

# MP27 – SYSTÈMES BOUCLÉS

17 avril 2020

Aurélien Goerlinger & Yohann Faure

## Commentaires du jury

- **2014-2017** : Ce montage concerne la physique des asservissements et/ou celle des oscillateurs auto-entretenus. Une maîtrise minimale des montages élémentaires est requise. Un oscillateur à quartz serait le bienvenu, compte tenu de son fort facteur de qualité.
- **2012** : Les notions de stabilité, puis de temps de réponse et de précision sont essentielles dans ce montage. Le monde moderne regorge de systèmes asservis évitant l'utilisation de « boîtes noires » présentant des défauts introduits exprès pour qu'on les corrige par asservissement. Le produit « gain  $\times$  bande passante = constante » ne doit pas être attendu aveuglément, les conditions de validité de cette relation doivent être connues et respectées.

## Bibliographie

✦ *Expériences d'électronique*, **Duffait**

→ Asservissement du moteur

✦ *Electronique expérimentale*, **Krob**

→ Pont de Wien

## Expériences

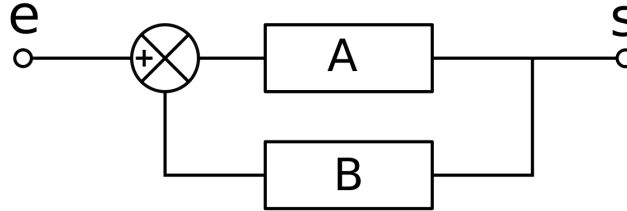


## Table des matières

<b>1</b>	<b>Rétro-action positive : l'oscillateur à pont de Wien</b>	<b>2</b>
1.1	Principe de l'oscillateur . . . . .	2
1.2	Étude en boucle ouverte (facultatif) . . . . .	3
1.3	Condition d'oscillation du système bouclé . . . . .	3
1.4	Croissance des oscillations . . . . .	4
1.5	Multivibrateur astable (facultatif) . . . . .	5
<b>2</b>	<b>Rétro-action négative : asservissement d'un MCC</b>	<b>6</b>
2.1	Présentation du MCC asservi . . . . .	6
2.2	Diagramme de Bode . . . . .	8
2.3	Précision (qualitatif) . . . . .	8
2.4	Rapidité (qualitatif) . . . . .	9
2.5	Dépassement (tampon) . . . . .	9
<b>3</b>	<b>Oscillateur à quartz</b>	<b>9</b>

## Introduction

Les systèmes bouclés sont tout autant présent dans la nature (fonctions de régulation du sang, de l'oxygène, du corps humain, maintien de l'équilibre, etc.) que dans nos outils quotidiens (régulateur de vitesse, chauffage, chasse d'eau, ...). Commençons par définir ce qu'est un système bouclé : on appelle système bouclé un système qui va comporter une boucle de rétroaction, c'est-à-dire dont la valeur en sortie du système va être réinjecté en entrée. Le schéma-bloc ci-dessous éclaire ce principe.



Les lettres A et B désignent les fonctions de transfert de chaque boucle, qui vont s'appliquer à la valeur d'entrée.

On peut distinguer deux types principaux de systèmes bouclés : les oscillateurs, à rétroaction positive, qui vont répéter périodiquement un même signal, et les asservissements, qui se servent de la boucle retour pour faire tendre la valeur de sortie vers une valeur souhaitée.

### Vase de Tantale

On peut mettre le Vase de Tantale en intro, en spécifiant que le côté bouclé apparaît si on considère qu'on remet l'eau qui sort dans le récipient.

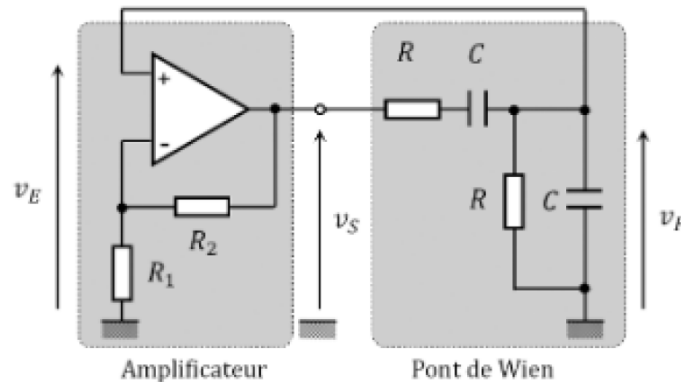
## 1 Rétro-action positive : l'oscillateur à pont de Wien

Nous allons commencer par un oscillateur à rétroaction positive : l'oscillateur à pont de Wien.

### Autres possibilités

Le cadre général de cette partie est "oscillateurs auto-entretenus", on peut citer d'autres exemples comme l'oscillateur de Van der Pol ↗ Duffait p.174 , l'oscillateur à quartz ↗ Krob p.147, Brenders p.259, l'oscillateur de Colpitts ou encore l'oscillateur à résistance négative ↗ Duffait p.169, Brebders p.253.

### 1.1 Principe de l'oscillateur



La fonction de transfert de l'amplificateur et du filtre sont respectivement :

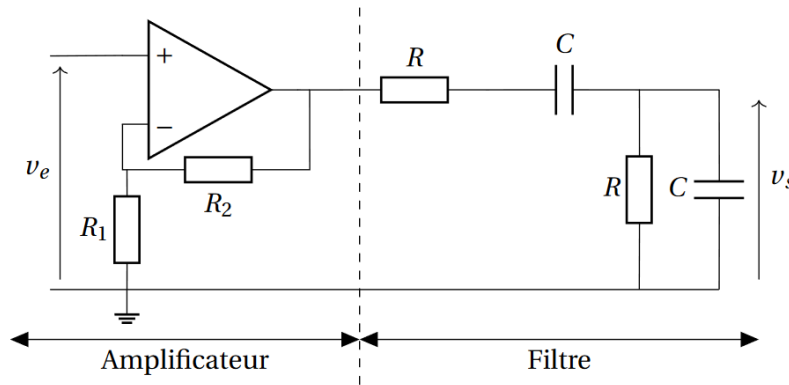
$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad \text{et} \quad B = \frac{1}{\frac{1}{Q} + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad (1)$$

Pour le choix des paramètres, on a  $Q = \frac{1}{3}$ ,  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ , et globalement, pour que ça marche bien on prend  $R_1 = R = 1 \text{ k}\Omega$ , et  $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$ . Il est malin de mettre une boîte à décades sur  $R_2$ .

On voit que la boucle de retour c'est le filtre, et la rétroaction est positive.

## 1.2 Étude en boucle ouverte (facultatif)

**Objectif :** tracer le diagramme de Bode du circuit en boucle ouverte pour caractériser  $\omega_0$  et  $Q$ . Easy ?



$$H = AB = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{\frac{1}{Q} + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad (2)$$

### Diagramme de Bode



⊖ 3mn

On trace en préparation le diagramme, devant le jury on fait juste un vieux sweep des familles.

Bode pour  $R_2 = 2.1$  et  $1.9 \text{ k}\Omega$ .

Remonter à  $\omega_0$  et  $Q$  par régression. La bande passante à  $-3\text{dB}$  donne  $Q$ , la phase nulle donne  $\omega_0$ .

## 1.3 Condition d'oscillation du système bouclé

Pour établir les conditions d'oscillation du système bouclé, on annule le dénominateur de sa fonction de transfert :  $AB = -1$ , de manière à faire diverger le gain et ainsi permettre l'apparition des oscillations - le système est rendu instable. La résolution de cette équation mène à deux conditions (dites de Barkhausen) :

$$s = A(e + Bs) \Rightarrow s = \frac{A}{1 - AB}e$$

$$\begin{cases} R_2 = 2R_1 \\ \omega = \omega_0 \end{cases}$$

La première impose que les oscillations ne sont possibles que si la chaîne directe amplifie suffisamment le signal pour avoir un gain de 1. En pratique, cette condition est nécessaire pour que les oscillations naissent mais n'est pas suffisante pour qu'elles se maintiennent ; on retiendra que pour qu'elles s'établissent durablement il faut :  $R_2 > 2R_1$ .

La deuxième condition stipule que les oscillations qui s'établissent dans le système bouclé sont les oscillations du régime libre de la chaîne de retour, elles ont donc une fréquence égale à la fréquence de résonance du filtre passe-bande. On peut vérifier expérimentalement ces deux conditions.

### Vérification des conditions d'oscillation



⊖

Enlever le GBF du circuit et boucler la sortie sur l'entrée.

- Condition n°1 : Pour  $R_2 < 2 \text{ k}\Omega$ , constater que les oscillations peinent à s'établir, puis augmenter  $R_2$  jusqu'à ce qu'elles se maintiennent. Déterminer un encadrement à l'ohm près de la valeur de la résistance critique qui correspond à la condition d'oscillation. Mesurer les valeurs de  $R_c^+$  et  $R_c^-$  à l'ohmmètre en les sortant du circuit. En déduire  $R_c = (R_c^+ + R_c^-)/2$ . L'incertitude sur  $R_c$  s'obtient en sommant quadratiquement le demi-écart  $(R_c^+ - R_c^-)/2$  et l'incertitude de l'ohmmètre. Comparer à la valeur attendue  $R_c = 2R_1$  (la valeur attendue a elle aussi une incertitude qui provient de la mesure de  $R_1$  à l'ohmmètre).

- Condition n°2 : Pour une valeur de  $R_2$  supérieure à  $R_c$ , visualiser les oscillations à l'oscilloscope. On peut alors soit directement mesurer la fréquence au fréquence-mètre, soit la déduire d'une mesure de période à l'aide des curseurs sur l'oscilloscope. Dans le premier cas l'incertitude est celle du fréquence-mètre, dans l'autre elle est dominée par l'incertitude sur le positionnement des curseurs.

Comparer ces deux valeurs aux valeurs attendues, ça doit rentrer dans les barres d'incertitudes.

Une autre manière de formuler la condition d'oscillation consiste à utiliser le critère d'instabilité de Nyquist, qui stipule qu'un système bouclé est instable si le diagramme de Nyquist de sa fonction de transfert en boucle ouverte entoure le point  $(-1; 0)$ . (**Aller voir les hypothèses!**)

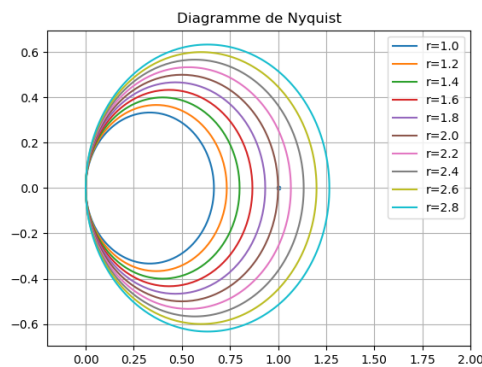
### Numérique : tracer les diagrammes de Nyquist



⊖ 2mn

Avec les points déjà acquis pour le diagramme de Bode, on trace les diagrammes de Nyquist correspondant aux trois valeurs de résistance précédentes.

On trace  $\text{Im}(H)$  fonction de  $\text{Re}(H)$ , et bam. CF ci-dessous,  $r$  est le rapport des résistances.



## 1.4 Croissance des oscillations

🔗 Benders p.244, Krob p.133

**But :** Retrouver la croissance exponentielle des oscillations naissantes.

$$\frac{d^2s}{dt^2} + \frac{3-A}{RC} \frac{ds}{dt} + \frac{1}{(RC)^2} = 0 \Rightarrow s(t) = s_0 \exp\left(-\left(2 - \frac{R_2}{R_1}\right)\omega_0 t\right) \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (3)$$

On retrouve bien des oscillation naissante pour  $R_2 > 2R_1$ . En vrai le signal ne continue pas à diverger car le gain de l'ampli op est limité... La saturation des oscillations correspond à la saturation de l'ampli.

### Croissance des oscillation



⊖ 5mn

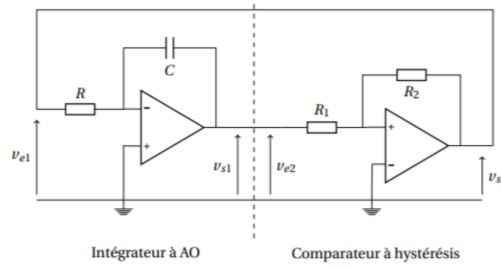
Après avoir introduit le détecteur de crête en sortie du montage, faire une acquisition de la croissance des oscillations sous Latis-Pro. Pour cela, court-circuiter  $R_2$  avec un fil, régler le seuil de déclenchement à 10 mV avec un pré-trig à 0% et ôter le court circuit après avoir lancé l'acquisition.

Cela revient à introduire instantanément  $R_2$  dans le circuit et donne un signal plus propre. Faire une modélisation affine de  $\ln s(t)$ . On obtient  $-\alpha\omega_0 t$ , avec  $\alpha = 2 - \frac{R_2}{R_1}$ .

Répéter ceci pour plusieurs valeurs de  $R_2 > 2R_1$  et tracer  $\alpha$  en fonction de  $R_2$ . Comparer la pente de la droite obtenue à  $1/2R_1$ .

*Nous venons à l'aide du pont de Wien d'illustrer les différents types d'oscillations que l'on peut obtenir à l'aide d'un système bouclé. Voyons maintenant un exemple d'oscillateur à relaxation.*

## 1.5 Multivibrateur astable (facultatif)



On peut déterminer que la période de l'oscillateur vaut :

$$T = 4 \frac{R_1 RC}{R_2} \quad (4)$$

La tension  $v_{s2}$  est donc un signal créneau  $\pm V_{\text{sat}}$  de période  $T$ . À saturation positive  $v_{s2} = +V_{\text{sat}}$ , l'intégrateur intègre cette tension au cours du temps et donne une sortie décroissant linéairement à la vitesse  $-\frac{V_{\text{sat}}}{RC}$ . Lorsque  $v_{s1} = v_{e2}$  atteint le seuil de l'oscillateur à relaxation  $-V_0 = -\frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}}$ , le comparateur bascule à saturation négative  $v_{s2} = -V_{\text{sat}}$ . La tension en sortie de l'intégrateur croît à la vitesse  $+\frac{V_{\text{sat}}}{RC}$  jusqu'à atteindre  $+V_0$ . On a alors de nouveau basculement et c'est reparti pour un tour.

Au final,  $v_{s1}$  est un signal triangulaire  $\pm \frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}}$  également de période  $T$ . Il est important de prendre  $R_1 < R_2$  pour être sûr d'avoir un inverseur.

### Remarque

On peut remplacer l'AO intégrateur par un bon vieux RC. Le montage est alors un peu différent et notamment la charge/décharge du condensateur se fait en  $\exp\left(-\frac{t}{RC}\right)$ . Au final, la nouvelle période d'oscillation s'écrit

$$T = 2RC \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

### Étalonnage du multivibrateur astable

🔗 Duffait p187

⌚ 10 min

#### Matériel :

- $R = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 3.3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ , mesurées à l'ohmmètre (lire la notice pour les incertitudes)
- Boîte à décade de capacités
- 2 AO
- Latis-Pro

Réalise le montage ci-dessus, qui est un montage en série d'un intégrateur inverseur avec un comparateur à hystérésis. La tension à la sortie du 1er AO et celle à la sortie du 2ème sont respectivement un signal triangulaire (intégrateur) et un signal créneau (comparateur). C'est un système bouclé et auto-entretenu.

Mesurer la période  $T$  à l'oscilloscope pour plusieurs valeurs de  $R_1$ .

Tracer  $T = f(R)$  pour obtenir une droite de pente  $a$ . Comparer  $a$  à la valeur de  $a_{\text{théorique}} = 4 \frac{CR}{R_2}$ .

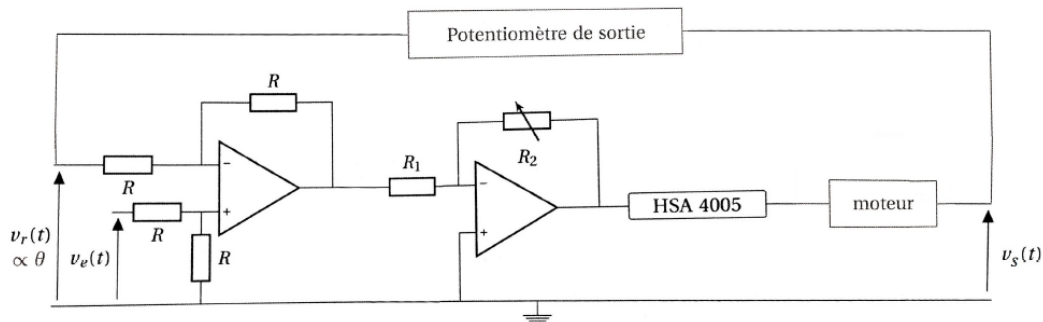
#### Incertitudes :

$$u(a_{\text{théorique}}) = a_{\text{théorique}} \sqrt{\left(\frac{u(C)}{C}\right)^2 + \left(\frac{u(R_2)}{R_2}\right)^2 + \left(\frac{u(R)}{R}\right)^2}$$

## 2 Rétro-action négative : asservissement d'un MCC

☞ Duffait p330

### 2.1 Présentation du MCC asservi



Dans ce montage :

- $v_e$  est la tension consigne qui commande l'angle de la vis voulu par l'habile expérimentateur : on peut la changer en direct pour montrer que ça change l'angle
- le premier AO est un soustracteur  $v = v_r - v_e$  donc c'est lui qui est le comparateur nécessaire à tout système bouclé et on remarque bien le "-" sur le signal de retour
- le deuxième AO est un amplificateur inverseur (de gain  $-\frac{R_2}{R_1}$ )
- le bloc HSA 4005 est juste un ampli de puissance
- le moteur c'est juste "entrée = tension"  $\Rightarrow$  "sortie = vitesse de rotation"
- le potentiomètre de sortie est un capteur qui renvoie une tension  $v_r$  proportionnelle à l'angle de la vis, c'est ce qui fait le retour

On comprend bien grâce au comparateur que si l'angle commande et l'angle réel sont égaux alors après le comparateur la tension est nulle donc vous aurez beau l'amplifier autant que vous voulez le moteur n'aura pas de tension en entrée et donc de bougera pas, c'est ce qu'on voulait !

Si maintenant on s'écarte de la position souhaitée d'un angle négatif, alors  $v_r$  diminue et on se retrouve avec  $v_r < v_e$ . Par conséquent en sortie de comparateur on a une tension positive qui va donc commander une vitesse positive, qui ramène la vis vers sa position d'équilibre. On peut faire le même raisonnement pour un angle positif, et on se rend compte qu'on est bien en train d'asservir en position la position de la vis.

#### Potentiomètre

On sait pas trop comment il marche, mais parfois c'est des dynamomètres (mesure de vitesse de rotation) suivit d'un intégrateur.

La question du gain du potentiomètre sort de l'étude du montage mais il est important à signaler qu'il faut que comparer les tensions reviennent effectivement à comparer des angles. Ceci se traduit par le fait que le gain doit être le même dans les deux sens (par exemple si une consigne de 2 V implique un angle  $10^\circ$ , alors il faut qu'un angle de  $10^\circ$  implique également 2 V).



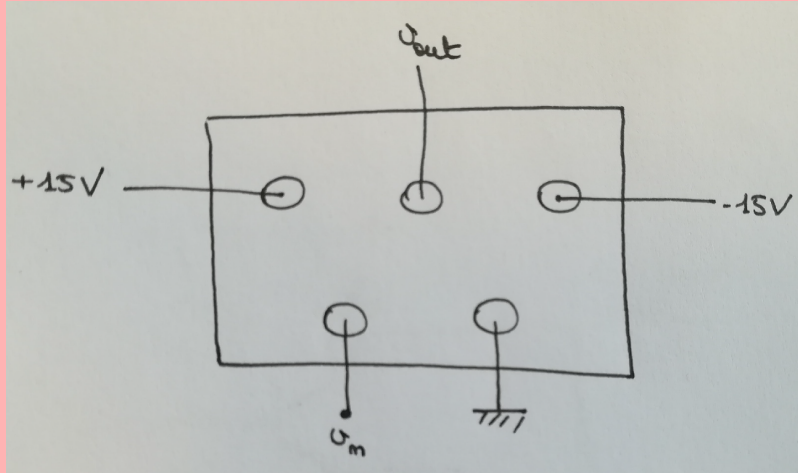
#### Mise en marche



#### Matériel :

- MCC P95.16
- alimentation Jeulin P54.12
- ampli de puissance HSA 4005 P47.5 ou P47.6

- boîte à décade  $R_2$ , 4 résistances  $R = 100\text{ k}\Omega$ , une résistance  $R_1 = 1\text{ m}\Omega$
- 2 AO
- oscilloscope
- GBF



Brancher directement le GBF à l'entrée  $v_m$  du moteur P95.16 (ne rien mettre sur les entrées  $+15\text{ V}/-15\text{ V}$  et  $v_{out}$  pour l'instant), et envoyer  $2\text{ V}$  en continu. Le moteur se met à tourner. Augmenter la tension : le moteur tourne plus vite. Changer le signe de la tension : le moteur tourne dans l'autre sens.

Réaliser le montage ci-dessus. Pour l'ampli de puissance HSA, sélectionner « Input A », régler le gain sur  $\times 10$  (c'est le minimum),  $Z_{in}$  sur  $600\ \Omega$  et BIAS sur OFF.

Brancher  $v_m$  sur le moteur. Pour cela, relier la sortie Output de l'amplificateur à la masse du moteur, et la masse de l'amplificateur sur l'entrée  $v_m$  du moteur afin d'avoir un gain de  $-10$  pour l'amplificateur. Mettre  $v_r$  à la masse pour l'instant, et appliquer avec un GBF une tension  $1\text{ V}$  continue sur  $v_e$ . Le moteur doit tourner.

Avec une alimentation  $+15/-15\text{ V}$  (module Hameg), alimenter le potentiomètre en  $+15/-15\text{ V}$ . ATTENTION, la masse de l'alimentation doit être reliée à celles des AO, mais pas à celle du boîtier du moteur (pour éviter un court-circuit). Par pont diviseur de tension, on a alors  $v_{out}$  comprise entre  $+5/-5\text{ V}$  (à cause des deux résistances de part et d'autre du potentiomètre). Relier  $v_r$  et  $v_{out}$ .

### Mise en évidence de l'asservissement

Mettre en entrée une tension continue  $1\text{ V}$ . Observer que la position de la vis est maintenant asservie (elle ne tourne plus). Appliquer un signal créneau de fréquence  $0,5\text{ Hz}$  pour voir la vis passer d'une position à une autre. On montre ainsi que la tension d'entrée commande la position de la vis.

#### Attention

Attention, pour une trop grande tension d'entrée (en valeur absolue) la chaîne de retour ne joue plus son rôle. Le potentiomètre est en effet « à course infinie », c'est-à-dire qu'on peut le tourner indéfiniment contrairement aux potentiomètres habituels. La plage de tension étant restreinte à  $+5/-5\text{ V}$ , il sautera à  $-5\text{ V}$  une fois arrivé à  $+5\text{ V}$  et renverra donc une tension qui ne correspond plus à la véritable position angulaire de la vis. Si cela arrive, la vis se met à tourner indéfiniment.

### Etalonnage

Balayer toutes les tensions pour lesquelles la sortie est bien asservie. Tracer l'angle  $\theta$  en fonction de la tension d'entrée  $v_e$ . On obtient une droite.

## 2.2 Diagramme de Bode

La fonction de transfert du MCC asservi se met sous la forme d'une fonction de transfert d'ordre 2 (⚡ Duffait p331-337) :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{v_r}{v_e} = \frac{1}{1 + 2mj \frac{\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad (5)$$

avec  $m$  le coefficient d'amortissement et  $\omega_0$  la pulsation de résonance.

### Choix des composants

$R$  doit être pris grande devant les impédances de sortie du potentiomètre (1 k $\Omega$ ) et du GBF (50  $\Omega$ ). On prend  $R = 100$  k $\Omega$ .

$R_1$  doit être grande devant l'impédance de sortie de l'AO (50  $\Omega$ ) : on prend  $R_1 = 1$  k $\Omega$ .

### Diagramme de Bode du MCC asservi

⚡ Duffait p337



On peut le faire de deux façons différentes.

- **Version rapide :**

On fait un sweep logarithmique de la fréquence d'entrée du GBF pour montrer le comportement passe-bas d'ordre 2 avec une résonance d'autant plus aigüe que le gain de l'amplificateur est élevé (donc que  $R_2$  est grande).

- **Version lente :**

On fixe  $R_2$  et on relève  $v_r$  et  $v_e$  pour différentes fréquences d'entrée. On trace alors le gain  $G = 20 \log \frac{v_r}{v_e}$  en fonction de la fréquence. On peut discuter l'intérêt de faire ça vu qu'on a pas de valeurs théoriques pour  $m$  et  $\omega_0$  mais on peut remonter expérimentalement à  $m$  et donc au facteur de qualité  $Q = \frac{1}{2m}$ . Puisqu'on ne veut pas une réponse qui oscille avant de se stabiliser, on attend un  $Q$  petit.

En fait,  $m = \frac{A}{\sqrt{R_2}}$  (d'après ⚡ Duffait p331) avec  $A$  une constante dépendant des paramètres des éléments de l'asservissement. Ce qui est important, c'est que **changer  $R_2$  permet de modifier le régime** (peuso-périodique, apériodique) car on change  $m$  qui change  $Q$ . Nous nous intéresserons donc aux variations de  $R_2$ , *i.e.* de l'amplification, et à leur impact sur les caractéristiques du MCC asservi, à savoir la précision, la rapidité et le dépassement.

*L'asservissement se veut le plus efficace possible et dans cette notion d'efficacité d'asservissement vient évidemment la notion d'erreur statique : est-ce que le système arrive à obéir à la demande, i.e. est-ce que la tension de sortie converge vers la tension de commande ?*

## 2.3 Précision (qualitatif)

On veut savoir dans un premier temps quelle est l'influence de  $R_2$  sur la capacité du moteur à répondre à la commande, *i.e.* est-ce que la tension de sortie converge vers la tension de commande.

### Précision du MCC asservi



Pour plusieurs valeurs de  $R_2$ , comparer les tensions de sortie et de commande.

En particulier, montrer que pour  $R_2 = 100$   $\Omega$  la tension de sortie ne converge pas vers la tension de commande si l'on part d'un angle différent de l'angle voulu (vis tenue au doigt).

Montrer cependant qu'aux grands  $R_2$ , donc aux grandes amplifications, ça marche bien.

Si le gain est trop petit, le signal sortant du comparateur n'est pas assez amplifié. Le moteur reçoit donc une commande en tension faible et la vitesse de sortie sera trop faible pour vaincre les frottements.



## 2.4 Rapidité (qualitatif)

On veut maintenant savoir quelle est l'influence de  $R_2$  sur la rapidité du moteur, *i.e.* quel temps il faut attendre pour que la tension de sortie converge vers la tension de commande. Ce temps est d'ailleurs analogue à un temps de réponse.



### Rapidité du MCC asservi



Pour plusieurs valeurs de  $R_2$  comprises entre 1 et 5 k $\Omega$ , estimer le temps de réponse du système en comparant la commande  $v_e$  et l'entrée  $v_r$  et constater qu'il augmente avec  $R_2$ .

Diminuer  $R_2$  diminue le temps de réponse. Cependant, à force de diminuer le temps de réponse, on passe dans le régime pseudo-périodique caractérisé par un dépassement de la valeur voulue! Pour des robots d'assistance en chirurgie, c'est un problème assez sérieux. Parler d'abaque de temps de réponse.

#### Remarque

Il est tout à fait possible de faire cette étude de manière quantitative.

## 2.5 Dépassement (tampon)

On définit le dépassement  $D$  comme :

$$D = \frac{v_{\max} - v_{\infty}}{v_{\infty}}$$

avec  $v_{\max}$  la tension maximale atteinte lors des oscillations. On suppose que le système est précis, *i.e.*  $v_{\infty} = v_{\text{commande}}$ . On a vu que le MCC asservi était un système d'ordre 2. En régime pseudo-périodique (atteint si on diminue trop  $R_2$ ), on peut alors écrire :

$$D = \exp\left(\frac{-m\pi}{\sqrt{1-m^2}}\right) \iff m = \frac{\ln D}{\sqrt{\pi^2 - \ln D^2}}$$



### Étude du dépassement

↗ fascicule de TP d'électronique p61



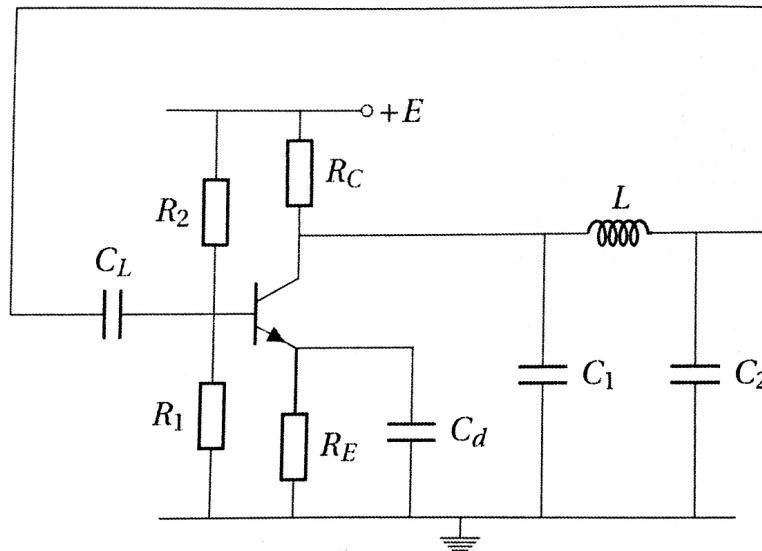
- Qualitativement, on peut tracer  $D$  en fonction de  $R_2$  pour montrer que plus on diminue le temps de réponse (*i.e.* on diminue  $R_2$ ), plus  $D$  augmente.
- On peut retrouver  $m$  à partir de  $D$  et comparer à des valeurs de  $m$  obtenues avec le diagramme de Bode
- On peut aussi s'amuser à mesurer  $D$  déterminer  $m$  pour chaque valeur de  $R_2$  puis à tracer  $\ln D$  en fonction de  $\frac{m\pi}{\sqrt{1-m^2}}$  et trouver une pente de -1. Sauf que je ne vois pas dans quel Univers on peut avoir le temps de faire ça.

## 3 Oscillateur à quartz

#### Remarque

Vraisemblablement, cette partie ne peut pas être abordée par manque de temps, sauf si on abandonne quelques manip sur le MCC ou Wien. Cependant, le jury a l'air d'aimer qu'on parle de l'oscillateur à quartz ("*Un oscillateur à quartz serait le bienvenu, compte tenu de son fort facteur de qualité.*") donc ça peut valoir le coup.

L'oscillateur à quartz, tout comme l'oscillateur de Wien, est composé d'un amplificateur (à transistor, et non pas à AO car le produit gain  $\times$  BP est meilleur) et d'un filtre passe-bande (cellule *CLC* où le quartz joue le rôle de  $L$ ). Il permet d'obtenir un signal quasi sinusoïdal haute fréquence (MHz) avec une grande pureté spectrale, très stable en fréquence. C'est pourquoi il peut être utilisé comme étalon de temps, notamment dans les montres de poignet.



### Diagramme de Bode de l'oscillateur à quartz

✎ Krob

⊖ 2 min

On utilise le dispositif tout fait P42.47 alimenté en continu sous 1 V. Tracer le diagramme de Bode en boucle ouverte en faisant varier la fréquence (presque) hertz par hertz au niveau de la résonance : celle-ci est très piquée et assez dure à repérer. Mesurer  $f_0$  et  $\Delta f$ , en déduire  $Q$ . On trouve  $f_0 = 5,0682$  MHz,  $\Delta f = 60$  Hz et  $Q = 60000$ .

Boucler le système et afficher le signal ainsi que sa FFT à l'oscilloscope : le signal est plus pur spectralement que celui obtenu avec l'oscillateur de Wien (en pratique, on observe quand même une nette distorsion des oscillations et la présence de quelques harmoniques dans le spectre...).

## Conclusion

Nous avons présenté ici les systèmes bouclés à travers les oscillateurs, quasi-sinusoidaux (pont de Wien) et de relaxation (multivibrateur astable), et les asservissements. On aurait pu pour ce dernier présenter aussi d'autres types d'asservissements, comme les asservissements en vitesse. Nous nous sommes ici principalement occupé de systèmes bouclés électroniques, mais il en existe dans des domaines bien plus large : le vase de Tantale en est un exemple ; on peut aussi penser aux lasers largement utilisés en optique. On peut même ouvrir cette notion de système bouclé à des domaines encore plus larges : on pourrait par exemple qualifier la physique elle-même de système bouclé ! On désire avoir en sortie un modèle théorique décrivant parfaitement le monde qui nous entoure ; on fait pour cela une théorie (chaîne d'action), qui est ensuite confrontée aux expériences (chaîne de retour), et l'on corrige notre théorie en conséquence. On a donc ici un système bouclé de type asservissement.