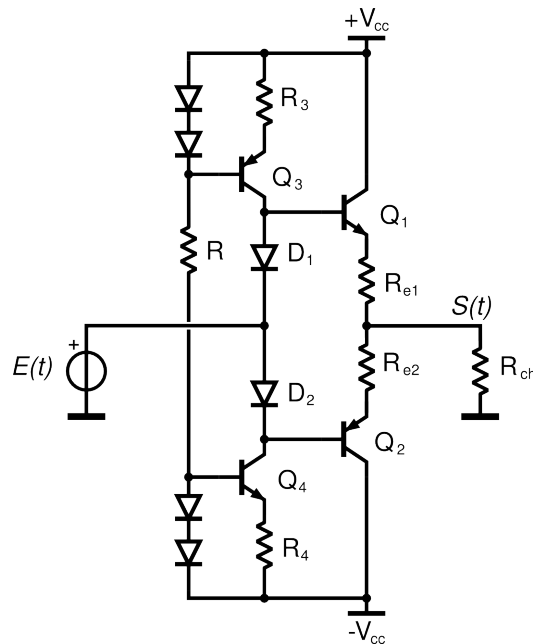


Figure 11: amplificateur push-pull polarisé par diodes et source en courant.

#### 3.1 Etude théorique

On veut  $I_{CQ3} = I_{CQ4} = 3 \text{ mA}$ .

- Dimensionner  $R_3$  et  $R_4$ .
- Justifier la valeur de  $R$  prise à  $18 \text{ k}\Omega$ .
- Donner les impédances d'entrée et de sortie de la cellule

#### 3.2 Manipulation

- Tracer  $\eta = f(S)$ .
- En déduire le rendement maximum (à la limite de la distorsion de  $S(t)$ ).
- Estimer la fréquence de coupure haute de la cellule, justifier le résultat.

### 4 Étude de l'étage push-pull contre-réactionné

L'AOp utilisé est un TL071 (gain statique = 2. et produit gain-bande = 4MHz).

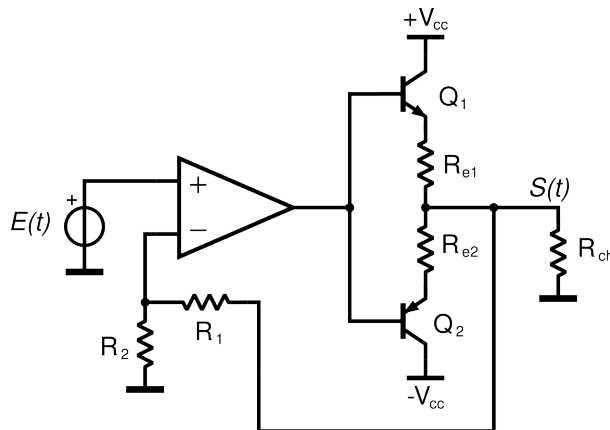


Figure 12: amplificateur push-pull contre-réactionné.

#### 4.1 Étude théorique

- Expliquer comment l'AOp permet d'éliminer les distorsions de croisements.
- Citer quelques améliorations apportées par la contre réaction.
- Donner les impédances d'entrée et de sortie de la cellule contre-réactionnée et les comparer avec celles de la cellule seule
- Représenter le schéma bloc du montage en considérant que  $R_1$  et  $R_2$  sont grandes devant  $R_{ch}$  et que la fonction de transfert de l'AOp est du premier ordre.
- Donner l'expression de la fonction de transfert du système en boucle ouverte et en boucle fermée.
- Calculer la valeur de  $R_1$  et  $R_2$  pour avoir un gain en tension  $G_v = 10$ .

#### 4.2 Manipulation

- Observer les signaux  $E(t)$ ,  $S(t)$  ainsi que la sortie de l'AOp. Conclusion.
- Tracer  $\eta = f(S)$ .
- En déduire le rendement maximum (à la limite de la distorsion de  $S(t)$ ).
- Estimer la fréquence de coupure haute de la cellule contre-réactionnée. Ce résultat était-il prévisible ?

### 4.3 Amélioration

On veut maintenant une impédance d'entrée de 4,7 k $\Omega$  et une fréquence de coupure basse de 30Hz. La capacité  $C_2$  permet de réaliser une contre réaction statique (composante continue) à retour unitaire, son impédance doit être faible devant la résistance aux fréquences considérées. Pour la contre réaction dynamique (alternatif), on considère  $C_2$  comme un court circuit.

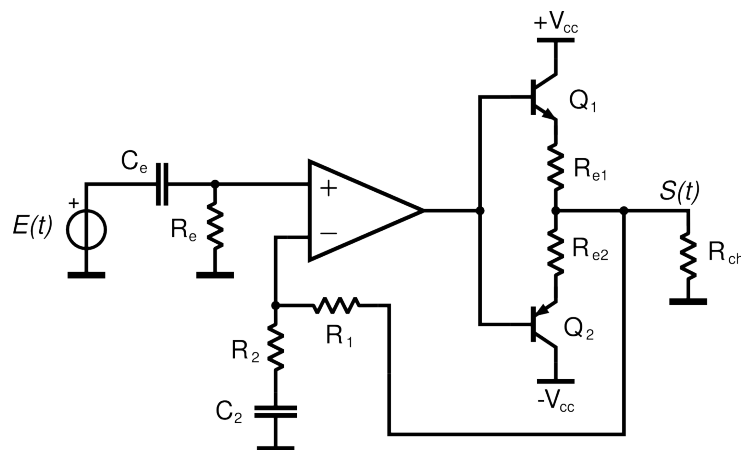


Figure 13: amplificateur push-pull contre-réactionné - version 2.

#### 4.3.1 Théorie

- Calculer les valeurs des composants  $R_e$  et  $C_e$  du filtre d'entrée.
- Expliquer l'utilité d'un asservissement statique et justifier la valeur de  $C_2$  prise à 2,2  $\mu$ F.

#### 4.3.2 Manipulation

- Relever le rendement maximum (avant distorsion sur  $S(t)$ ).
- Mesurer la bande passante du montage.
- Expliquer la nouvelle limitation de la tension de sortie.





## ÉTUDE D'UN OSCILLATEUR SINUSOÏDAL

### 1 Introduction

Le travail proposé ici a pour objectif de mettre en application les principes théoriques abordés en cours traitant de la conception des oscillateurs sinusoïdaux à travers l'exemple d'un oscillateur à pont de Wien reproduit sur la figure 14 ci-dessous. Comme tous les oscillateurs sinusoïdaux, ce circuit fonctionne sur le principe d'une réaction positive. Il se compose d'un amplificateur rebouclé sur lui-même à l'aide de réseau électrique passif déphaseur généralement résonnant (contre-exemple : les oscillateurs à cellules RC cascadées).

Dans ce qui suit, deux exemplaires de ce circuit seront analysés. La première partie du TP est dédiée à l'étude du circuit le plus simple, qui comporte un amplificateur rebouclé sur lui-même à l'aide d'un filtre passe-bande de Wien. L'objectif de cette partie est de mettre en évidence les défauts de ce circuit.

Dans la seconde partie, on se propose de corriger les défauts du montage précédent en proposant un nouveau montage qui introduit un système de stabilisation de l'amplitude du signal de sortie dans le but d'en limiter la distorsion.

### 2 Étude de l'oscillateur à filtre de Wien élémentaire

La figure 14 ci-dessous montre le schéma électrique de l'oscillateur à câbler sur platine d'expérimentation. Le filtre de Wien est déjà pré-câblé sur un petit PCB d'accueil et peut être monté sur la platine d'expérimentation.

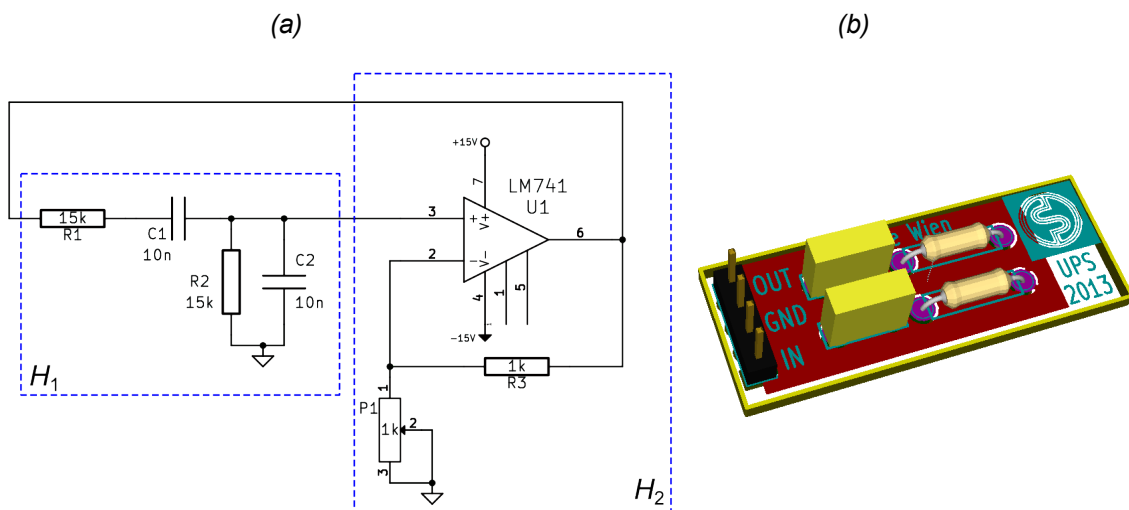


Figure 14: (a) oscillateur à câbler, (b) filtre de Wien pré-assemblé sur un PCB.

#### 2.1 Caractérisation du filtre de Wien

**Déterminer expérimentalement** les valeurs de la fréquence centrale  $f_0$  du filtre, le module et la phase de la fonction de transfert  $H_1(j\omega)$  à la fréquence  $f_0$ . **Mesurer** les fréquences de coupures basses et hautes  $f_b$  et  $f_h$  pour en déduire le facteur de qualité.

## 2.2 Analyse du circuit complet

Les conditions de démarrage sont obtenues pour  $|H_1 H_2| > 1$  (cf. figure 14). Pour cette première version de l'oscillateur,  $R_3 = 1\text{ k}\Omega$ . **Régler** P1 à une valeur strictement inférieure à  $500\ \Omega$  pour obtenir ces conditions de démarrage.

**Observer** le démarrage des oscillations et **interpréter** la forme d'onde de la tension de sortie de l'AOp une fois le circuit stabilisé. **Relever** la fréquence d'oscillation  $f_{osc}$  et l'amplitude de la tension d'entrée de l'amplificateur, que l'on nommera  $V_{in0}$ .

## 2.3 Caractérisation de l'amplificateur seul

Pour mieux comprendre les observations précédentes, nous allons mesurer l'évolution du gain en tension de l'amplificateur à AOp à la fréquence d'oscillation en fonction de l'amplitude de la tension d'entrée.

Lorsque l'amplificateur atteint la saturation, des harmoniques apparaissent dans la tension de sortie. Seule l'amplitude associée à la fréquence fondamentale nous intéresse. Un filtre passe-bas d'ordre très élevé est donc utilisé pour couper toutes les harmoniques contenues dans le signal. Ce filtre est déjà construit et est à votre disposition (cf. figure 15). Il s'agit d'un filtre passe-bas elliptique à capacités commutées d'ordre 8 (LTC1069-1).

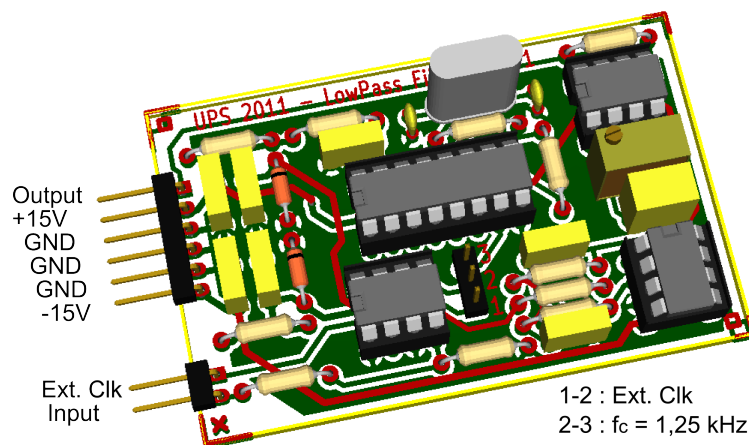


Figure 15: brochage entrée/sortie de la carte de filtrage.

### Manipulation :

Avant de poursuivre, vérifier que le switch de la carte de filtrage est en position 2-3, la patte « ext. clk » n'est pas utilisée dans le TP. Il faut également caractériser avec précision l'atténuation subie par le signal. Pour cela, appliquer un signal sinusoïdal à  $1\text{ kHz}$  de  $1\text{ Vpp}$  avec un GBF. Mesurer son niveau en entrée et en sortie de la carte à l'aide d'un multimètre et déduire le coefficient d'atténuation (normalement entre 10 et 12).

La carte de filtrage de la figure 15 doit être disposée entre l'amplificateur à caractériser et le multimètre de mesure. L'amplificateur est isolé de l'oscillateur ( $H_2$  sur la figure 14). Le GBF est réglé à la fréquence d'oscillation  $f_{osc}$  relevée précédemment.

- 1- **Mesurer** le gain de l'AOp pour des amplitudes croissantes de la tension d'entrée, du régime petit-signal jusqu'à la saturation du circuit. Pour ce faire, il faut relever :
  - la tension d'entrée  $V_{in}$  (patte 3 de l'AOp LM741)
  - la tension de sortie  $V_{out}$  (patte 6 de l'AOp LM741)

- la tension de sortie filtrée appelée  $V_F$ , à corriger en la multipliant par le coefficient d'atténuation du filtre, ce qui donne  $V_{Fc}$

**Soyez précis !** (multimètre de table et 4 chiffres significatifs)

$V_{in}$									
$V_{out}$									
$V_F$									
$ H_2(f_{osc})  = V_{Fc}/V_{in}$									

- 2- **Calculer et tracer** la courbe du gain  $|H_2(f_{osc})|$  en fonction de  $V_{in}$ .
- 3- **Expliquer** à partir du graphe comment l'oscillateur passe des conditions de démarrage aux conditions d'oscillations. Est-il possible d'obtenir une tension de sortie non saturée avec un tel montage ?

### 3 Oscillateur à pont de Wien régulé en amplitude

On se propose maintenant d'étudier le circuit représenté sur le schéma de la figure 16. Ce nouvel oscillateur reprend le principe de fonctionnement vu précédemment avec toutefois un amplificateur plus élaboré : le but de ce montage est d'éviter la saturation de l'AOp, ce qui empêche l'oscillateur de créer une tension purement sinusoïdale.

Un système de contrôle de l'amplitude de sortie est rajouté pour éviter la saturation de l'Aop. Celui-ci est constitué d'un détecteur de niveau construit avec la diode D1, le condensateur C3 et le potentiomètre P1. Une portion de la tension redressée est appliquée au JFET Q1 par l'intermédiaire de P1. Cet ensemble est pré-câblé sur un PCB pour faciliter l'assemblage de l'oscillateur sur la platine d'expérimentation.

La sortie du montage se situe sur le nœud *Out* tandis que le système est rebouclé sur lui-même par la sortie *Out2*, qui ne représente qu'une fraction de la tension  $V_{out}$  (pont diviseur R5-R6).

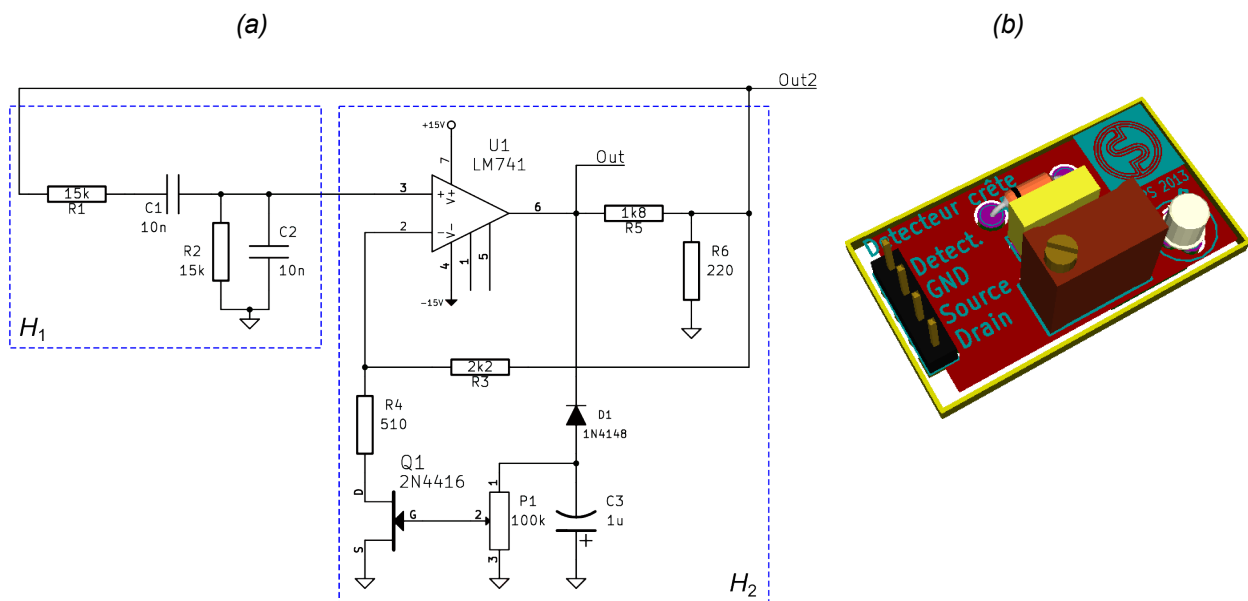


Figure 16: (a) oscillateur à régulateur d'amplitude, (b) carte contenant le détecteur de signal crête.

### 3.1 Travail de préparation

Déterminer l'expression analytique des gains de cet amplificateur à  $V_{out}$  et à  $V_{out2}$  en fonction de  $r_{DS}$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$  et  $R_6$ .

### 3.2 Caractérisation de l'oscillateur

- 1- **Assembler** l'oscillateur sur la platine. Le sous-ensemble comprenant Q1, P1, C3 et D1 est déjà pré-câblé sur un PCB à part.
- 2- **Relever** la fréquence d'oscillation  $f_{osc2}$  et l'amplitude des tensions  $V_-$ ,  $V_{DS}$ ,  $V_{GS}$ ,  $V_{out}$  et  $V_{out2}$  pour deux réglages différents du potentiomètre P1 : curseur à 50% et 90%.
- 3- Quelles sont les améliorations constatées sur la tension de sortie  $V_{out2}$  ?

### 3.3 Caractérisation de l'amplificateur seul

Pour comprendre l'effet de Q1 sur l'amplificateur, nous allons le caractériser en procédant comme précédemment (cf. partie 2.3), avec cette fois-ci le GBF réglé à la fréquence  $f_{osc2}$ . Placer le curseur de P1 à 50 %.

- 1- **Mesurer et placer dans un tableau** les grandeurs suivantes :
  - la tension d'entrée  $V_{in}$  (V+, patte 3)
  - la tension présente sur l'entrée V- de l'AOp (patte 2) ainsi que les tensions  $V_{DS}$  et  $V_{GS}$  autour de Q1
  - la tension  $V_{out2}$
  - la tension de sortie  $V_{out2}$  filtrée par la carte de filtrage, appelée  $V_{F2}$  à corriger en la multipliant par le coefficient d'atténuation du filtre, ce qui donne  $V_{Fc2}$

**Ne surtout pas oublier de trouver le  $V_{in}$  pour lequel le gain  $V_{Fc2}/V_{in}$  vaut 3 !**

$V_{in}$									
$V_{out2}$									
$V_{GS}$									
$V_{DS}$									
$V_{F2}$									
$ H_2(f_{osc2})  = V_{Fc2}/V_{in}$									

- 2- **Calculer et tracer** la courbe du gain  $|H_2(f_{osc2})|$  en fonction de  $V_{in}$ .
- 3- **Tracer** la caractéristique  $V_{GS} = f(V_{in})$ . On prendra la sortie de l'amplificateur au niveau du nœud Out2.
- 4- Refaire les questions 1 à 3 avec le potentiomètre positionné à 90%.

### 3.4 Extraction de la résistance dynamique $r_{DS}$ du JFET

La connaissance de la variation de la résistance  $r_{DS}$  du transistor Q1 en fonction de  $V_{GS}$  permet de prévoir le gain de l'amplificateur en fonction de la tension d'entrée. Les grandeurs mesurées précédemment suffisent pour extraire cette résistance  $r_{DS}$  :

$$r_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_{DS}} \quad \text{avec} \quad I_{DS} = \frac{V_{in} - V_{DS}}{R_4}$$

**Tracer** les graphes  $r_{DS} = f(V_{GS})$  et  $r_{DS} = f(V_{in})$  pour le potentiomètre P1 à 50 % et à 90%.

### 3.5 Interprétations et conclusions

#### Conditions d'oscillation et asservissement en amplitude

- 1- Comparer les courbes de gain  $|H_2(f_{osc2})| = V_{Fc2}/V_{in}$  déterminés dans la partie 3.3 pour les deux position de P1, soit 50 % et 90 %. Relever la tension d'entrée  $V_{in}$  pour laquelle le gain vaut 3 (condition d'oscillation).
- 2- À partir des deux tensions  $V_{in}$  de la question précédente, nous sommes en mesure d'extraire le  $r_{DS}$  du JFET dans ces deux situations. Que remarque-t-on sur ces deux valeurs de  $r_{DS}$  ?
- 3- On peut utiliser les résultats de la question 3.1 avec la valeur extraite du  $r_{DS}$  du JFET pour vérifier la concordance des calculs théoriques avec les résultats de mesures et on détaillera les conditions d'oscillation du circuit pour les deux cas traités, en comparant les valeurs prises par  $V_{in}$ ,  $V_{out2}$ ,  $V_{GS}$  et le gain  $A_{V1}$  de l'amplificateur.
- 4- En utilisant les observations précédentes, proposer maintenant une explication du fonctionnement du mécanisme de régulation de l'amplitude du signal de sortie.

#### Taux de distorsion et produit gain $\times$ bande de l'AOp.

- 5- Quelle condition doit être satisfaite sur le  $V_{DS}$  de Q1 pour garantir une très faible distorsion du signal de sortie de l'oscillateur ?
- 6- Expliquer quelle partie du schéma de l'amplificateur permet au  $V_{DS}$  de Q1 de rester à l'intérieur de cette plage de valeurs ?
- 7- Quelles est la conséquence de cette astuce de conception sur la fréquence d'oscillation ? Pour répondre à cette question, il faut comparer le gain  $V_{out}/V_{in}$  de l'amplificateur avec le produit gain  $\times$  bande de l'AOp.

## 4 Annexe : fonctionnement du filtre passe-bas d'ordre 8 :

Un pont diviseur de tension R3-R6 divise le niveau d'entrée par 11 pour que la tension appliquée au filtre LTC1069-1 ne dépasse pas la valeur maximale admissible. Le filtre à capacités commutées nécessite une horloge pour fonctionner correctement. Un oscillateur à Quartz exploitant un diviseur 14 bits à logique CMOS de type 4060 est utilisé à cet effet. La fréquence synthétisée est de 125 kHz, ce qui donne une fréquence de coupure du filtre LTC1069-1 de 1,25 kHz.

Un filtre de lissage est rajouté en sortie. Il élimine les résidus HF liés à la périodicité du spectre du signal filtré (système échantillonné...). Le commutateur JP1 permet d'appliquer au circuit une horloge externe de valeur différente (option non-utilisée en TP).

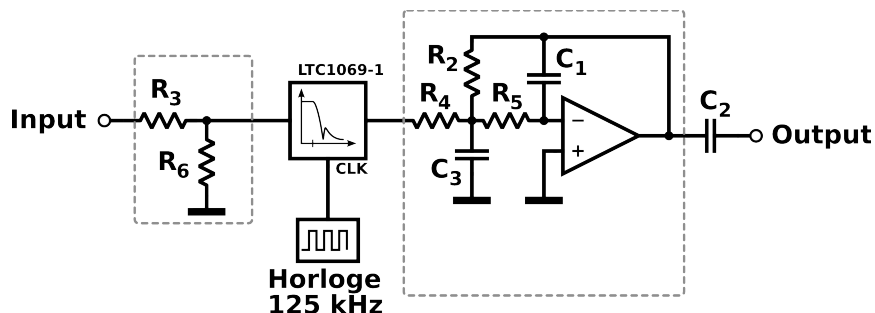


Figure 17: Synoptique de la carte de filtrage

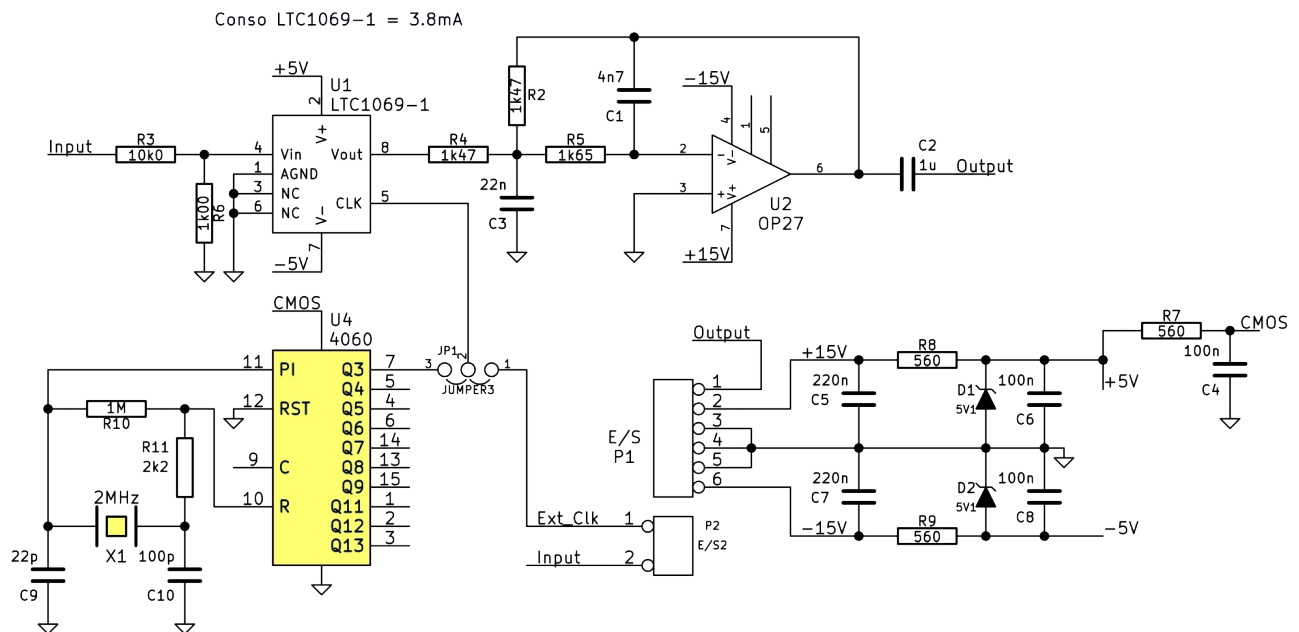


Figure 18: schéma électrique complet de la carte de filtrage.

## SYNTHESE DE FILTRE

### *Filtre séparateur actif de gain variable pour subwoofer*

**Les parties 5, 6 et si possible 7 sont à réaliser avant la séance de TP.**

## 1 Introduction

Un filtre électrique opère une modification d'un signal électrique d'entrée ou d'excitation  $x(t)$ , pour produire un signal de sortie ou réponse,  $y(t)$ . A cette modification du signal temporelle  $x(t)$  correspond une modification du spectre  $X(j\omega)$  pour produire  $Y(j\omega)$ .

Si le filtre est linéaire, le contenu du spectre  $Y(j\omega)$  ne peut être plus riche que celui de  $X(j\omega)$ . Le filtre se contente alors d'amplifier ou d'atténuer certaines composantes présentes dans  $X(j\omega)$ . Un filtre non linéaire, au contraire, fait apparaître des composantes inexistantes dans  $X(j\omega)$ . La plupart des filtres sont linéaires tel celui que nous allons étudier dans ce TP.

Enfin on distingue les filtres analogiques des filtres numériques. Les premiers agissent directement sur le signal analogique d'entrée et sont constitués d'un ensemble de composants analogiques (résistances, condensateurs, inductances, éléments actifs). Les seconds requièrent une numérisation préalable du signal d'entrée dont ils modifient les valeurs ainsi numérisées à l'aide d'un ensemble d'opérateurs numériques (multiplieurs, additionneurs, éléments à délai). Ici, nous n'étudierons que la synthèse de filtres analogiques.

Les filtres sont aujourd'hui présents dans pratiquement n'importe quel équipement de télécommunication. L'application la plus importante est sans aucun doute celle liée au multiplexage fréquentiel de signaux, opération qui consiste à combiner en un seul signal une multitude de signaux indépendants, qui occupent dans le signal multiplexé une plage spectrale déterminée. On trouve par ailleurs des filtres électriques dans bons nombres d'appareils électroniques grand-public tels que les appareils audio, vidéo ou électroménagers.

Les filtres actifs présentent un ensemble d'avantages indéniables sur les filtres passifs (LC) :

- Ils sont fiables (toute la chaîne de fabrication est automatisée).
- En grande quantité, leur coût est nettement moindre.
- Les éléments parasites (résistances, capacités ou inductances parasites) sont moindres, vu la petite taille des circuits.
- On peut les intégrer si nécessaire sur la puce électronique portant un processeur numérique.

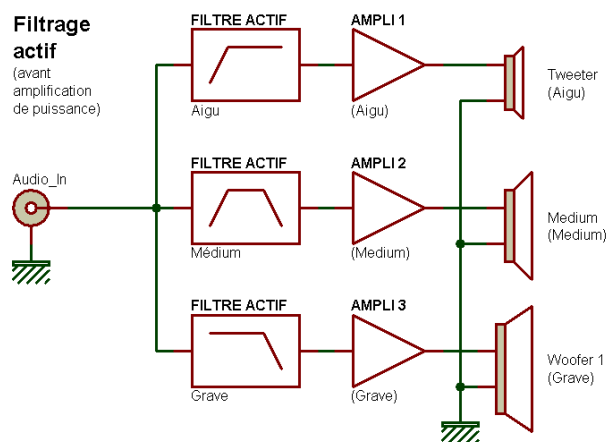
On leur trouve également certains défauts :

- Les composants actifs (amplificateurs opérationnels) ont une bande passante réduite contrairement aux montages à composants passifs.
- Les circuits actifs sont très sensibles à la précision sur leurs composants, c.à.d. que leurs caractéristiques peuvent varier beaucoup si les composants utilisés n'ont pas leurs valeurs nominales (ce qui arrive toujours en pratique, si on considère que la précision garantie par les fabricants sur les résistances et condensateurs est souvent de l'ordre de 10%). Nous verrons que ce critère intervient lors du choix des structures de filtres à utiliser.
- Les composants actifs nécessitent une source d'énergie. Il convient donc de chercher à en minimiser le nombre, pour des spécifications données.



## 2 Application au filtrage audio

On peut classer les filtres audio en deux grandes catégories : les filtres passifs et les filtres actifs. Les filtres passifs sont constitués de composants électroniques simples, tels que résistances, condensateurs et selfs, qui ne nécessitent pas d'alimentation pour fonctionner. Ils peuvent être très simples à construire (mais pas forcément très simples à calculer), et présentent l'inconvénient principal d'apporter une perte, qu'on appelle perte d'insertion. Cette perte n'est pas forcément toujours très importante, mais elle existe et il faut toujours en tenir compte. Un filtre actif quant à lui requiert des composants électroniques tels que transistors ou amplificateurs opérationnels, qui nécessitent une source d'énergie (alimentation secteur ou piles), en plus des composants de base (résistances, condensateurs et éventuellement selfs). Un filtre actif est donc *a priori* plus "difficile" à construire, mais présente l'avantage de pouvoir compenser la perte de niveau électrique apportée par le filtre passif (on peut même ajouter du gain), et surtout de faciliter son insertion dans un circuit existant (moins de problème d'adaptation d'impédance). Il existe cependant des situations où l'emploi d'un filtre actif est impossible, par exemple dans le domaine des fortes puissances, quand on dispose d'un unique amplificateur audio de puissance qui doit attaquer une enceinte comportant plusieurs haut-parleurs dont les plages de fréquences restituables sont très distantes. Si l'on veut effectuer un filtrage pour n'envoyer à plusieurs haut-parleurs que les signaux de fréquences qu'ils sont capables de traiter, et qu'on ne veut pas utiliser de filtres passifs, il faut recourir à un filtrage actif sur le signal au niveau ligne (avant amplification) et utiliser un amplificateur de puissance différent pour chaque bande de fréquences traitée (une bande pour chaque haut-parleur). Le synoptique qui suit montre que dans le domaine de l'amplification audio à trois voies - grave, médium et aigu (mais c'est la même chose pour deux voies ou même bien plus), on peut envisager la solution active :



L'objectif de ce TP est de concevoir un filtre actif à coupure rapide pour subwoofer. Ce filtre ne comprendra que des résistances, des condensateurs et des amplificateurs opérationnels. À partir d'un gabarit donné, le filtre sera réalisé à l'aide d'une étude de synthèse reposant sur la connaissance de différentes formes de réponse et diverses topologies de circuits.

## 3 Généralités

Les définitions terminologiques qui caractérisent un filtre sont les suivantes :

- La **forme** définit le polynôme de la réponse, donc une éventuelle ondulation dans la bande transmise. Les polynômes de Butterworth, de Tchebychev, de Bessel, de Legendre et de Cauer décrivent les réponses les plus courantes.
- Le **type** de filtre caractérise la position relative en fréquence de la bande transmise à

amplitude constante (passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande). L'obtention d'un gabarit complexe exigera souvent l'utilisation de plusieurs filtres de réponses élémentaires du premier ou du second ordre.

- La **structure** du filtre décrit la méthode de réalisation choisie (contre-réaction simple ou multiple, gyrateur, etc...)

#### La sensibilité

Les composants sont affectés d'imprécisions et d'effets parasites qui déforment leurs caractéristiques. Les imperfections sont

- Les valeurs des résistances et des capacités différentes des valeurs nominales. Ces valeurs nominales sont en effet garanties par les constructeurs avec une tolérance qui peut aller jusqu'à 20 %.
- Le gain infini des amplificateurs opérationnels, et dépendant de la fréquence.
- La dépendance des composants passifs et des AO à la température et au vieillissement...

L'étude de la sensibilité d'un circuit à ces variations conditionne le choix des structures retenues pour la synthèse.

On définit la sensibilité comme suit. Soit une fonction  $f$  d'un ensemble de paramètres  $x_1, x_2, \dots, x_k$  (valeur des résistances, capacités, gain des AO, ...). Imaginons que l'on modifie les valeurs des paramètres  $x_1, x_2, \dots, x_k$  autour d'une valeur de départ  $x_1^0, x_2^0, \dots, x_k^0$ . Il est alors possible d'écrire au premier ordre que la variation (absolue) de  $f$  est une combinaison linéaire des variations élémentaires des paramètres :

$$\Delta f \approx \sum_i \left. \frac{\partial f}{\partial x_i} \right|_{x_i^0} \Delta x_i$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx \sum_i \left. \frac{\partial f}{\partial x_i} \right|_{x_i^0} \Delta x_i = \sum_i \left. \frac{x_i}{f} \frac{\partial f}{\partial x_i} \right|_{x_i^0} \frac{\Delta x_i}{x_i^0}$$

Les coefficients de cette combinaison linéaire sont appelés sensibilités de  $f$  par rapport à chacun des  $x_1, x_2, \dots, x_k$  :

$$S_{x_i}^f = \left. \frac{x_i}{f} \frac{\partial f}{\partial x_i} \right|_{x_i^0}$$

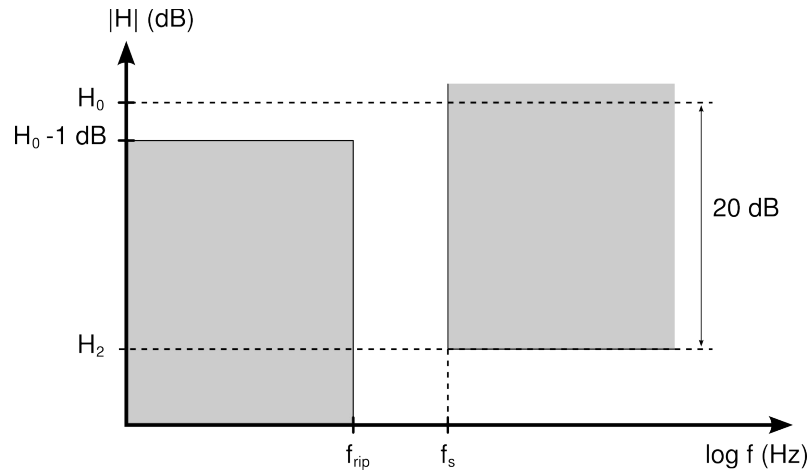
La sensibilité s'est donc rien d'autre que l'expression mathématique de réponse à la question suivante : « De combien de % la grandeur  $f$  varie-t-elle si on modifie tel paramètre  $x_i^0$  de  $n$  % ? ».

## 4 Cahier des charges

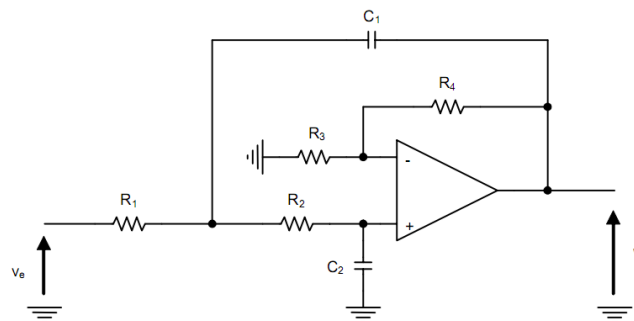
Un *subwoofer* est, littéralement en français, un haut-parleur de sous-grave. Dans le langage courant, il désigne le haut-parleur et (par amalgame) l'enceinte destinée à reproduire les fréquences inférieures en général à 80 Hz (familièrement *sub*), sur de très nombreux équipements audio allant du système multimédia pour PC (systèmes dits 2.1, 4.1, 5.1, 7.1 etc., le .1 signifiant la présence d'un haut-parleur de sous-grave) jusqu'aux systèmes pour concerts de grande ampleur en passant par le cinéma et le cinéma maison (home-cinema). Ici nous allons dimensionner un filtre actif à gain variable permettant d'atténuer ou d'amplifier les signaux de fréquences inférieures à 75 Hz. Ce filtre doit présenter une coupure raide (au minimum un filtre d'ordre 3) afin que la réponse du caisson et celle des enceintes ne se chevauchent pas.

Nous optons pour la réalisation d'un filtre de Tchebychev de type passe-bas reposant sur les spécifications suivantes :

- Gain du transfert en tension  $H_0$  variable et inférieur à 10
- Ondulation admissible dans la bande passante :  $\gamma = 1$  dB
- Atténuation de la bande atténuée :  $H_0 - H_2 = 20$  dB
- Séparation d'une octave :  $f_s = 2 f_{rip}$
- Largeur de la bande passante d'ondulation :  $f_{rip} = 75$  Hz



Si le filtre est d'ordre impair, un circuit RC est choisi pour la cellule du premier ordre. Quant à la cellule du second ordre, le circuit à source contrôlée avec gain est retenu, la topologie étant indiquée ci-dessous.



Les fonctions performances de ce montage sont :

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$z = \frac{R_1 C_1 (1 - K) + (R_1 + R_2) C_2}{2 \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$K = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

Les sensibilités du réseau sont :

$$S_{C_1}^{\omega_n} = S_{C_2}^{\omega_n} = S_{R_1}^{\omega_n} = S_{R_2}^{\omega_n} = -0,5$$

$$S_{R_1}^z = -\frac{1}{2} + \frac{R_1 [C_1 (1 - K) + C_2] \omega_n}{2 z}$$

$$\begin{aligned}
 S_{R_2}^z &= -\frac{1}{2} + \frac{R_2 C_2 \omega_n}{2z} \\
 S_{C_1}^z &= -\frac{1}{2} + \frac{R_1 C_1 (1-K) \omega_n}{2z} \\
 S_{C_2}^z &= -\frac{1}{2} + \frac{(R_1 + R_2) C_2 \omega_n}{2z} \\
 S_K^z &= -\frac{K}{2z \omega_n R_2 C_2} \\
 S_{R_3}^z &= -S_{R_4}^z = \frac{R_1 C_1 (K-1) \omega_n}{2z}
 \end{aligned}$$

## 5 Réponse de Tchebychev

Le module de la réponse en amplitude vérifie la relation générale de la forme

$$F = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n^2 \left( \frac{f}{f_{rip}} \right)}}$$

Dans laquelle  $\varepsilon$  est un nombre réel positif et beaucoup plus petit que 1. La fréquence  $f_{rip}$  est ici la bande passante d'ondulation et  $C_n \left( \frac{f}{f_{rip}} \right)$  sont les polynômes de Tchebychev. La réponse en amplitude présentera une certaine ondulation dans la région  $f < f_{rip}$  comme on peut le voir sur les abaques (fin d'énoncé). Les courbes sont donc normalisées par rapport à la bande passante d'ondulation  $f_{rip}$ . L'équation suivante lie le paramètre  $\varepsilon$  à l'ondulation  $\gamma$  en décibels :

$$\varepsilon^2 = 10^{\frac{\gamma}{10}} - 1$$

La fréquence de coupure du filtre à -3dB est alors donnée par l'expression :

$$f_c = f_{rip} \cosh \left[ \frac{1}{n} \cosh^{-1} \left( \frac{1}{\varepsilon} \right) \right]$$

Pour un ordre donné, cette coupure est d'autant plus rapide que l'ondulation dans la bande passante est importante.

Des polynômes particuliers caractérisent la réponse de Tchebychev. À chaque valeur du taux d'ondulation est associée une suite de polynômes (cf. Tableau 1).

Tableau 1 : Polynômes normalisés des filtres de Tchebychev

Ondulation de 0,5 dB ( $\epsilon = 0,3493$ )

$n$	Coefficients associés aux polynômes
1	$p+2,863$
2	$p^2+1,425 p+1,516$
3	$(p+0,625)(p^2+0,626 p+1,142)$
4	$(p^2+0,351 p+1,064)(p^2+1,845 p+0,356)$
5	$(p+1,362)(p^2+0,224 p+1,036)(p^2+0,586 p+0,477)$
6	$(p^2+0,1554 p+1,024)(p^2+0,4142 p+0,5475)(p^2+0,5796 p+0,157)$
7	$(p+0,2562)(p^2+0,1014 p+1,015)(p^2+0,3194 p+0,6657)(p^2+0,4616 p+0,2539)$
8	$(p^2+0,0672 p+1,012)(p^2+0,2484 p+0,7413)(p^2+0,3718 p+0,3872)(p^2+0,4386 p+0,8805)$

Ondulation de 1 dB ( $\epsilon = 0,5089$ )

$n$	Coefficients associés aux polynômes
1	$p+1,965$
2	$p^2+1,098 p+1,103$
3	$(p+0,494)(p^2+0,494 p+0,994)$
4	$(p^2+0,279 p+0,987)(p^2+0,674 p+0,279)$
5	$(p+0,289)(p^2+0,179 p+0,988)(p^2+0,468 p+0,429)$
6	$(p^2+0,1244 p+0,9907)(p^2+0,3398 p+0,5577)(p^2+0,4642 p+0,1247)$
7	$(p+0,2054)(p^2+0,0914 p+0,9927)(p^2+0,2562 p+0,6535)(p^2+0,3702 p+0,2304)$
8	$(p^2+0,07 p+0,9942)(p^2+0,1994 p+0,7236)(p^2+0,2994 p+0,3408)(p^2+0,3518 p+0,0702)$

Pour rappel, la transformation  $p \rightarrow \frac{p}{\omega_{rip}}$  est à effectuer pour dé-normaliser ces polynômes et les appliquer au problème.

## 6 Synthèse du filtre (À réaliser avant la séance de TP)

- 1- Donner l'expression analytique des facteurs de sensibilité  $S_R^{\omega_0}$  et  $S_C^{\omega_0}$  d'un filtre RC de type passe-bas.
- 2- Déterminer à l'aide des abaques l'ordre minimal du filtre.
- 3- Calculer la fréquence de coupure  $f_c$  à -3 dB.
- 4- Prendre le polynôme normalisé correspondant aux données du problème et écrire l'expression de la fonction de transfert  $H(p)$  sous la forme d'un produit de fonctions de transfert élémentaires (premier et second ordre).
- 5- Pour chacune des fonctions de transfert élémentaires, exécuter les étapes suivantes :

5a. Écrire la fonction sous sa forme canonique  $\frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_n}}$  et/ou  $\frac{1}{1 + \frac{2z}{\omega_n} + \frac{p^2}{\omega_n^2}}$ .

5b. Déterminer les paramètres  $z$  et  $f_n$  en tenant compte de la normalisation en fréquence des abaques (la fréquence  $f_0$  sur les abaques s'identifie à  $f_{rip}$  pour les réponses de Tchebychev).

5c. Au sein de la structure à source contrôlée avec gain, les valeurs de toutes les capacités sont prises à 470 nF. Évaluer toutes les résistances calculées avec 4 chiffres significatifs. Calculer le paramètre  $K$  et déterminez les valeurs des résistances  $R_3$  et  $R_4$ . Il est conseillé, dans le choix arbitraire d'une résistance, de prendre soin à ce que l'étalement des grandeurs de toutes les résistances soit minimal.

- 6- Concevoir un amplificateur de tension qui soit variable dans la chaîne tel que son gain fasse que le gain total  $H_0$  soit au plus égal à 10 (+20 dB).
- 7- Assembler les cellules de façon à satisfaire les conditions d'adaptation d'impédance. Dessiner le schéma électrique et donner une explication sur l'ordonnement des cellules.
- 8- Évaluer les sensibilités sur  $\omega_0$  et  $z$  par rapport à tous les composants passifs de la cellule, y compris les sensibilités  $S_{R3}^z$  et  $S_{R4}^z$  pour les cellules du second ordre.

## 7 Simulation du filtre sous SPICE (à réaliser avant la séance de TP)

On utilisera le logiciel PSPICE et les éléments du schéma sont des amplificateurs linéaires intégrés (AOI ou  $\mu A741$ ), des résistances de tolérance définie par l'utilisateur, des condensateurs de tolérance à 1 %, des alimentations symétriques de 15V chacune.

- 1- Après avoir représenté le circuit filtre sans l'étage amplificateur en utilisant les AOI, effectuer une analyse fréquentielle et vérifier que la courbe de réponse obtenue est à l'image de l'étude mathématique. Relever les caractéristiques du filtre : gain, ordre, fréquence de coupure à -3dB, ondulation.

Les AOI sont maintenant remplacés par les modèles  $\mu A741$ . Deux analyses sont à effectuer :

- 2- La réponse transitoire à un échelon de tension de 1 V en entrée afin de caractériser la dynamique du filtre (temps de montée, dépassement en %, fréquence des oscillations amorties).
- 3- L'étude fréquentielle par une analyse Monte-Carlo de 15 runs sur la fonction  $Y_{max}$  à partir des tolérances des composants passifs. Cette étude permet de définir l'enveloppe correspondant au pire-cas.
- 4- Imprimer les résultats des trois simulations précédentes.

## 8 Réalisation du filtre

Avant de venir en TP, vous aurez consulté la fiche caractéristique du CI NE5534 qui sera utilisé pour la réalisation du filtre. L'ensemble du filtre sera pré câblé sur une platine d'expérimentation. Dans un premier temps vous identifierez les différents éléments du montage et vous ferez vérifier par l'enseignant les valeurs des résistances calculées dans la partie 5.

On s'intéresse tout d'abord à la **sensibilité d'une résistance sur le transfert d'une cellule élémentaire** en effectuant une étude dans le domaine des fréquences.

### 8.1 Étude de la cellule du premier ordre

- 1- Isoler la cellule du premier ordre des autres éléments du montage.
- 2- Déterminer la fréquence de coupure  $f_0$  correspondant à la valeur nominale de R.
- 3- Calculer, à partir de la valeur de la sensibilité  $S_R^{f_0}$  pour un circuit RC, la fréquence de coupure  $f_1$  si la valeur de la résistance est 10 % plus faible que R (On simule une tolérance de 10 % du composant).
- 4- Régler la résistance à sa valeur nominale diminuée de 10 %. Déterminer expérimentalement la fréquence de coupure  $f_2$  à -3 dB.
- 5- Constater le décalage entre  $f_1$  et  $f_2$ . Conclure sur le domaine de validité du calcul de la sensibilité, on représentera  $f = h(R)$ .

### 8.2 Étude de la cellule du second ordre

- 6- Isoler la cellule du second ordre des autres éléments du montage.
- 7- Régler les résistances à leurs valeurs nominales. Relever les valeurs de l'amplitude du maximum et la fréquence de résonance  $f_{res}$  associée ainsi que la fréquence de coupure  $f_c$  à -3dB.
- 8- Effectuer à nouveau cette même analyse pour une variation de 5 % de la valeur nominale de  $R_1$ . Constater l'incidence sur  $f_0$  et  $z$  et comparer à la théorie.
- 9- Effectuer la même analyse pour une variation de 5 % des deux résistances  $R_1$  et  $R_2$ . Constater l'incidence sur  $f_0$  et  $z$ . Comparer à la théorie.

### 8.3 Filtre complet

On câble le filtre complet en réglant la valeur des résistances telles qu'établies par le calcul. On notera le niveau de tolérance atteint lors du réglage des résistances.

- 10- Tracer la réponse en fréquence du filtre sur le banc de mesure mis à disposition après avoir réglé le gain dans la bande passante à  $A_v = 10$ . Comparer ce tracé aux résultats fournis par l'analyse de Monte-Carlo en respectant les mêmes tolérances sur les résistances. Commenter le résultat obtenu avec le cahier des charges établi au 4. (gain et ondulation dans la bande passante, ordre du filtre).
- 11- Effectuer une analyse transitoire du filtre en réponse à un échelon de tension de 1 V en entrée. Évaluer le temps de montée, le dépassement et la fréquence des oscillations amorties. Comparer aux résultats fournis par la simulation. Commenter.
- 12- Conclure sur les avantages et inconvénients du filtre de Tchebychev.

Réponse dans le plan de Bode pour un filtre de Tchebychev et zoom sur la bande passante

