

Cours et TD - Systèmes Electroniques
AOP : filtrage et fonctionnement non-linéaire

F. Kölbl

S2 : Janvier 2019 - Juin 2019



Table des matières

1	Introduction aux filtres actifs	3
2	Filtrage audio pour les normes téléphoniques	14
3	Dimensionnement d'un Filtre-Anti-Repliement	19
4	Dimensionnement d'un Correcteur pour le contrôle en vitesse d'un moteur	21
5	Amplificateur Opérationnel en régime non linéaire	24
6	Comparateur à hystérésis à AOP	27
7	Circuit astable à AOP	30
8	Comparateur fenêtre	32
9	Défauts des Amplificateurs Opérationnels	34

Avant propos

Le **cours** de Systèmes Electronique dédié aux Amplificateurs Opérationnels pour le second semestre est divisé en 9 séquences réunies dans ce polycopié. Ces séquences ont soit la forme d'exercices, soit la forme d'un cours à trous. Les méthodes utilisées en exercices doivent être assimilées, il en va de même pour les notions vues en cours (définitions comprises...).

Ce cours est évalué par un devoir surveillé de 2 heures en fin de semestre reprenant l'ensemble des méthodes et notions abordées. Par ailleurs des interrogations écrites ponctuelles sont possibles.

L'électronique est une discipline relevant de la physique appliquée, il est donc obligatoire :

- d'utiliser des unités relevant du système international d'unités,
- de veiller à respecter les règles d'écriture et de calcul sur les chiffres significatifs,
- de référencer (grandeurs, unités et valeurs) correctement chaque axe de chaque figure.

Le non respect de ces règles simples entraîne des retraits de points lors des évaluations.

Introduction aux Filtres Actifs

1 Cours : étude des montages électroniques en fréquence

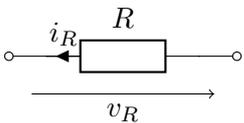
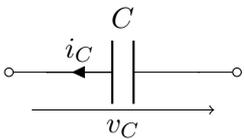
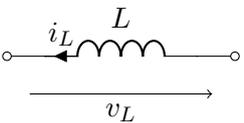
Précédemment, nous avons étudié les circuits, soit en continu soit dans le domaine temporel (et nous avons fait une rapide excursion en fréquentiel). Nous allons ici synthétiser les méthodes d'études en fréquence des schémas, qu'ils soient basés sur l'utilisation d'AOP ou non. On notera f la fréquence en Hz (NB : $Hz = s^{-1}$). L'étude en fréquence peut également être menée en fonction de la pulsation ou fréquence angulaire ω et :

$$\omega = 2\pi f$$

où ω est en $rad \cdot s^{-1}$.

1.1 Composants passifs dans le domaine temporel et fréquentiel

Le tableau suivant est à compléter avec les lois physiques permettant d'effectuer les calculs sur les composants passifs :

Résistance	Capacité	Inductance
		
$v_R(t) =$	$i_C(t) =$	$v_L(t) =$
$Z_R(\omega) =$	$Z_C(\omega) =$	$Z_L(\omega) =$

Lors d'une étude en fréquence, on adopte la notation complexe, les signaux utilisés étant sinusoïdaux. On peut alors directement faire des calculs sur les amplitudes et phases. **On utilise donc systématiquement les impédances complexes.**

1.2 Notion de fonction de transfert

Nous reprenons ici la représentation schématique utilisée pour les quadripôles. Ces systèmes sont caractérisés par leur propriétés à transformer une tension/courant d'entrée en tension/courant de sortie, donc à effectuer un *transfert* depuis l'entrée vers la sortie. Pour rappel on a le schéma symbolique suivant :



1.2.1 Expression mathématique

Par défaut, la définition mathématique de la fonction transfert H d'un système, en électronique un quadripôle dans le cas général, est le rapport entre la grandeur d'intérêt en sortie sur la grandeur d'intérêt en entrée:

$$H(\omega) = \frac{\text{sortie}}{\text{entrée}}$$

Les grandeurs d'entrée/sortie étant en notation complexe, la **fonction de transfert $H(\omega)$ est une grandeur complexe**. Dans un grand nombre de cas en électronique, les grandeurs d'intérêt en entrée et en sortie sont les tensions. Dans ce cas l'expression de la fonction de transfert est :

$$H(\omega) = \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

On peut remarquer que la fonction de transfert est la généralisation aux nombres complexes de la notion de gain (ici en tension) que nous avons vu sur les quadripôles. **Calculer la fonction de transfert d'un circuit n'est donc pas différent des calculs de gain que nous avons précédemment effectués, mais en utilisant les impédances complexes** en lieu et place des relations équivalentes dans le domaine temporel.

Par ailleurs il est également possible de noter la fonction de transfert $H(j\omega)$, où $j^2 = -1$.

1.2.2 Gain et Déphasage

Puisque la fonction de transfert H est une grandeur complexe, il est possible de séparer son module et sa phase. Cependant, pour des raisons que nous allons détailler, on parle plutôt de **Gain G** et **Déphasage Φ** , définis par :

$$\begin{cases} G = \\ \Phi = \end{cases}$$

où le déphasage est en radians ou degrés et correspond à la différence de phase entre la sortie et l'entrée. Le gain est en **décibels (dB)** et correspond à la différence d'amplitude entre la sortie et l'entrée.

L'utilisation des décibels permet de passer en échelle logarithmique une quantité sans dimension. Le module de la fonction de transfert correspond physiquement au rapport des amplitudes des signaux complexes en sortie sur l'entrée. Le gain en décibel est la version logarithmique de ce rapport. L'intérêt calculatoire du logarithme apparaîtra comme plus évident à travers les exercices que nous ferons.

Afin d'avoir quelques ordres de grandeurs, on peut cependant se référer au tableau suivant :

$\left \frac{v_{out}}{v_{in}} \right $	Gain en dB
1	
$\frac{1}{\sqrt{2}}$	
$\frac{1}{2}$	
$\frac{1}{10}$	
$\frac{1}{100}$	
10	
100	

1.2.3 Diagramme de Bode

Puisque nous avons deux quantités dépendantes de la fréquence/pulsation, il est possible d'en avoir une représentation graphique. La représentation graphique la plus commune associée à une fonction de transfert est le **diagramme de Bode** ; il contient :

- un tracé du gain en décibel en fonction de f ou ω ,
- un tracé du déphasage en degrés ou radian en fonction de f ou ω en étant aligné sur l'axe des abscisses du tracé de gain.

Par ailleurs, les deux tracés sont effectués sur un quadrillage **semi-logarithmique**, l'axe des ordonnées est linéaire et l'axe des abscisses est à échelle logarithmiques, donc à numérotation en **puissances de 10**. Cette technique permet d'avoir une représentation d'une grande plage de fréquence. On retiendra absolument les deux éléments suivants :

- entre $\omega_1 = \omega_0 \cdot 10^n$ et $\omega_2 = \omega_0 \cdot 10^{n+1}$, on parle de **décade** ; entre ω_0 et $2\omega_0$ on parle d'octave.
- $\lim_{x \rightarrow 0} \log x = -\infty$, donc le $0Hz$ sur l'axe logarithmique est rejeté vers $-\infty$, donc à gauche à l'infini. **Il est impossible de placer le $0Hz$ ou $rad \cdot s^{-1}$ sur un diagramme de Bode**

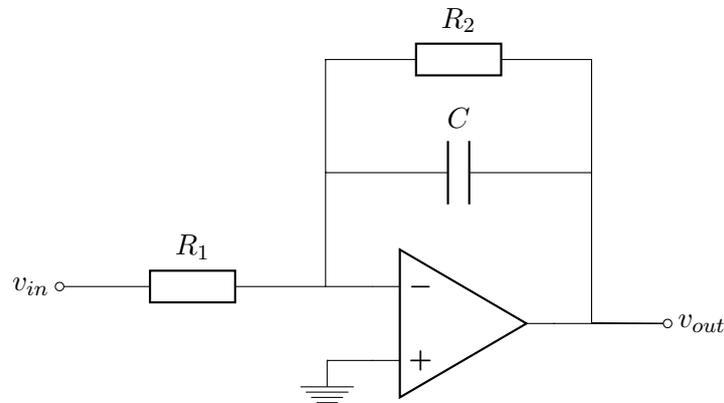
Nous verrons à travers les exercices d'application comment on réalise ce diagramme en pratique.

2 Exercices d'application : Filtres actifs à AOP - Montages de base

A travers les exercices suivants, nous allons passer en revue les principaux schémas simples à AOP permettant d'avoir des filtres pour différents comportements fréquentiels. Après avoir obtenu les *fonctions de transfert* des montages, nous tracerons les *diagrammes de Bode* correspondants.

Exercice 1 : Filtre passe bas actif du premier ordre

On étudie le montage suivant :

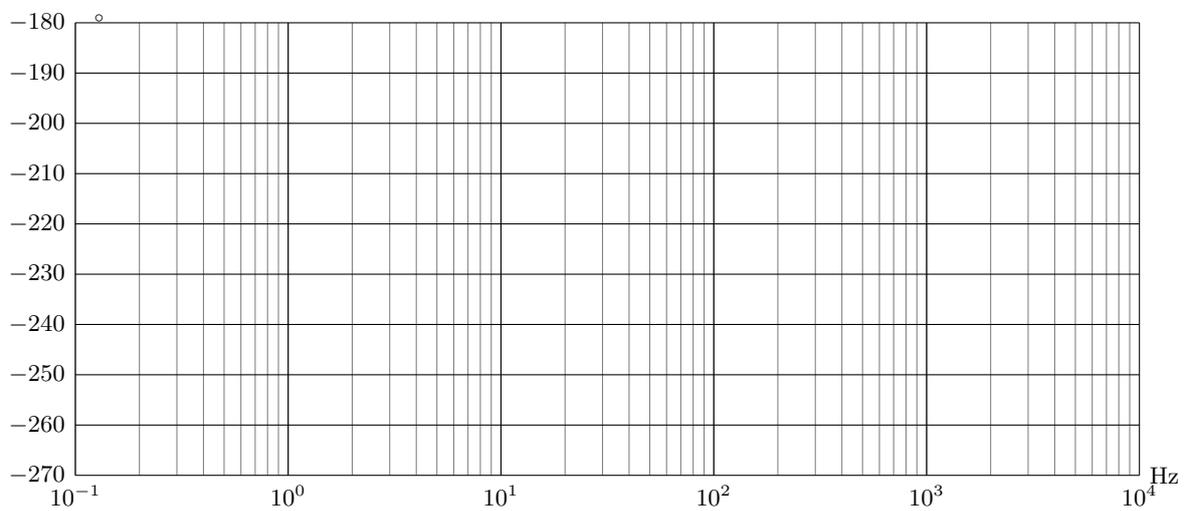
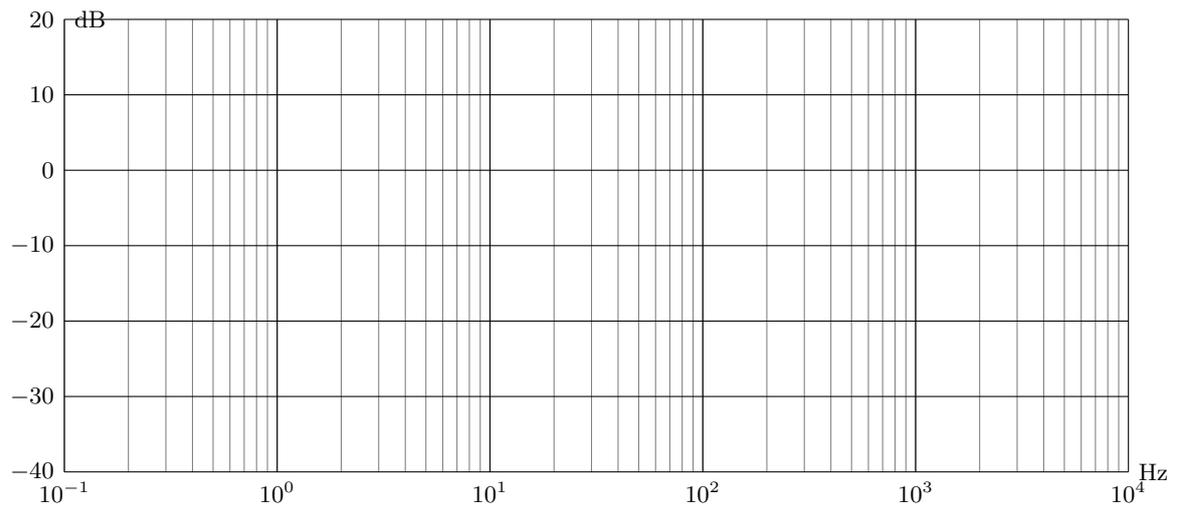


1. Que vaut v_- ? **Justifiez votre réponse.**
2. Exprimer Z_{eq} , l'impédance équivalente à la mise en parallèle de R_2 et C .
3. Exprimer v_- en fonction de v_{in} , v_{out} , R_1 et Z_{eq} .
4. Montrer que la fonction de transfert du montage peut s'écrire sous la forme

$$H(jf) = -\frac{A_0}{1 + j\frac{f}{f_0}}$$

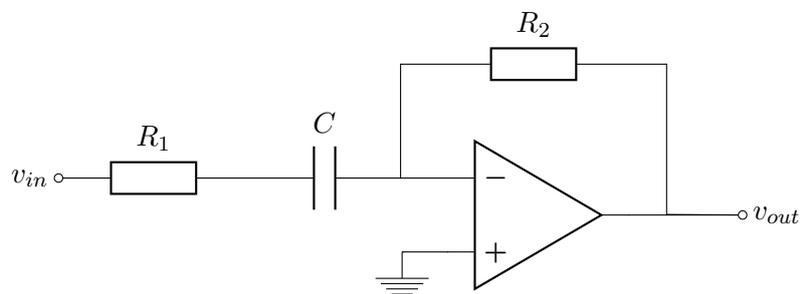
et exprimer A_0 et f_0 en fonction de R_1 , R_2 et C .

5. On s'intéresse au gain de H .
 - (a) exprimer le gain de H en décibel.
 - (b) que vaut le gain en dB lorsque $f \rightarrow 0$?
 - (c) que vaut le gain en dB lorsque $f \rightarrow +\infty$?
 - (d) que vaut le gain en dB lorsque $f = f_0$?
 - (e) pour $f > f_0$, que vaut la pente du gain en décibels par décade ?
6. On s'intéresse à la phase de H .
 - (a) exprimer la phase de H en degrés.
 - (b) que vaut la phase en degrés lorsque $f \rightarrow 0$?
 - (c) que vaut la phase en degrés lorsque $f \rightarrow +\infty$?
 - (d) que vaut la phase en degrés lorsque $f = f_0$?
7. On donne : $R_1 = 6.8k\Omega$, $R_2 = 47k\Omega$ et $C = 30nF$. Tracer sur la figure suivante le diagramme de Bode asymptotique et réel du filtre passe bas étudié.



Exercice 2 : Filtre passe haut actif du premier ordre

On étudie le montage suivant :



1. Que vaut v_- ? **Justifiez votre réponse.**
2. Exprimer Z_{eq} , l'impédance équivalente à la mise en série de R_1 et C .
3. Exprimer v_- en fonction de v_{in} , v_{out} , R_2 et Z_{eq} .

4. Montrer que la fonction de transfert du montage peut s'écrire sous la forme

$$H(j\omega) = -\frac{j\frac{\omega}{\omega_1}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_2}}$$

et exprimer ω_1 et ω_2 en fonction de R_1 , R_2 et C .

On pose par la suite $R_1 = R_2 = R$, on a donc $\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$.

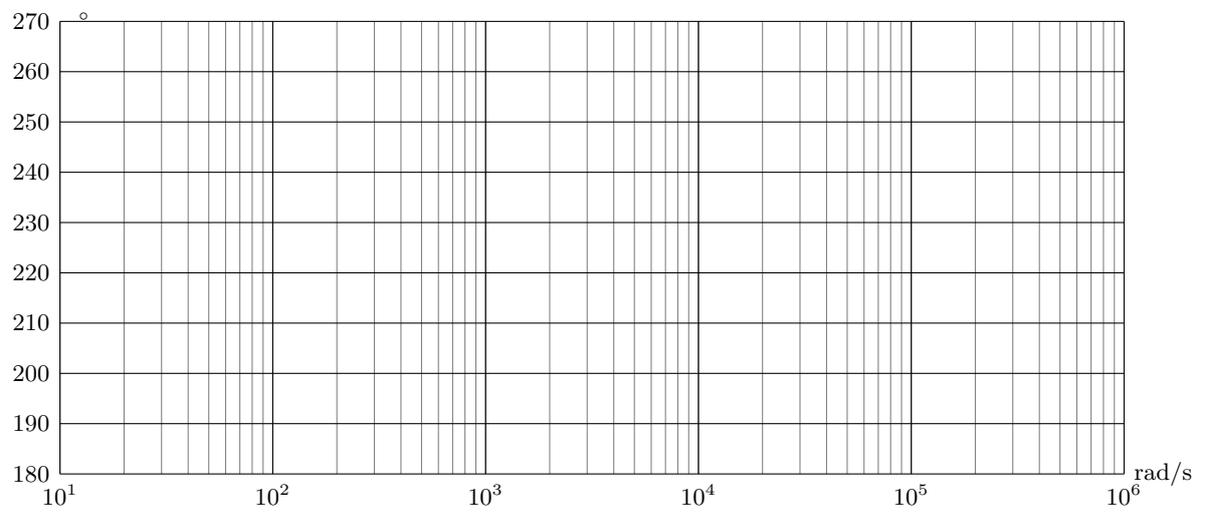
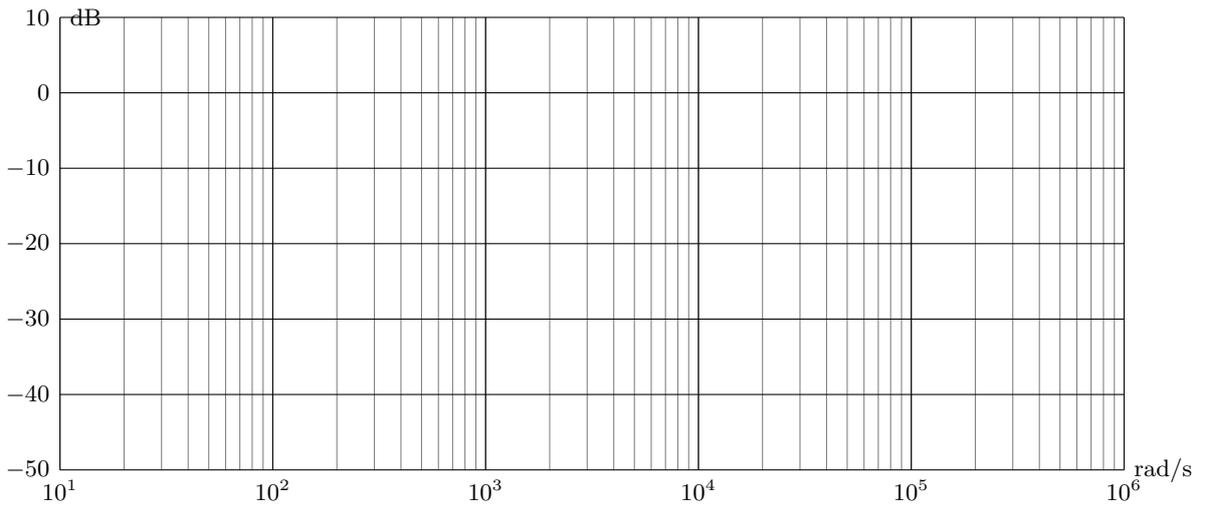
5. On s'intéresse au gain de H .

- (a) exprimer le gain de H en décibel.
- (b) que vaut le gain en dB lorsque $f \rightarrow 0$?
- (c) que vaut le gain en dB lorsque $f \rightarrow +\infty$?
- (d) que vaut le gain en dB lorsque $f = f_0$?
- (e) pour $f < f_0$, que vaut la pente du gain en décibels par décade ?

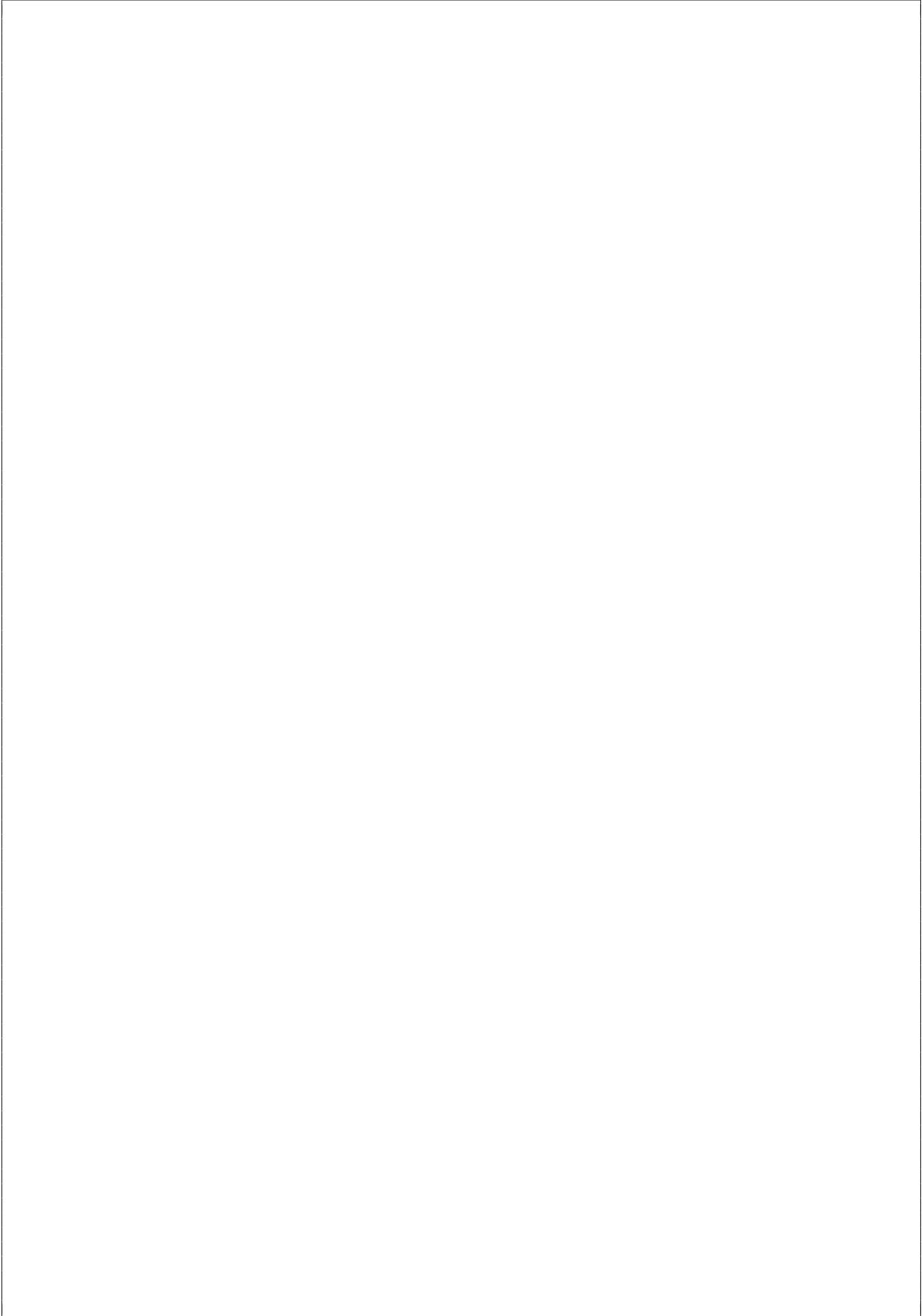
6. On s'intéresse à la phase de H .

- (a) exprimer la phase de H en degrés.
- (b) que vaut la phase en degrés lorsque $f \rightarrow 0$?
- (c) que vaut la phase en degrés lorsque $f \rightarrow +\infty$?
- (d) que vaut la phase en degrés lorsque $f = f_0$?

7. On donne : $R = 10k\Omega$ et $C = 2.2nF$. Tracer sur la figure suivante le diagramme de Bode asymptotique et réel du filtre passe bas étudié.

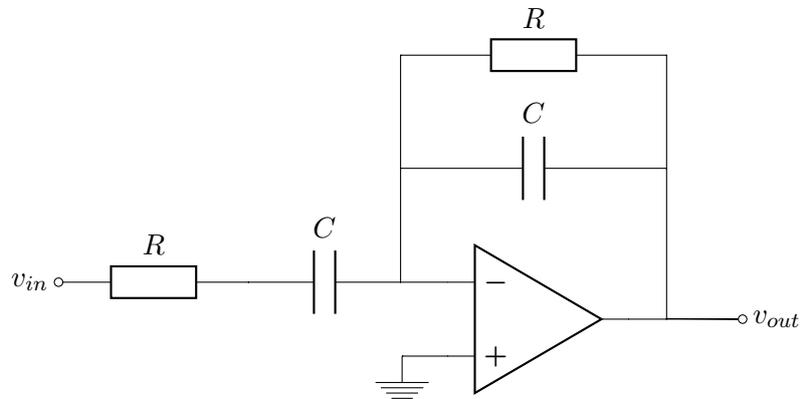


Fiche de Synthèse sur le premier ordre :

A large, empty rectangular box with a thin black border, intended for a synthesis note. It occupies most of the page below the header.

Exercice 3 : Filtre passe bande actif

On étudie le montage suivant :

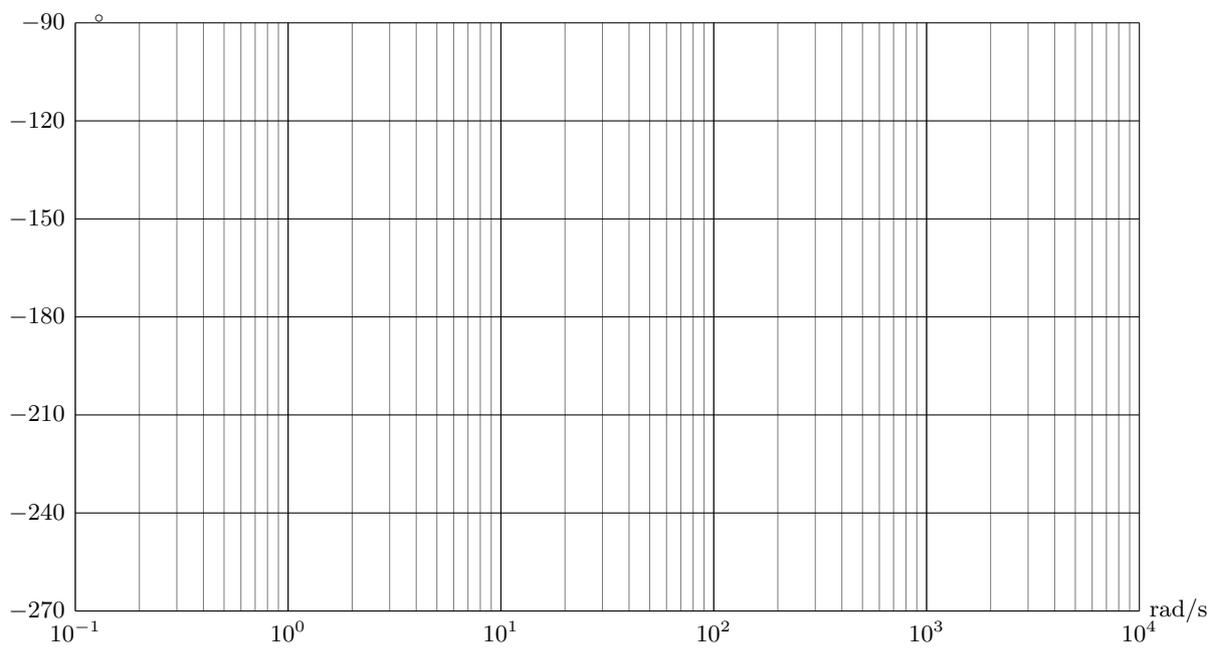
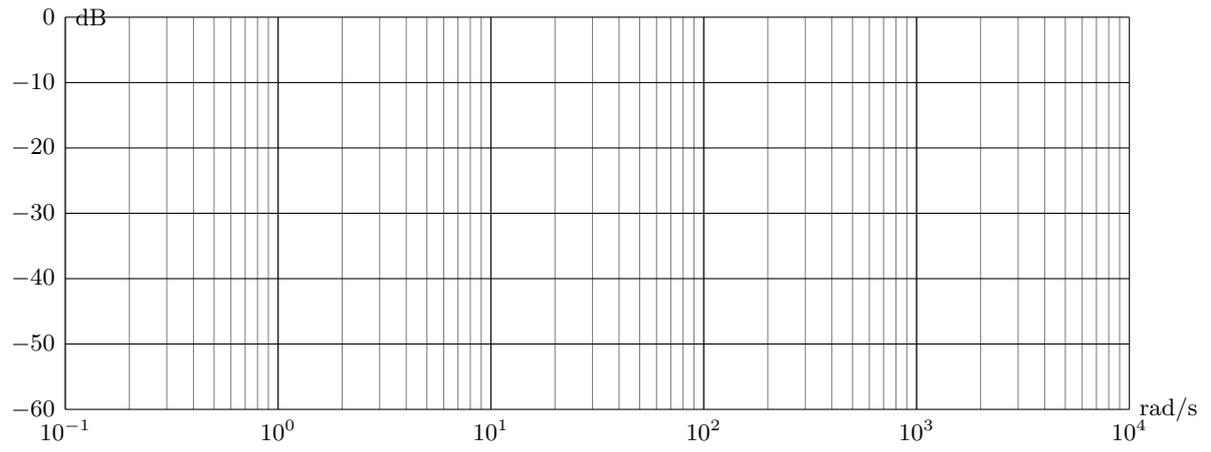


1. Que vaut v_- ? **Justifiez votre réponse.**
2. Exprimer Z_{eq1} , l'impédance équivalente à la mise en série de R et C .
3. Exprimer Z_{eq2} , l'impédance équivalente à la mise en parallèle de R et C .
4. Exprimer v_- en fonction de v_{in} , v_{out} , Z_{eq1} et Z_{eq2} .
5. Montrer que la fonction de transfert du montage peut s'écrire sous la forme

$$H(j\omega) = -\frac{j\frac{\omega}{\omega_0}}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

et exprimer ω_0 en fonction de R et C .

6. On s'intéresse au gain de H .
 - (a) exprimer le gain de H en décibel.
 - (b) que vaut le gain en dB lorsque $f \rightarrow 0$?
 - (c) que vaut le gain en dB lorsque $f \rightarrow +\infty$?
 - (d) que vaut le gain en dB lorsque $f = f_0$?
 - (e) pour $f < f_0$, que vaut la pente du gain en décibels par décade ?
7. On s'intéresse à la phase de H .
 - (a) exprimer la phase de H en degrés.
 - (b) que vaut la phase en degrés lorsque $f \rightarrow 0$?
 - (c) que vaut la phase en degrés lorsque $f \rightarrow +\infty$?
 - (d) que vaut la phase en degrés lorsque $f = f_0$?
8. On donne : $R = 330k\Omega$ et $C = 100nF$. Tracer sur la figure suivante le diagramme de Bode asymptotique et réel du filtre passe bande étudié.



TD : Filtrage audio pour les normes téléphoniques

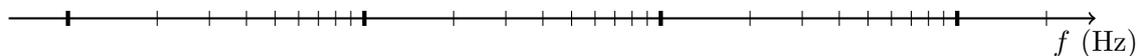
Le signal audio a un contenu en fréquence compris entre $20Hz$ et $20kHz$. Au delà de ces limites, on trouve respectivement les infra- et ultra-sons, inaudibles pour l'homme. Si l'on s'intéresse à la voix humaine, le contenu en fréquence est limité à une plage allant de $50Hz$ à $12kHz$. Il a cependant été montré qu'il est possible de différencier deux voix avec un contenu en fréquence bien plus limité. L'intérêt de limiter cette bande de fréquence est immédiat en téléphonie où plus le contenu à transmettre est important, plus le débit de transmission doit être élevé.

Deux normes audio liées à la téléphonie co-existent :

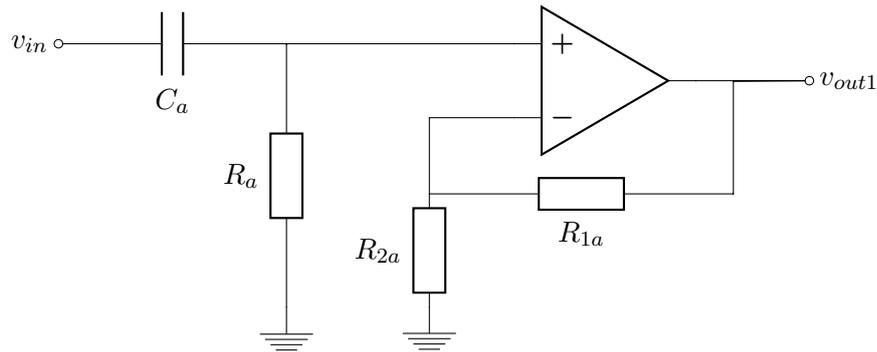
- **la norme UIT-T G-711** : la plage de fréquence est limitée entre $300Hz$ et $3400Hz$, elle correspond à la téléphonie standard.
- **la norme UIT-T G-722** : la plage de fréquence est étendue entre $50Hz$ et $7000Hz$, elle correspond à la téléphonie Haute Définition.

Dans la suite de ce TD nous allons concevoir un circuit de filtrage et choisir les valeurs de composants pour répondre à ces deux normes.

1. Sur l'axe des fréquences suivant, représenter par des plages de couleur les différentes bandes de fréquences décrites dans l'énoncé.



2. Un premier montage à AOP est réalisé par le montage suivant :



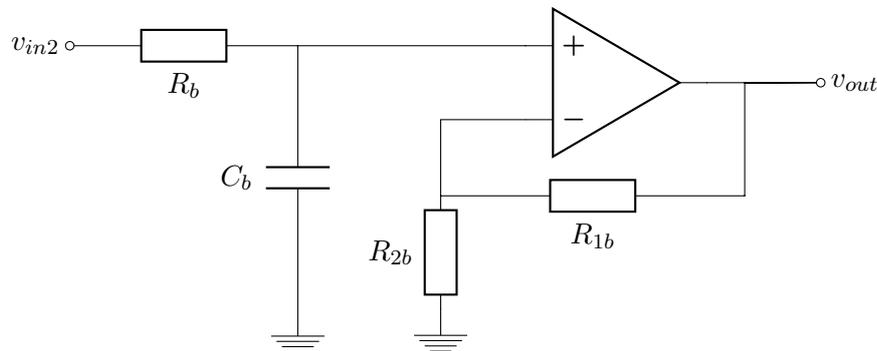
- En quel régime travaille l'AOP ? **justifiez votre réponse.** Que peut-on dire de v_+ et v_- ?
- Exprimer v_+ en fonction de v_{in} .
- Exprimer v_- en fonction de v_{out1}
- Montrer que la fonction de transfert du montage peut s'écrire sous la forme

$$H_1(jf) = A_1 \cdot \frac{j\frac{f}{f_1}}{1 + j\frac{f}{f_1}}$$

et exprimer A_1 et f_1 en fonction de R_{1a} , R_{2a} , R_a et C_a .

- Quel est le type de filtre réalisé ? A quoi correspondent A_1 et f_1 ?
- On souhaite amplifier le signal non atténué de $6dB$ et on donne $R_{2a} = 8,2k\Omega$. Calculer la valeur numérique du composant permettant de remplir ce cahier des charges.
- On donne $R_a = 10k\Omega$. Calculer la valeur numérique du composant pour remplir le cahier des charges pour les normes 711 et 722.
- Dans le document en annexe, tracer les diagrammes de Bode des filtres réalisés.

3. Un second second montage est réalisé à l'aide du schéma suivant :



- En quel régime travaille l'AOP ? **justifiez votre réponse.** Que peut-on dire de v_+ et v_- ?
- Exprimer v_+ en fonction de v_{in2} .
- Exprimer v_- en fonction de v_{out}

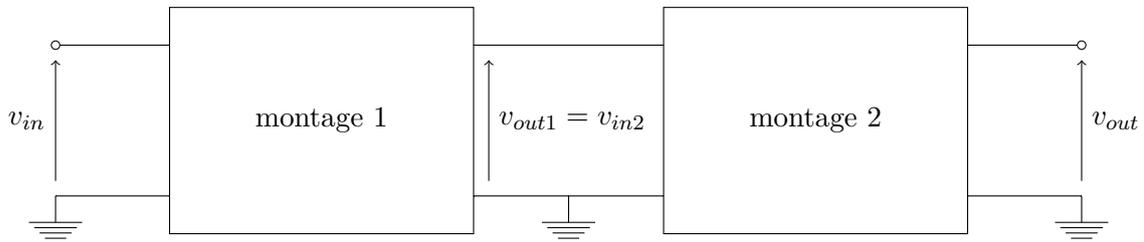
(d) Montrer que la fonction de transfert du montage peut s'écrire sous la forme

$$H_2(jf) = \frac{A_2}{1 + j\frac{f}{f_2}}$$

et exprimer A_2 et f_2 en fonction de R_{1b} , R_{2b} , R_b et C_b .

- (e) Quel est le type de filtre réalisé ? A quoi correspondent A_2 et f_2 ?
- (f) On souhaite amplifier le signal non atténué de $3dB$ et on donne $R_{2b} = 6,8k\Omega$. Calculer la valeur numérique du composant permettant de remplir ce cahier des charges.
- (g) On donne $R_b = 10k\Omega$. Calculer la valeur numérique du composant pour remplir le cahier des charges pour les normes 711 et 722.
- (h) Dans le document en annexe, tracer les diagrammes de Bode des filtres réalisés.

4. On cascade maintenant les deux montages précédents :



- (a) Calculer la fonction de transfert $H(jf)$ de l'association des schémas 1 et 2 en fonction de $H_1(jf)$ et $H_2(jf)$.
- (b) Calculer la gain de $H(jf)$ en fonction du gain de $H_1(jf)$ et $H_2(jf)$.
- (c) Calculer le déphasage de $H(jf)$ en fonction du déphasage de $H_1(jf)$ et $H_2(jf)$.
- (d) Dans le document en annexe, tracer les diagrammes de Bode des filtres réalisés.
- (e) Par combien est multipliée l'amplitude du signal d'entrée ramené en sortie dans la bande de fréquence non atténuée ?
- (f) On souhaite, sur les fréquences hautes, avoir une pente de -40 dB par décade. Proposer une solution simple permettant de satisfaire ce cahier des charges **sans modifier le gain obtenu dans la bande de fréquence non atténuée**.

Annexe

Diagramme de Bode pour la norme UIT-T G-711

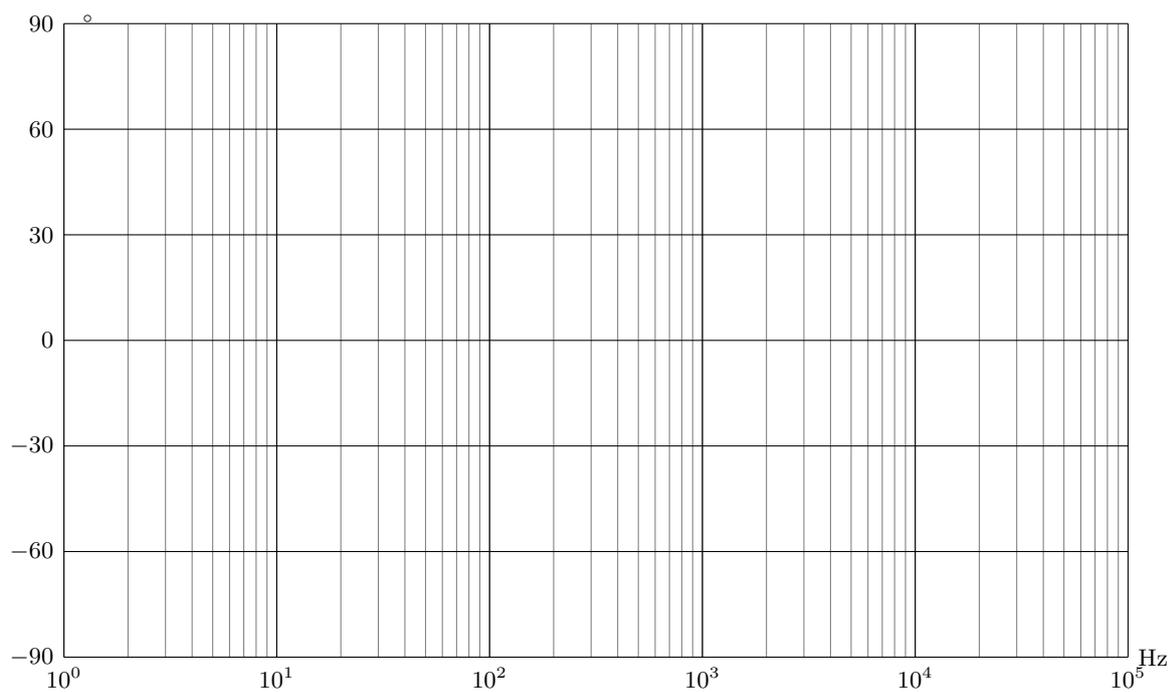
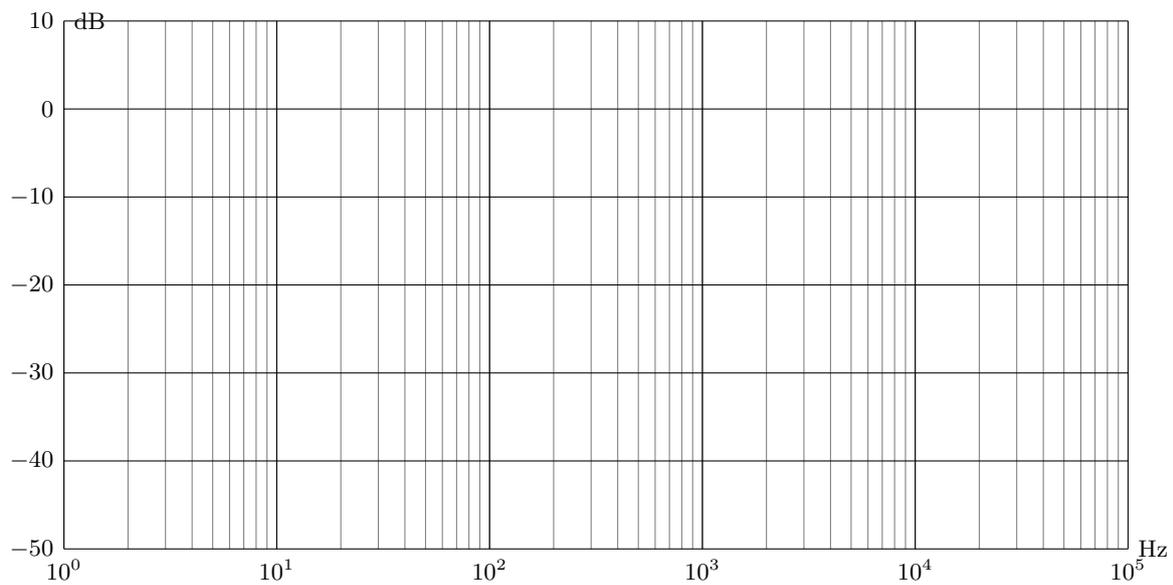
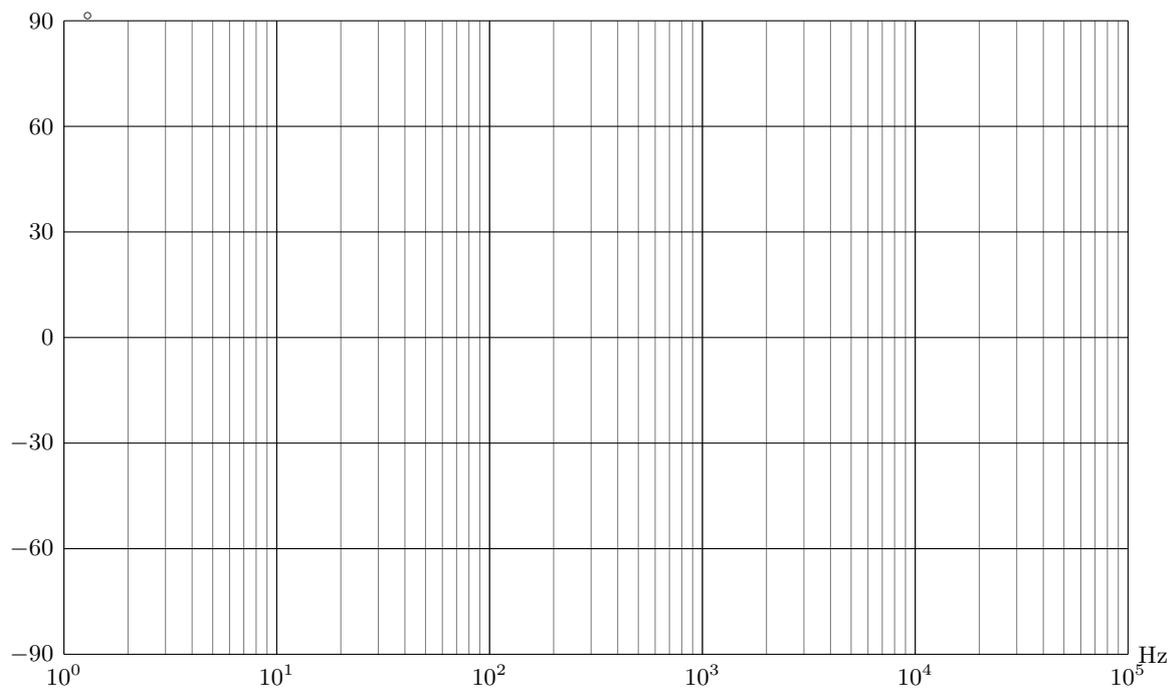
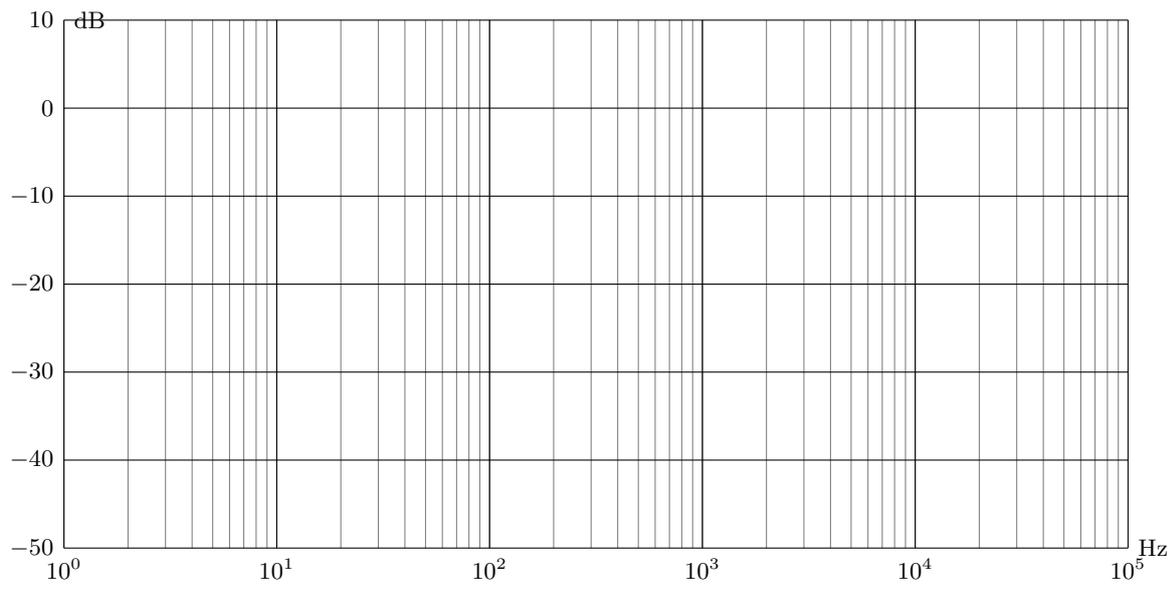


Diagramme de Bode pour la norme UIT-T G-722



TD : Dimensionnement d'un filtre anti-repliement

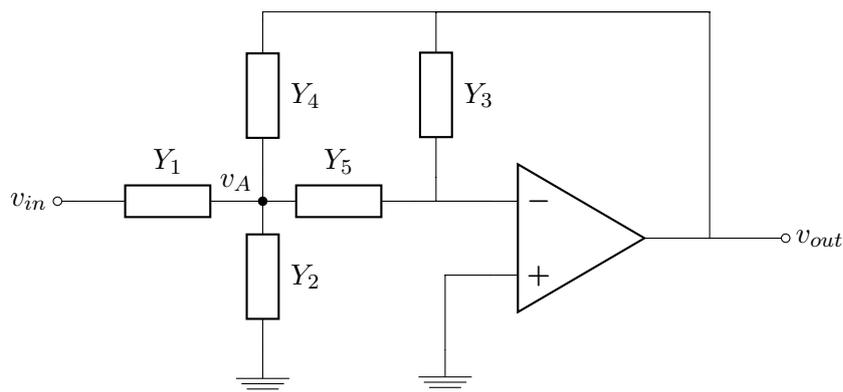
Lorsque l'on convertit un signal analogique (ici une tension) en un signal numérique (en bits), on a besoin de réaliser une opération préalable de filtrage. Cette opération est concrètement réalisée par un *filtre anti-repliement*, qui est un filtre de type passe bas. Si la numérisation est réalisée à la fréquence f_1 alors on souhaite que le signal en sortie du filtre n'ai plus d'information au dessus d'une fréquence f_2 telle que :

$$f_1 = 2f_2$$

Dans la bande passante du filtre anti-repliement, l'amplitude du signal de sortie doit être la même que l'amplitude en entrée.

On s'intéresse dans cet exercice à la numérisation du signal issu d'un capteur de vitesse placé sur un moteur. La numérisation se fait à $f_1 = 80kHz$. Le signal numérisé doit comporter l'information contenue jusqu'à $2kHz$ (information atténuée de moins de $6dB$) . On considèrera que le signal est coupé si il est atténué d'au moins $40dB$

1. On s'intéresse dans un premier temps au cahier des charges.
 - (a) Que doit valoir le gain (en dB) en basses fréquences du filtre à dimensionner ?
 - (b) Que vaut f_2 ?
 - (c) Quelle doit être la valeur de gain maximale à cette fréquence ?
 - (d) Sur le diagramme de Bode en annexe, placer les points/asymptotes correspondant aux questions précédentes.
 - (e) Un filtre du premier ordre sera-t'il suffisant ?
2. On réalisera le filtre désiré avec le circuit suivant, dit *structure de Rauch*, permettant de réaliser plusieurs types de filtres :



- (a) Que vaut le potentiel à v_- ? **Justifiez votre réponse.**
- (b) Exprimer v_A en fonction de v_{in} et v_{out} .
- (c) Exprimer v_- en fonction de v_a et v_{out} .
- (d) En déduire la fonction de transfert $H = \frac{v_{out}}{v_{in}}$ en fonction de Y_1, Y_2, Y_3, Y_4 et Y_5 .

3. Afin de réaliser le filtre souhaité, on utilise $Y_1 = Y_4 = Y_5 = \frac{1}{R}$ et $Y_2 = jC_1\omega$ et $Y_3 = jC_2\omega$.

(a) Mettre la fonction de transfert sous la forme :

$$H(j\omega) = -\frac{K}{1 + 2m\frac{j\omega}{\omega_0} + \frac{(j\omega)^2}{\omega_0^2}}$$

(b) Vérifier (*sans trop de calculs inutiles*), qu'il s'agit bien d'un filtre pouvant satisfaire le cahier des charges.

(c) Afin de simplifier la suite des calculs, nous allons nous placer dans un cas particulier où $m = 1$. En déduire une relation simple liant C_1 et C_2 .

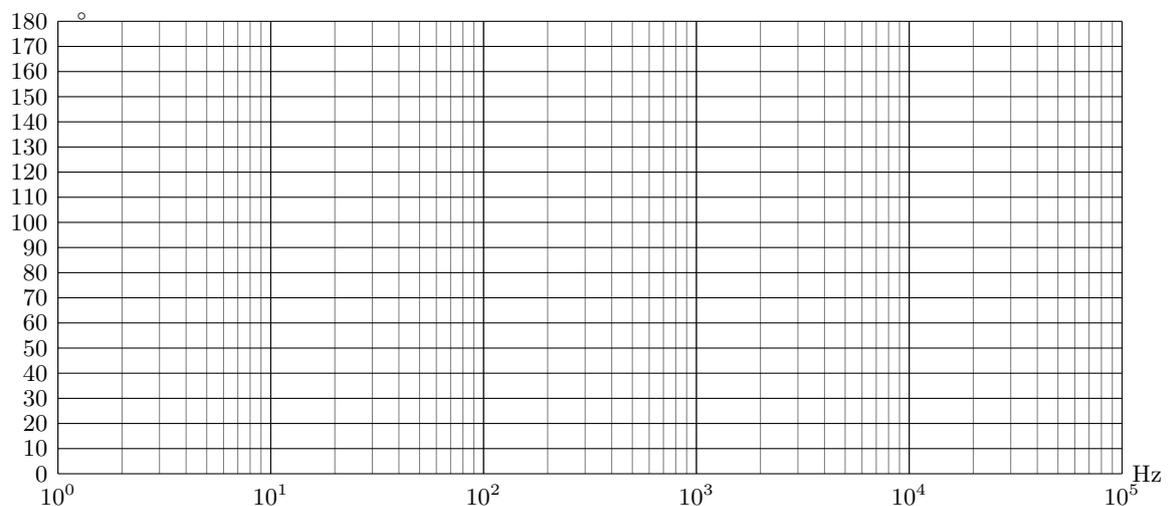
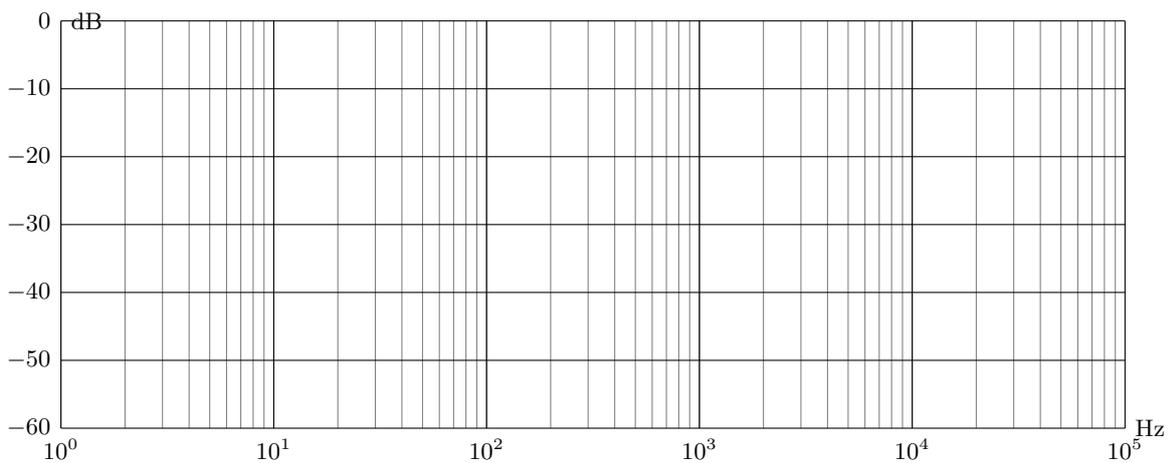
(d) Nous allons voir maintenant pourquoi le cas $m = 1$ est mathématiquement plus simple. Factoriser le dénominateur pour exprimer H en fonction de fonctions de transfert que nous avons déjà étudiées.

(e) On pose $C_1 = 30nF$, et $f_0 = 4kHz$. En déduire les valeurs de R et C_2 .

(f) **Sans quasiment aucun calcul**, tracer le diagramme de Bode du circuit réalisé.

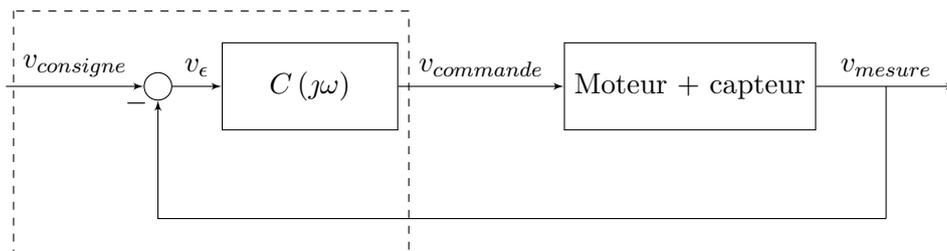
(g) le montage réalisé remplit-il le cahier des charges ?

Diagramme de Bode



TD : Dimensionnement d'un correcteur pour le contrôle en vitesse d'un moteur

Lorsque l'on souhaite contrôler précisément la vitesse d'un moteur, on réalise un *systeme asservi*. Le fonctionnement et l'étude des systèmes asservis seront abordés en S3 ; cependant le schéma de principe d'un asservissement pour un moteur est présenté ci-dessous :

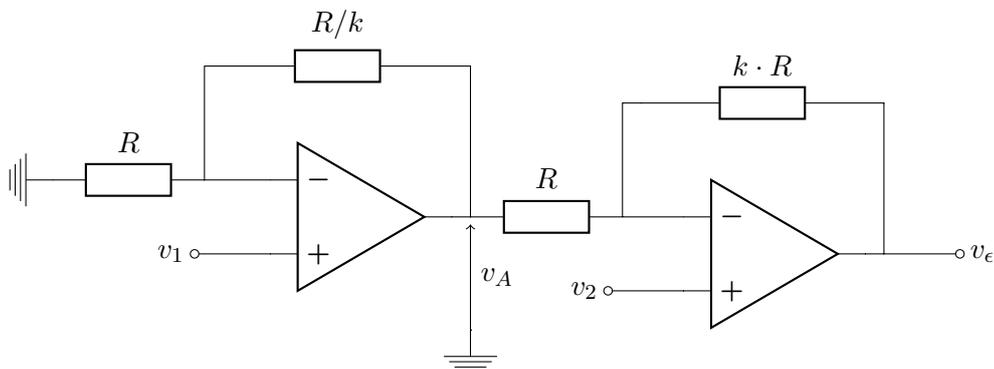


La **vitesse du moteur est pilotée** par une **tension** appelée $v_{consigne}$. Cette tension n'est pas directement appliquée au moteur : en effet la vitesse effective du moteur est mesurée par un capteur renvoyant une tension, ici v_{mesure} , et le **moteur est commandé par un correcteur** qui prend en entrée une image de l'erreur entre la vitesse souhaitée et la vitesse réelle donnée par :

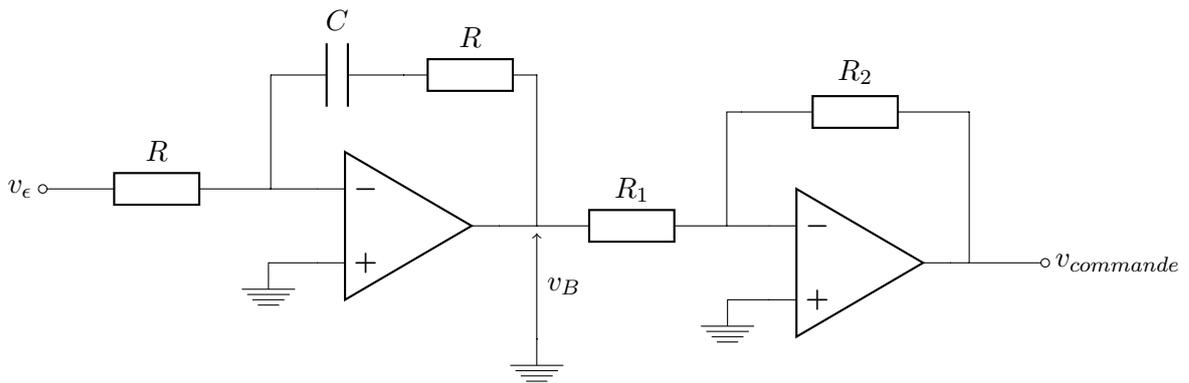
$$v_{\epsilon} = v_{consigne} - v_{mesure}$$

Le soustracteur et le correcteur (entourés en pointillés sur le schéma) sont des blocs réalisés à base d'AOP, nous détaillerons ces montages à travers ce TD.

1. Le calcul de l'erreur v_{erreur} est réalisé grâce au montage suivant :



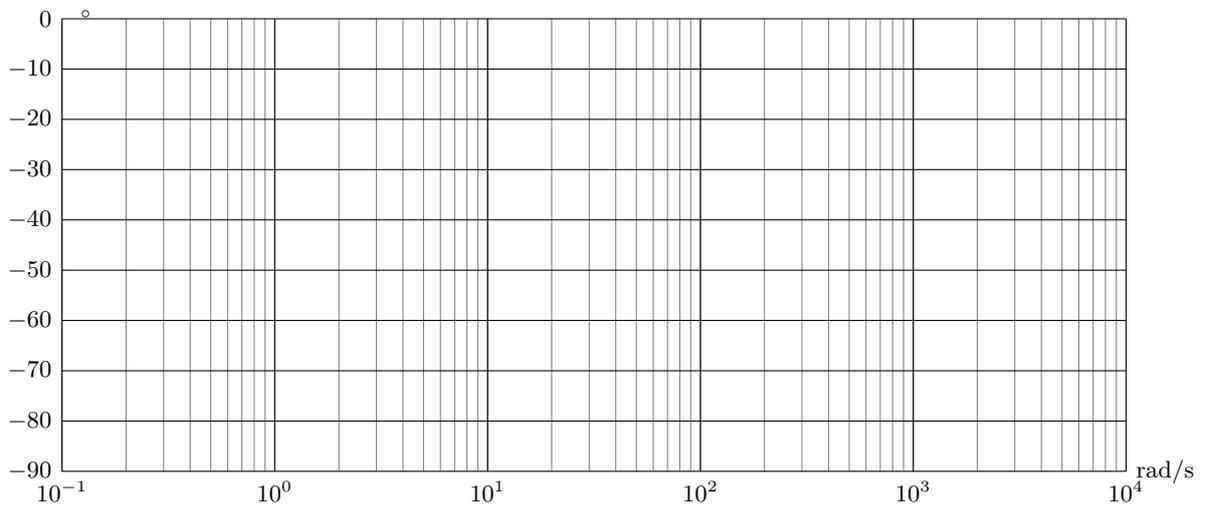
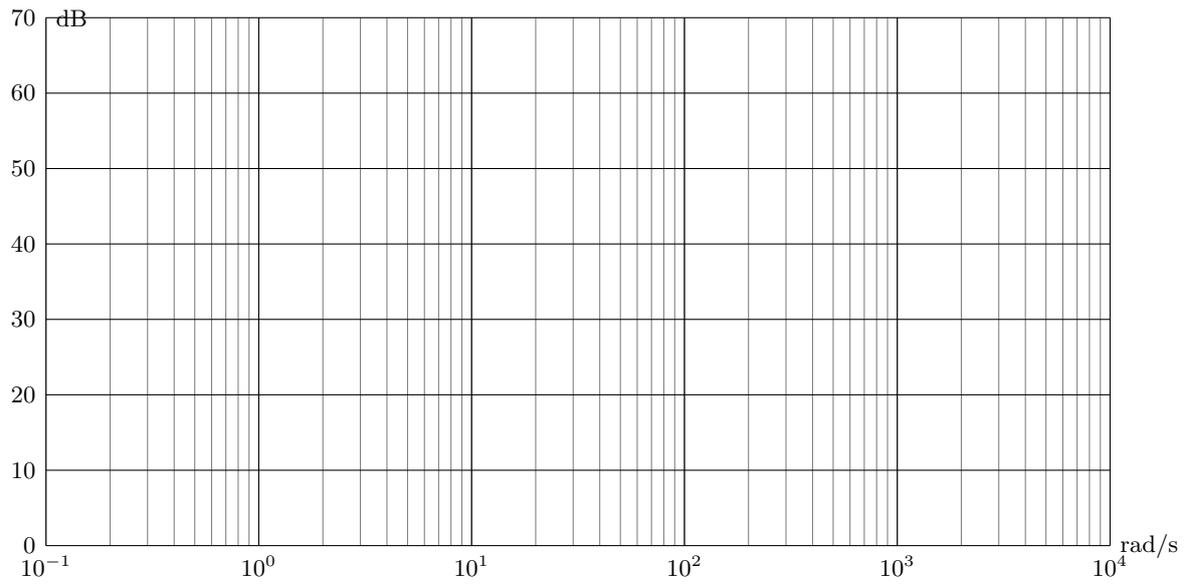
- (a) Exprimer v_A en fonction de v_1 .
 - (b) Exprimer v_2 en fonction de v_A et v_ϵ .
 - (c) En déduire v_ϵ en fonction de v_1 et v_2 .
 - (d) Sur quelle borne sont branchées v_{mesure} et $v_{consigne}$?
 - (e) Est-il possible d'avoir un facteur d'amplification égal à 1 ?
 - (f) On fixe ce facteur à $6dB$, comment pourrait on réaliser judicieusement un tel montage sans avoir besoin de faire un choix précis dans des valeurs normalisées de résistances ?
2. Le correcteur que nous allons réaliser est appelé *Proportional Intégral* (ou PI). Son schéma est le suivant :



- (a) Exprimer v_B en fonction de v_ϵ .
- (b) Exprimer $v_{commande}$ en fonction de v_B .
- (c) Mettre la fonction de transfert du correcteur sous la forme :

$$C(j\omega) = K \frac{1 + j\tau\omega}{j\tau\omega}$$

- (d) Que sont K et τ , quelles sont leurs unités ?
- (e) On souhaite avoir une constante de temps de $104ms$ et un gain sur l'ensemble soustarc-
teur et correcteur de $17,3dB$. On donne $R_1 = R = 10k\Omega$, calculer les valeurs man-
quantes (valeur normalisées).
- (f) en utilisant les valeurs de composants normalisées, quelles sont les erreurs sur le gain
et la constante de temps ? Sont elles négligeables ?
- (g) Tracer le diagramme de Bode du correcteur réalisé.



Valeur des séries normalisées:

Série E12 : 100, 120, 150, 180, 220, 270, 330, 390, 470, 560, 680, 820

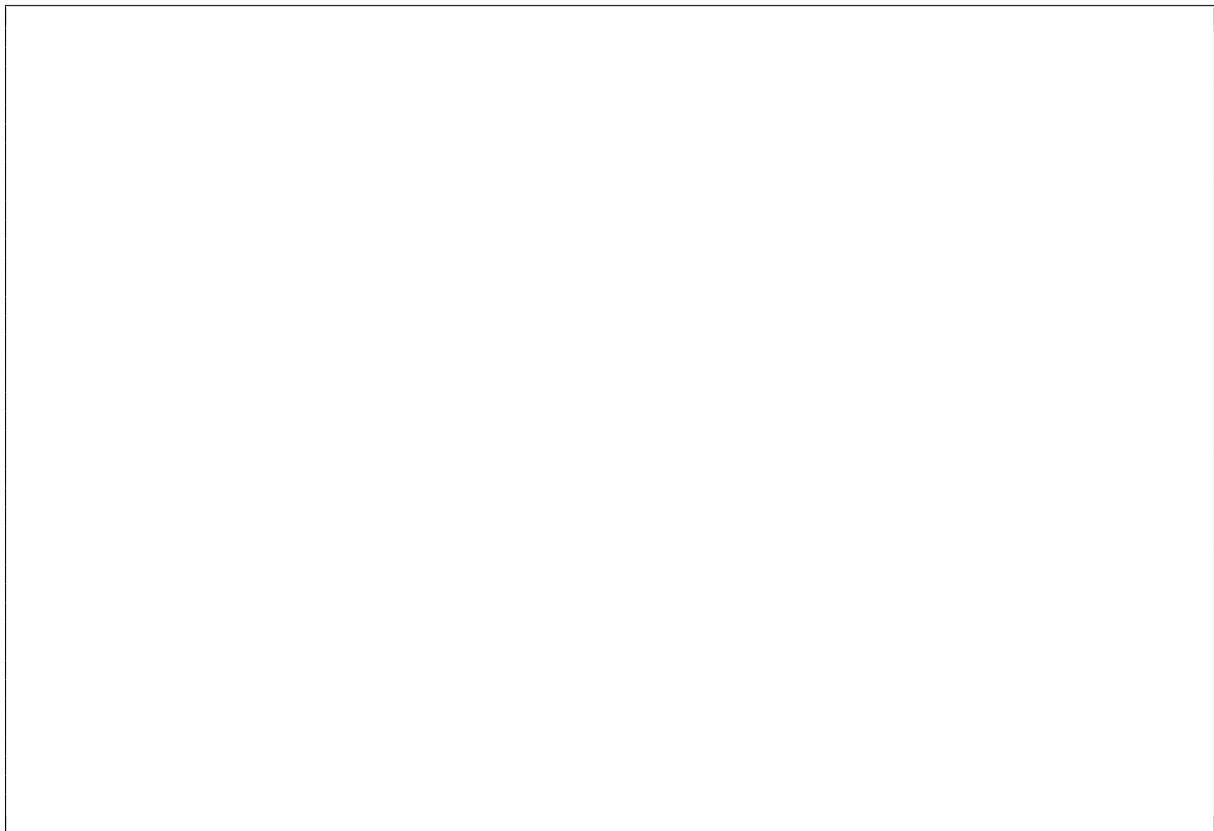
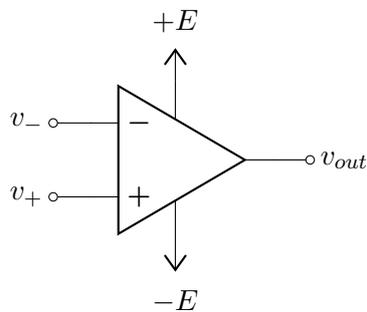
Cours/TD : Amplificateur Opérationnel en régime non linéaire

Nous avons vu à travers les **TD précédents** le comportement de l'**AOP en régime linéaire**. Nous avons systématiquement vérifié la présence d'une *contre-réaction* afin de faire une hypothèse sur les tensions d'entrée de l'AOP et mener nos calculs.

Nous allons voir maintenant ce qu'il se passe lorsqu'il n'y a plus cette contre-réaction. L'AOP sera alors en régime **non-linéaire**.

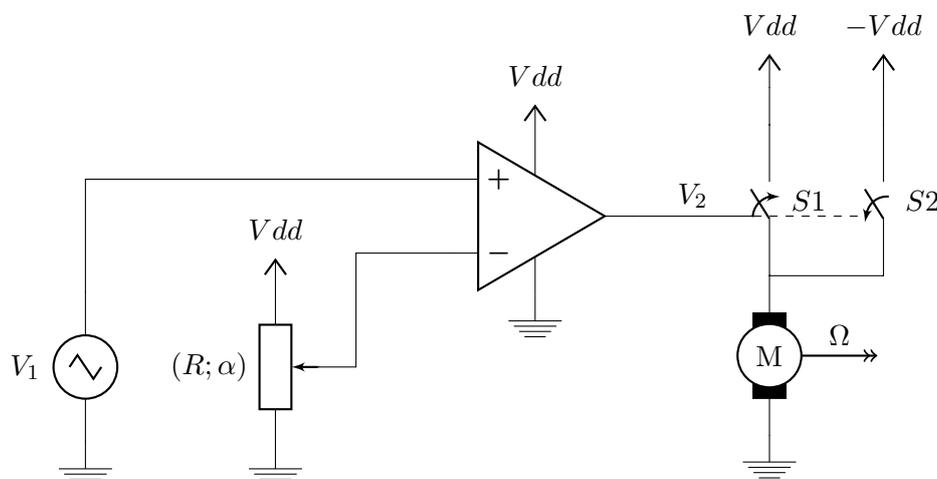
1 AOP en régime non-linéaire

Le schéma de l'AOP et les notations utilisées dans la suite du cours sont données ci-dessous :



2 Exercice 1: moteur à courant continu en boucle ouverte

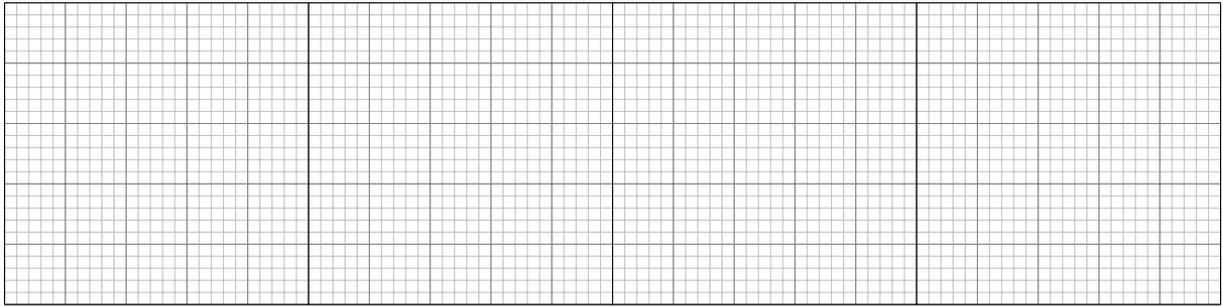
On étudie le montage suivant :



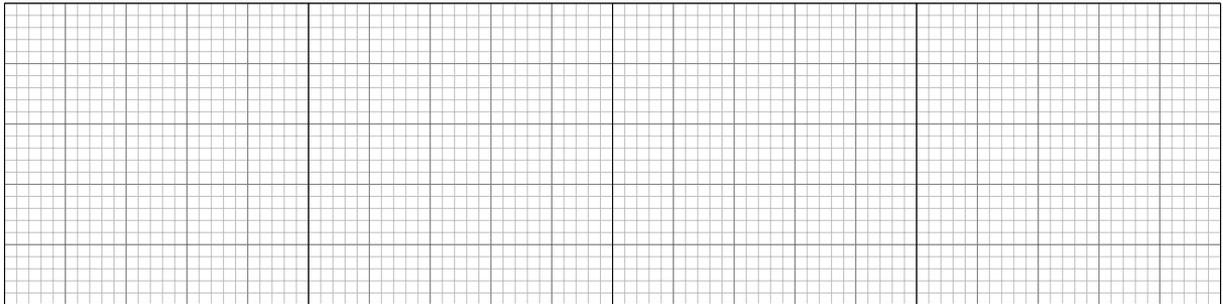
On considèrera que l'AOP a des tensions de saturation égales à ses tensions d'alimentation (*AOP rail-to-rail*). La source triangulaire génère un signal de fréquence $f = 2kHz$ entre $0V$ et V_{dd} (à $t = 0s$ on considèrera que $V_1 = 0V$). l'interrupteur $S1$ est fermé si sa commande est à $0V$, ouvert sinon; l'interrupteur $S2$ est piloté en inverse de $S1$. Pour les applications numériques, on prendra $V_{dd} = 4.6V$

1. Sur le chronogramme en fin d'énoncé, tracer 4 périodes de V_1 .
2. (a) Que vaut v_- en fonction de V_{dd} , R et α ?
 (b) Faire les applications numériques pour $\alpha_1 = 0.25$, $\alpha_2 = 0.5$ et $\alpha_3 = 0.75$ et tracer les droites correspondantes sur le même chronogramme que V_1 .
3. (a) En déduire le chronogramme de V_2 .
 (b) Quel est le nom du montage à AOP réalisé ?
 (c) Calculer la valeur moyenne du signal V_2 en fonction de V_{dd} et α .
 (d) Comparer cette valeur moyenne à 0.
4. (a) Déduire des questions précédentes le chronogramme de V_M , la tension aux bornes du moteur.
 (b) Calculer la valeur moyenne du signal V_M en fonction de V_{dd} et α .
 (c) faire les applications numériques pour les valeurs de α utilisées précédemment.
 (d) Comparer cette valeur moyenne à 0.
5. Un moteur à courant continu a un comportement inductif, et il serait possible de démontrer que les grandeurs mécaniques sont liées aux valeurs moyennes des grandeurs électriques
 (a) Rappeler le lien, en régime établi, entre vitesse angulaire Ω et la tension dans le cas où la résistance d'induit est négligeable (cas des petits moteurs pour la robotique par exemple).
 (b) En déduire l'expression de la vitesse angulaire en fonction de α .
 (c) Comment peut on contrôler la vitesse et le sens de rotation ?

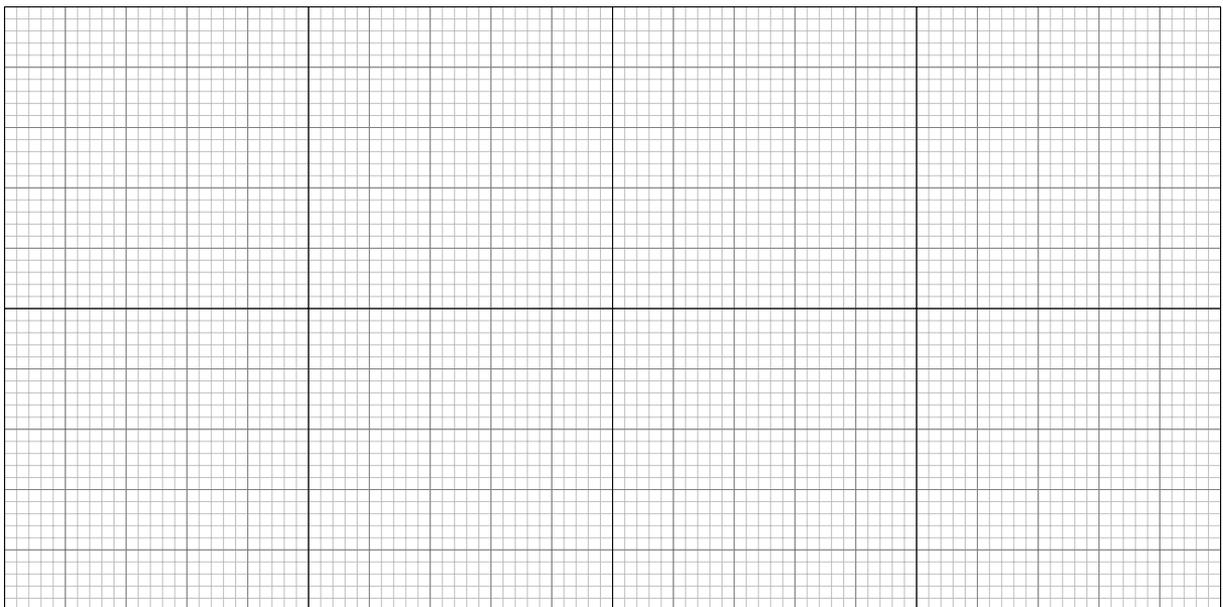
V_1 :



V_2 :



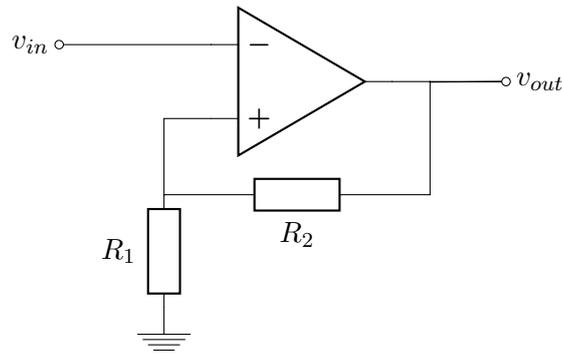
V_M :



Comparateur à Hystérésis à AOP

1 Comparateur à Hystérésis

On étudiera dans un premier temps le montage à AOP suivant :



L'AOP est alimenté en $\pm 15V$ et ses tensions de déchet sont de $0.6V$.

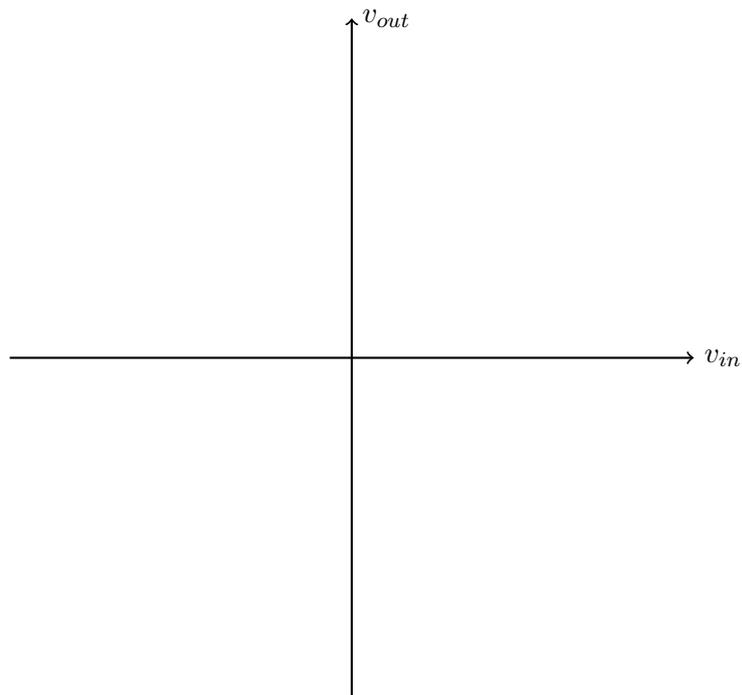
1. En quel régime est l'AOP du montage ? Quelles sont les valeurs possibles de v_{out} ?
2. On peut remarquer que :

$$v_+ = \alpha \cdot v_{out}$$

Que vaut α

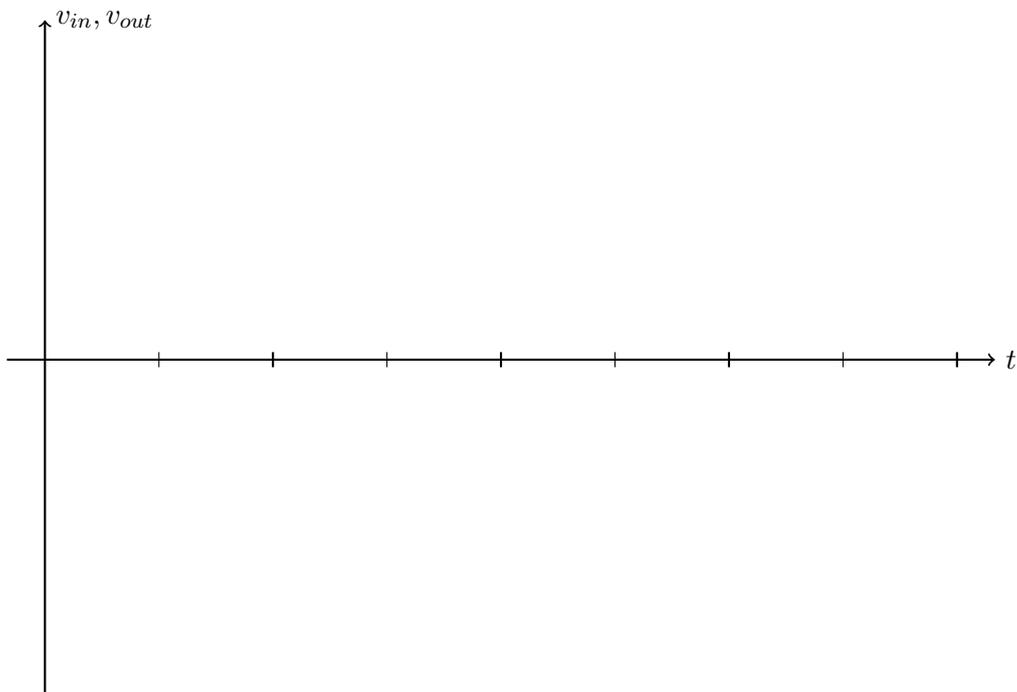
3. On considère que $v_{out} = +V_{sat}$,
 - (a) tracer la droite correspondante à cette valeur de v_{out} sur le diagramme d'entrée-sortie.
 - (b) que vaut v_+ ?
 - (c) tracer la droite correspondante à cette valeur de v_+ sur le diagramme d'entrée-sortie.
 - (d) à quelle condition sur v_{in} la condition $v_{out} = +V_{sat}$ est-elle respectée ?
 - (e) tracer sur le diagramme, les chemins possibles de v_{in} , les sens possibles de parcourt seront indiqués par des flèches.
4. On considère que $v_{out} = -V_{sat}$,
 - (a) tracer la droite correspondante à cette valeur de v_{out} sur le diagramme d'entrée-sortie.
 - (b) que vaut v_+ ?
 - (c) tracer la droite correspondante à cette valeur de v_+ sur le diagramme d'entrée-sortie.
 - (d) à quelle condition sur v_{in} la condition $v_{out} = -V_{sat}$ est-elle respectée ?
 - (e) tracer sur le diagramme, les chemins possibles de v_{in} , les sens possibles de parcourt seront indiqués par des flèches.

Diagramme d'entrée sortie :



5. On place en entrée sur v_{in} un signal triangulaire d'amplitude $\pm 15V$ et de période de 1ms, à $t = 0$ on considère que $v_{in} = 0V$ et $v_{out} = -V_{sat}$. Sur le chronogramme suivant, tracer 3 périodes des signaux d'entrée et de sortie.

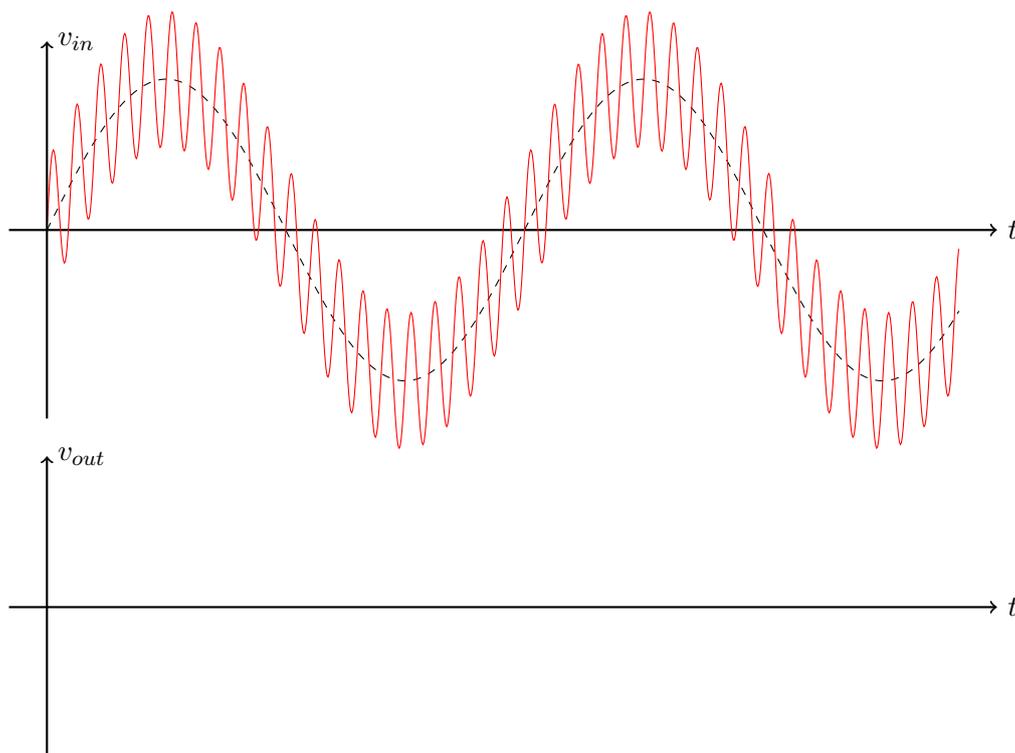
Chronogramme :



2 Exemple d'application : Seuillage d'un signal bruité

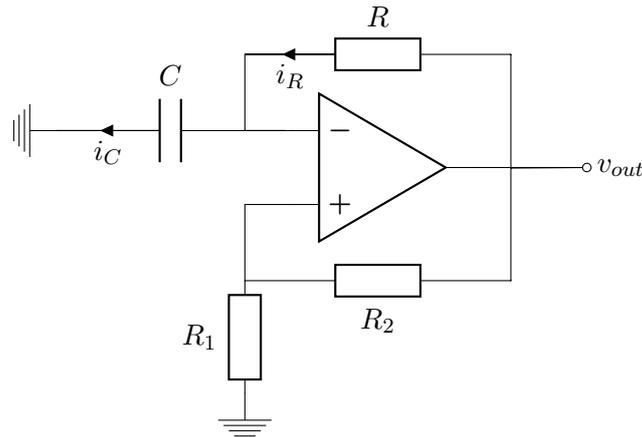
Un système électronique reçoit un signal sinusoïdal (ici, d'une fréquence de $2.5Hz$, à moyenne nulle et d'amplitude $5V$) qui doit être comparé à 0 (signal haut si la tension d'entrée est supérieure à $0V$, signal bas sinon). Une solution immédiate serait d'utiliser un comparateur inverseur (à AOP, comme le schéma vu au TD précédent). Cependant cette technique est particulièrement inefficace si le signal en entrée est bruité ; dans l'application le signal est parasité par une ligne d'alimentation à $50Hz$. Le signal d'entrée bruité est tracé dans le chronogramme à compléter.

1. On s'intéresse dans un premier temps à l'utilisation du comparateur inverseur simple.
 - (a) Proposer un schéma réalisant le comparateur inverseur.
 - (b) Sur le chronogramme, tracer la sortie du comparateur simple avec en entrée le signal non-bruité (représenté en pointillés), puis avec le signal bruité (en trait plein).
2. Le bruit ajouté au sinus a une amplitude de d'environ $1V$. On décide de mettre le seuil du comparateur à hysteresis à $\pm 1.25V$, soit au dessus du niveau de bruit.
 - (a) On donne $R_1 = 10k\Omega$, calculer la valeurs adaptée pour R_2 .
 - (b) Sur le chronogramme, tracer au niveau du signal d'entrée les seuil du comparateur à hystérésis.
 - (c) En déduire le chronogramme de sortie . Que peut-on dire du résultat obtenu ?



Circuit astable à AOP

On étudiera le montage suivant à AOP :

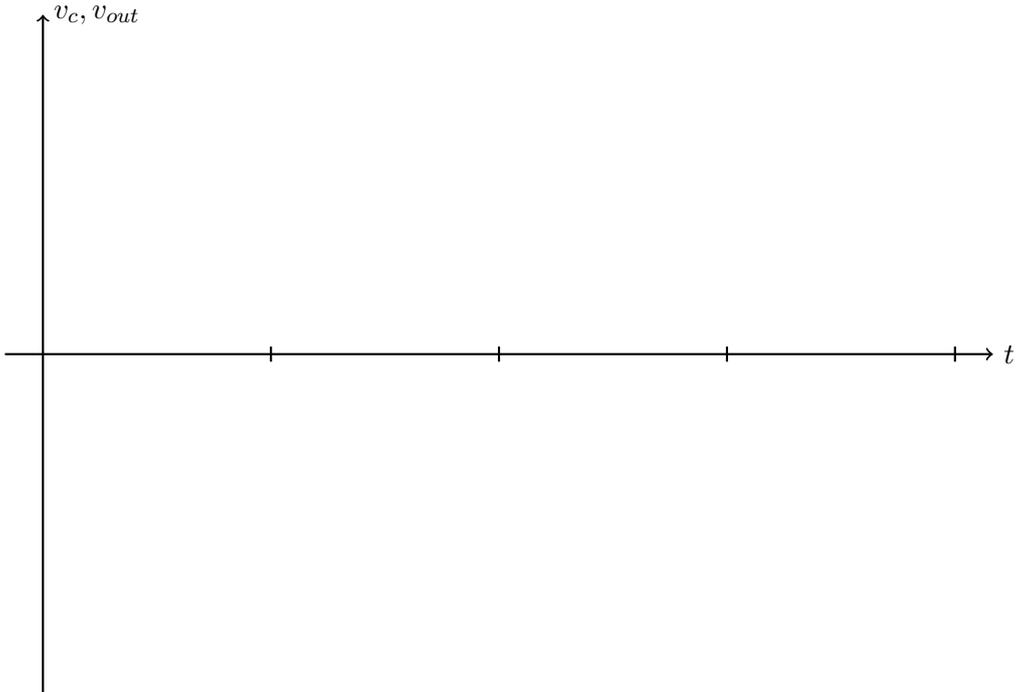


On peut dès à présent remarquer que le circuit ne comporte pas d'entrée et une sortie. 'Astable' signifie 'jamais stable', le circuit que nous étudierons aura donc un signal de sortie qui changera de lui même et régulièrement sans qu'il y ait à changer un paramètre sur le circuit. Il ne s'agit pas cependant d'un oscillateur dont la théorie sera étudiée ultérieurement.

1. Dans quel régime est l'AOP ? Quelles sont les valeurs possibles de tension de sortie v_{out} et à quelles conditions respectives correspondent ces valeurs ?
2. On peut reconnaître sur R_1 et R_2 un montage similaire au comparateur à hystérésis.
 - (a) Exprimer v_+ en fonction de v_{out}
 - (b) Quelles sont les valeurs possibles de v_+ ?
 - (c) Sans se soucier des valeurs numériques, placer sur le chronogramme les droites correspondant à ces seuils.
3. Au niveau de la contre-réaction, on remarque un circuit RC, nous allons l'étudier dans le domaine temporel afin de compléter le chronogramme par la suite.
 - (a) Exprimer v_- en fonction de i_C .
 - (b) Exprimer i_R en fonction de v_{out} , R et v_- .
 - (c) Quelle relation lie i_C et i_R ? En déduire l'équation différentielle gouvernant v_- .
4. A $t = 0$, on prend pour hypothèse que $v_{out} = -V_{sat}$ et $v_- = -\frac{R_1}{R_1+R_2}V_{sat}$.
 - (a) trouver la solution de l'équation différentielle $v_-(t)$.
 - (b) à quel temps t_1 a-t-on $v_-(t_1) = \frac{R_1}{R_1+R_2}V_{sat}$?
 - (c) compléter le chronogramme.
5. Une fois arrivé à t_1 :

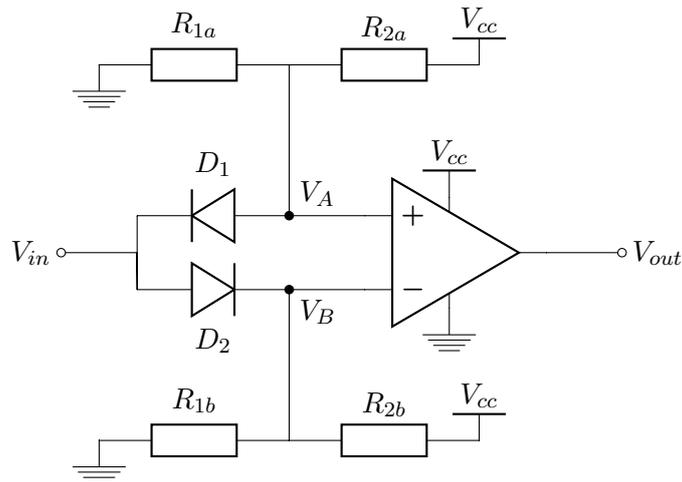
- (a) Que vaut v_{out} ?
- (b) on pose $t' = t - t_1$. A $t' = 0$ on a donc $v_t(t_1) = \frac{R_1}{R_1+R_2}V_{sat}$. Trouver la solution de l'équation différentielle $v_-(t')$.
- (c) à quel temps t'_1 a-t'on $v_-(t'_1) = -\frac{R_1}{R_1+R_2}V_{sat}$?
- (d) compléter le chronogramme.

6. Quels sont la période et le rapport cyclique du signal de sortie ?

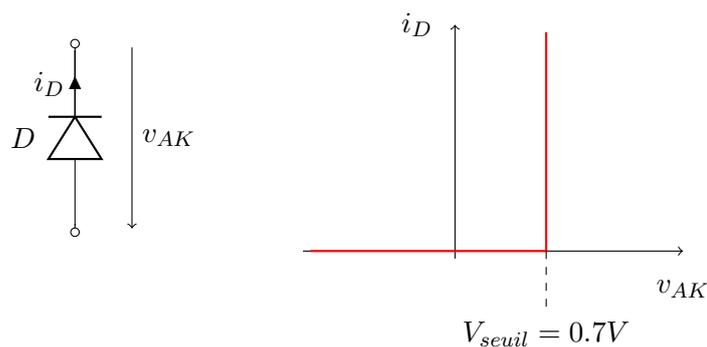


Comparateur fenêtre

On étudiera le montage suivant, en considérant que l'AOP est *rail-to-rail* :



1. Dans quel régime est l'AOP ? Quelles sont les valeurs possibles de tension de sortie v_s et à quelles conditions respectives correspondent ces valeurs ?
2. (a) Transformer le générateur de tension fournissant V_A en générateur équivalent de thévenin.
 (b) Transformer le générateur de tension fournissant V_B en générateur équivalent de thévenin.
 (c) Redessiner le schéma entier avec les générateurs équivalents pour V_A et V_B .
3. La caractéristique des diodes est rappelée dans le diagramme suivant :

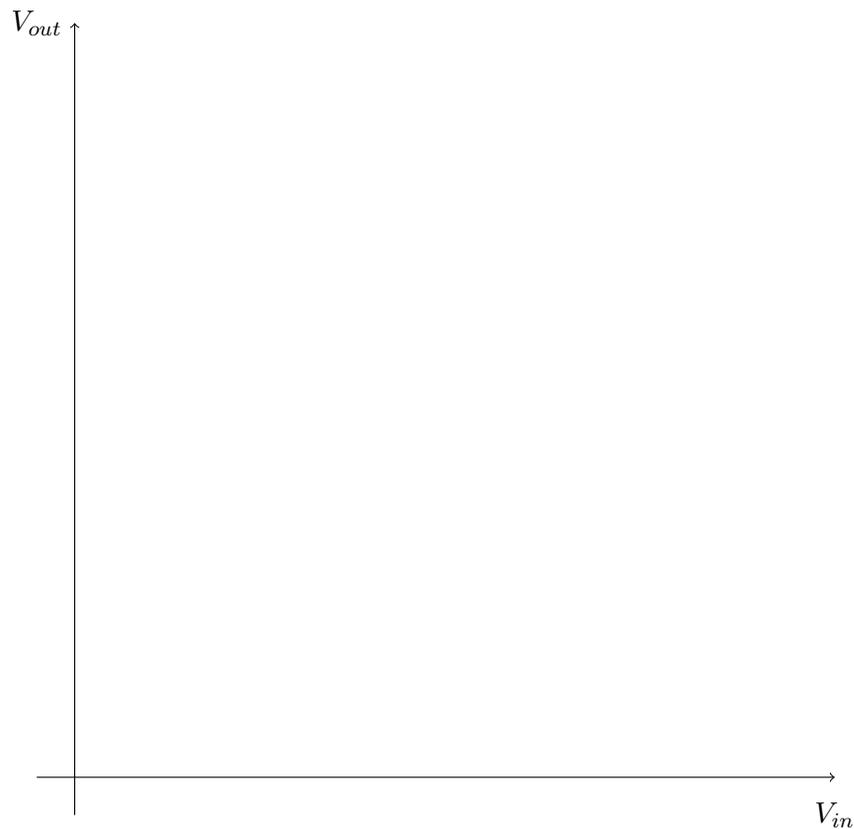


- (a) Quel est le schéma équivalent de la diode lorsqu'elle est bloquée ?
- (b) Quel est le schéma équivalent de la diode lorsqu'elle est passante ?

On impose les deux conditions suivantes sur les générateurs équivalents de thévenin :

$$\begin{cases} 0,7V < V_{thB} \\ V_{thB} + 1.4V < V_{thA} \end{cases}$$

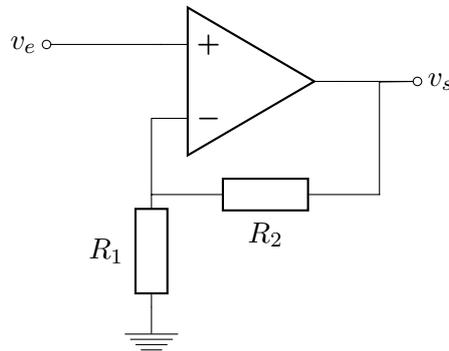
4. On commence l'étude à $V_{in} = 0V$.
 - (a) Dans quel état est la diode D_1 ?
 - (b) Dans quel état est la diode D_2 ?
 - (c) Dessiner le schéma équivalent dans ces conditions
 - (d) Quel valent v_+ et v_- ?
 - (e) En déduire V_{out} ?
5. On augment maintenant V_{in} sur des valeurs positives de tension.
 - (a) A quelle condition sur V_{in} la diode D_1 reste-t'elle dans l'état trouvé à la question précédente ?
 - (b) Même question pour la diode D_2 ?
 - (c) Dresser un tableau des états des diodes en fonction de V_{in} .
 - (d) Compléter le tableau avec schémas équivalent en fonction des états des diodes, puis les valeurs de v_+ , puis de v_- .
 - (e) En déduire les états de V_{out} en fonction de la tension d'entrée.
 - (f) Tracer la caractéristique d'entrée sortie du montage sur le diagramme suivant :



Défauts des Amplificateurs Opérationnels

January 9, 2018

Nous allons re-étudier un montage simple et que nous connaissons bien en enlevant les hypothèses que nous avons quasiment-systématiquement faites et voir quelles sont les limites des AOP. Nous utiliserons un simple amplificateur :



1. Dans un premier temps, on fait le calcul de manière classique, comme référence :
 - (a) Il y a de manière évidente une contre-réaction, donc l'AOP travaille en régime linéaire. Quelle hypothèse faisons nous à ce stade d'habitude ?
 - (b) **Sous cette hypothèse**, en déduire la fonction de transfert :

$$H(j\omega) = \frac{v_s}{v_e}$$

2. Même si nous l'avons notée dans le cours, l'hypothèse que nous avons rappelée à la question 1.a est fausse... ce qui est vrai par contre, c'est que l'AOP se comporte comme un amplificateur avec en signal d'entrée ε , avec un gain de A_0 avec un comportement de type passe-bas du premier ordre. On peut donc écrire :

$$\frac{v_s}{\varepsilon} = \frac{A_0}{1 + j\frac{f}{f_0}}$$

Par ailleurs, on notera afin de simplifier l'écriture :

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Nous allons retrouver la vraie fonction de transfert et voir si cela change beaucoup par rapport à ce que nous faisons précédemment. Pour la suite de l'exercice, nous utiliserons un TL081M dont des extraits de datasheet sont donnés en annexe.

- (a) Exprimer ε en fonction de v_+ et v_- .
- (b) Idem en fonction de v_e et v_s .

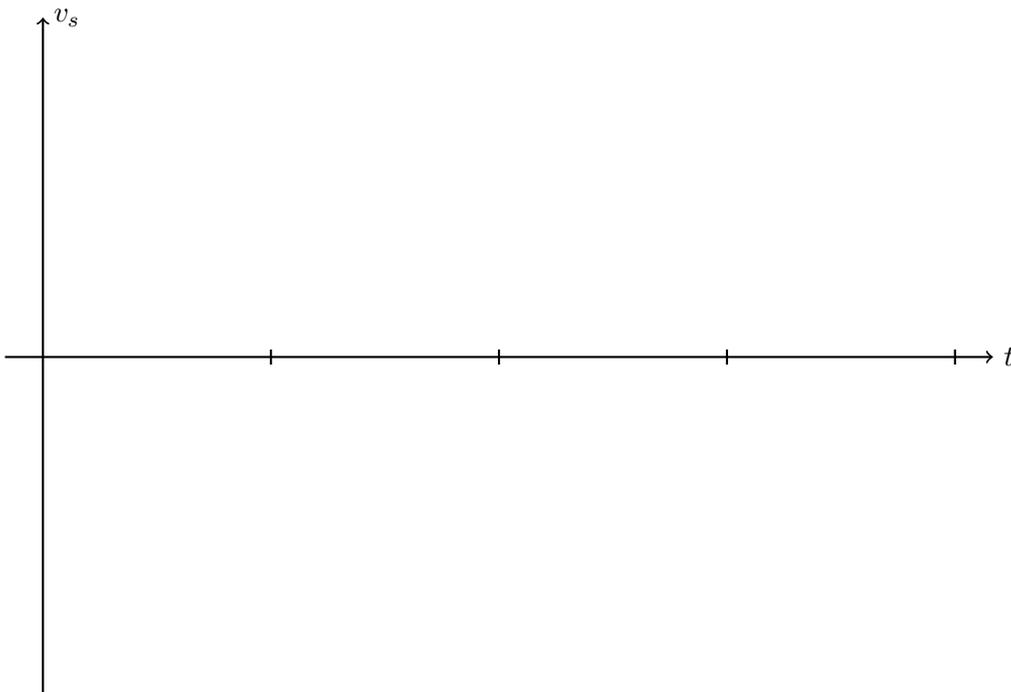
- (c) En utilisant le résultat précédent et $\frac{v_s}{\varepsilon}$, en déduire la fonction de transfert

$$H'(j\omega) = \frac{v_s}{v_e}$$

et la mettre sous la forme

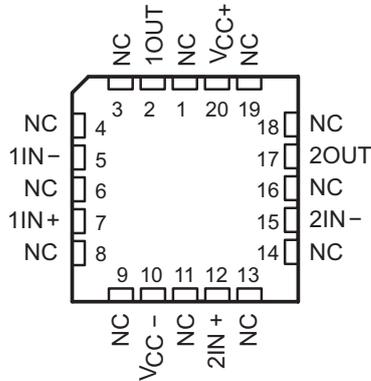
$$H'(j\omega) = \frac{A'}{1 + j\frac{f}{f'}}.$$

- (d) Ce résultat est clairement différent de celui trouvé en question 1.b. À quoi correspond l'AOP idéal sur l'équation $\frac{v_s}{\varepsilon}$? Calculer les limites de A' et f' pour voir ce qui se passe dans ce cas.
- (e) Calculer le produit $A' \cdot f'$. Que constate t'on ?
- (f) Que vaut la fréquence à gain unitaire ?
- (g) Que vaut A_0 en large signal ? En déduire f_0 .
- (h) On décide de prendre $R_2 = 100k\Omega$ et $R_1 = 1k\Omega$. Comparer $1/k$ et A' , calculez f' , que peut-on en conclure ?
3. On se place en basse fréquence, à $10kHz$, on met en entrée une tension sinusoïdale d'amplitude de $150mV$.
- (a) Représentez *a priori* deux périodes du signal de sortie sur le diagramme donné ci dessous.
- (b) On alimente l'AOP avec une tension $\pm 15V$, déterminer valeurs min et max du signal de sortie.
- (c) Re-dessinez sur le même diagramme le signal de sortie réel.
- (d) Quel phénomène affecte le signal de sortie ?
4. Par ailleurs nous faisons régulièrement l'hypothèse $i_+ = i_- = 0$, ceci aussi est faux...
- (a) Que vaut le courant d'offset sur i_- ?
- (b) A tension de sortie maximale, calculez le courant dans R_2 .
- (c) Que peut-on en conclure ?

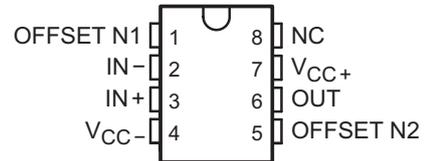


5 Pin Configuration and Functions

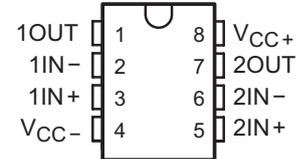
TL082 FK Package
20-Pin LCCC
Top View



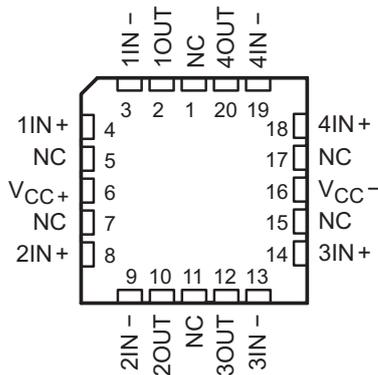
TL081 and TL081x D, P, and PS Package
8-Pin SOIC, PDIP, and SO
Top View



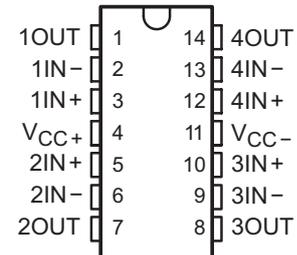
TL082 and TL082x D, JG, P, PS and PW Package
8-Pin SOIC, CDIP, PDIP, SO, and TSSOP
Top View



TL084 FK Package
20-Pin LCCC
Top View



TL084 and TL084x D, J, N, NS and PW Package
14-Pin SOIC, CDIP, PDIP, SO, and TSSOP
Top View



Pin Functions

NAME	PIN					I/O	DESCRIPTION
	TL081 SOIC, PDIP, SO	TL082 SOIC, CDIP, PDIP, SO, TSSOP	TL082 LCCC	TL084 SOIC, CDIP, PDIP, SO, TSSOP	TL084 LCCC		
1IN-	—	2	5	2	3	I	Negative input
1IN+	—	3	7	3	4	I	Positive input
1OUT	—	1	2	1	2	O	Output
2IN-	—	6	15	6	9	I	Negative input
2IN+	—	5	12	5	8	I	Positive input
2OUT	—	7	17	7	10	O	Output
3IN-	—	—	—	9	13	I	Negative input
3IN+	—	—	—	10	14	I	Positive input
3OUT	—	—	—	8	12	O	Output
4IN-	—	—	—	13	19	I	Negative input
4IN+	—	—	—	12	18	I	Positive input
4OUT	—	—	—	14	20	O	Output

Electrical Characteristics for TL08xC, TL08xxC, and TL08xl (continued)

 $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	$T_A^{(1)}$	TL081C, TL082C, TL084C			TL081AC, TL082AC, TL084AC			TL081BC, TL082BC, TL084BC			TL081I, TL082I, TL084I			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
I_{CC}	Supply current (each amplifier)	$V_O = 0$, No load	25°C	1.4	2.8	1.4	2.8	1.4	2.8	1.4	2.8	1.4	2.8	mA	
V_{O1}/V_{O2}	Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$	25°C	120		120		120		120		120		dB	

6.6 Electrical Characteristics for TL08xM and TL084x

 $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽¹⁾	T_A	TL081M, TL082M			TL084Q, TL084M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage	$V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$	25°C	3	6	3	9	mV	
			Full range		9	15			
α_{VIO}	Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$	Full range	18	18	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$			
I_{IO}	Input offset current ⁽²⁾	$V_O = 0$	25°C	5	100	5	100	pA	
			125°C	20	20	nA			
I_{IB}	Input bias current ⁽²⁾	$V_O = 0$	25°C	30	200	30	200	pA	
			125°C	50	50	nA			
V_{ICR}	Common-mode input voltage range	25°C	± 11	-12 to 15	± 11	-12 to 15	V		
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	± 12	± 13.5	± 12	± 13.5	V	
		$R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$	Full range	± 12		± 12			
		$R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$		± 10	± 12	± 10	± 12		
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10\ \text{V}$, $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	25°C	25	200	25	200	V/mV	
			Full range	15	15				
B_1	Unity-gain bandwidth	25°C	3	3	MHz				
r_i	Input resistance	25°C	10^{12}	10^{12}	Ω				
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$, $V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$	25°C	80	86	80	86	dB	
k_{SVR}	Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$)	$V_{CC} = \pm 15\ \text{V}$ to $\pm 9\ \text{V}$, $V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$	25°C	80	86	80	86	dB	
I_{CC}	Supply current (each amplifier)	$V_O = 0$, No load	25°C	1.4	2.8	1.4	2.8	mA	
V_{O1}/V_{O2}	Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$	25°C	120	120	120	120	dB	

(1) All characteristics are measured under open-loop conditions, with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified.

(2) Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 13. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperatures as close to the ambient temperature as possible.

6.7 Operating Characteristics

 $V_{CC\pm} = \pm 15\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	$V_I = 10\ \text{V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$, $C_L = 100\ \text{pF}$, See Figure 19	8 ⁽¹⁾	13		V/ μs
	$V_I = 10\ \text{V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$, $C_L = 100\ \text{pF}$, $T_A = -55^\circ\text{C}$ to 125°C , See Figure 19	5 ⁽¹⁾			

(1) On products compliant to MIL-PRF-38535, this parameter is not production tested.