

Retroactions et oscillations:

Systèmes linéaires: avec fonction de transfert reliant l'entrée et la sortie

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{V}_s(j\omega)}{\underline{V}_e(j\omega)}$$

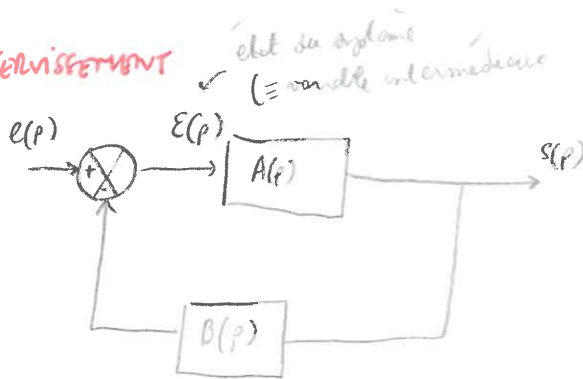
En notation de Laplace: $p = j\omega$

$$\underline{H}(p) = \frac{\underline{V}_s(p)}{\underline{V}_e(p)}$$

Pour réduire les effets des perturbations (bruits) et stabiliser le système autour d'un point d'équilibre, on utilise une boucle de rétro-action

2 types de systèmes bouclés:

- rétroaction négative: **ASSERVISSEMENT** ✓ état du système (≡ variable intermédiaire)



$$\varepsilon(p) = e(p) - B(p)s(p)$$

$$s(p) = \varepsilon(p) A(p) \Rightarrow \varepsilon(p) = \frac{s(p)}{A(p)}$$

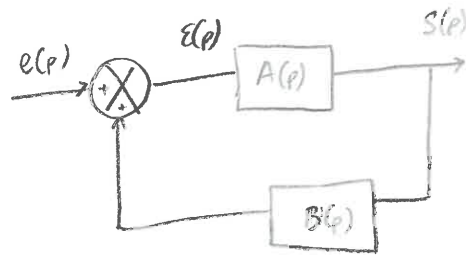
$$\Rightarrow \frac{s(p)}{A(p)} = e(p) - B(p)s(p)$$

$$\Rightarrow s(p) \times \frac{1}{A(p)} + B(p)s(p) = e(p)$$

$$\Rightarrow \frac{s(p)}{e(p)} = \frac{1}{\frac{1}{A(p)} + B(p)} = \frac{A(p)}{1 + A(p)B(p)}$$

\Rightarrow Instabilité si $A(p)B(p) = -1$

- rétroaction positive
 (INSTABILITÉ
 POSSIBLE
 ⇒ OSCILLATIONS
 POSSIBLES)



$$\varepsilon(p) = e(p) + B(p)s(p)$$

$$s(p) = \varepsilon(p)A(p) \Rightarrow \varepsilon(p) = \frac{s(p)}{A(p)}$$

$$\Rightarrow \frac{s(p)}{A(p)} = e(p) + B(p)s(p)$$

$$\Rightarrow s(p) \left(\frac{1}{A(p)} - B(p) \right) = e(p)$$

$$\Rightarrow H(p) = \frac{s(p)}{e(p)} = \frac{1}{\frac{1}{A(p)} - B(p)} = \frac{A(p)}{1 - B(p)A(p)}$$

$$\Rightarrow \text{Instabilité si } B(p)A(p) = 1$$

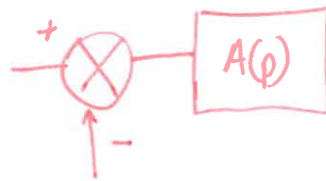
(CRITÈRE DE
 BARKHAUSEN)

Réalisation possible de systèmes asservis (IMPLEMENTATION PRATIQUE) AVEC ALI !!!

Fonction d'Amplification → UTILISATION D'ALI (MAIS) UN ALI

COMPREND UNE ENTRÉE DIFFÉRENTIELLE

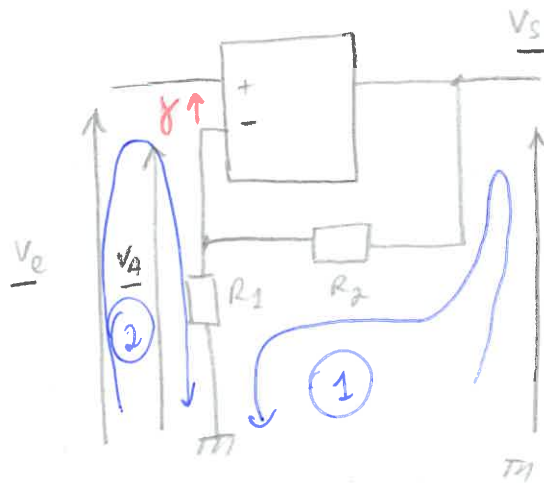
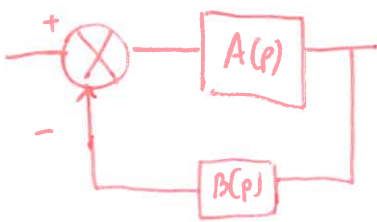
DONC ON RÉAÏSE À LA FOIS



1) Système asservi avec ALI :



Si en plus on associe une rétroaction à l'ALI
 ⇒ UTILISATION D'UN AMPLIFICATEUR NON INVERSEUR



(A vide)

ALI IDEAL :

$R_e \rightarrow +\infty \Rightarrow i^+ = i^- \approx 0$
 $\beta \rightarrow +\infty \Rightarrow \delta$ très petit et proche de 0
 $R_s \rightarrow 0 \Rightarrow V^+ \approx V^-$
 Pas d'effet
 Pas de non linéarité, ...

$i^- \approx 0 \Rightarrow$ part de l'op appliqué

$$V_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_S$$

$$V_S = \beta(V_e - V_A) = 0$$

$$V_e = \delta + V_A \approx V_A$$

$$V_e \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_S$$

$$V_e \approx \frac{1}{1 + \beta} V_S$$

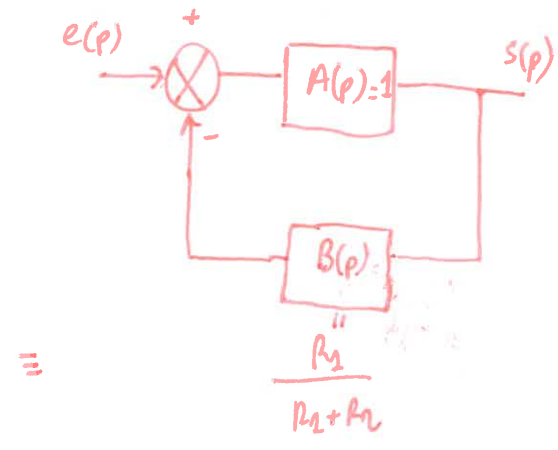
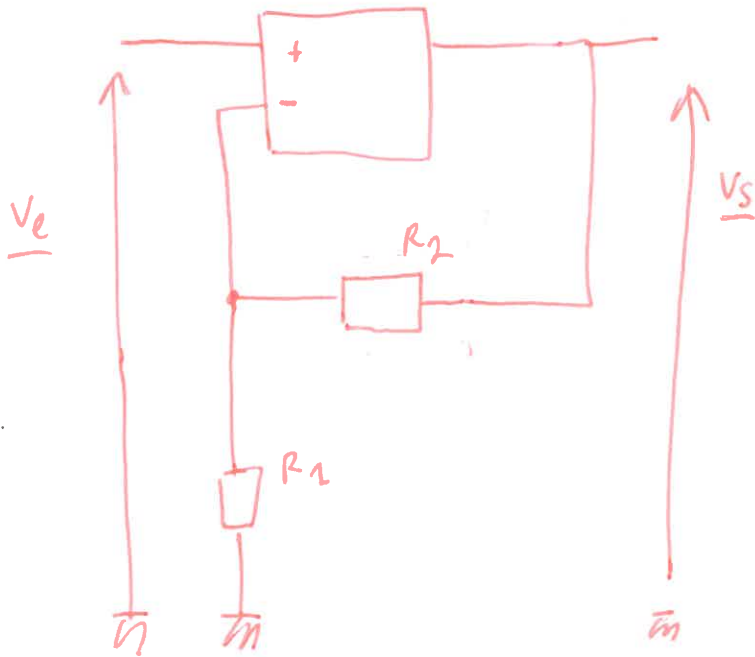


Si l'Ali

fonctionne en SATURÉ (LA RÉTROACTION SE FAIT SUR LE (+))

$$V^+ = V^- + 0 //$$

Si le comparateur fonctionne en linéaire (la rétroaction se fait sur le (-))
 $\delta \rightarrow 0 \Rightarrow V^+ - V^- \rightarrow 0 \rightarrow V^+ \rightarrow 0$ et $V^- \rightarrow 0$

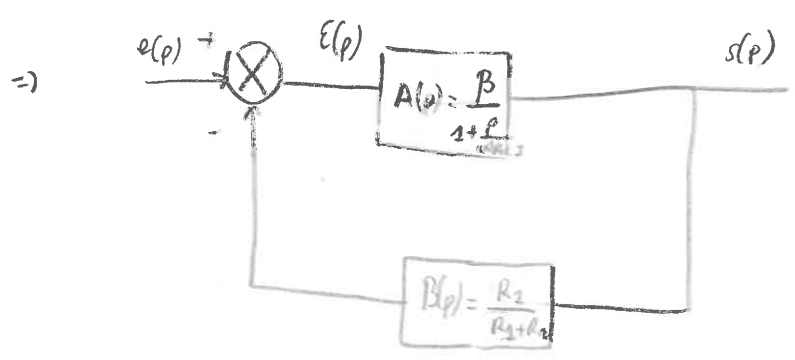


Description plus réaliste de l'ALI :

- gain fini
- Bande passante finie (on suppose qu'il s'agit d'un passe-bas du premier ordre)

$$A(p) = \frac{\beta}{1 + \frac{p}{\omega_{ALI}}}$$

← fréquence de coupure qui définit la Bande Passante



$$\Rightarrow H(p) = \frac{\beta}{1 + \frac{p}{\omega_{ALI}}} \cdot X$$

$$1 + \frac{\beta}{1 + \frac{p}{\omega_{ALI}}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\Rightarrow H(p) = \frac{\beta}{1 + \frac{p}{\omega_{ALI}} + \beta \frac{R_2}{R_1 + R_2}}$$

$$= \frac{\beta}{1 + \beta \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{p}{\omega_{ALI}}}$$

EN UTILISANT LA FORME D'UN FILTRE PASSE BAS DU PREMIER ORDRE :

$$H(p) = \frac{H_0}{1 + \frac{p}{\omega_0}} \Rightarrow \begin{cases} H_0 = \frac{\beta}{1 + \beta \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \\ \omega_0 = \omega_{ALI} \left(1 + \frac{\beta R_2}{R_1 + R_2} \right) \end{cases}$$

$\frac{\beta}{10^5 - 10^6}$
 $f_{ALI} = \omega_{ALI}$
 $10^5 - 10^6 \text{ Hz}$

METHODE DES EQUIVALENTS POUR TRAITER LE DIAGRAMME DE BODE (MAGNITUDE ET PHASE)



Bonne fréquence, fréquence de résonance et haute fréquence en ne conservant qu'un terme au dénominateur

DIAGRAMME DE BODE DE L'ALI SIMPLE

DIAGRAMME DE BODE DE

L'ALI RESSORCI (CONTRE

REACTION NEGATIVE)

$$H_s(p) = \frac{\beta}{1 + \frac{p}{\omega_{ALI}}}$$

$$p \rightarrow 0 \quad H_s(p) \approx \beta \Rightarrow |H_s(p)|_{dB} = 20 \lg |\beta|, \quad \varphi_{H_s}(p) = 0$$

$$p \rightarrow j\omega_{ALI} \Rightarrow H_s(p) \approx \frac{\beta}{1+j} \Rightarrow |H_s(p)|_{dB} = 20 \lg \left(\frac{\beta}{\sqrt{2}} \right), \quad \varphi_{H_s}(p) = \text{Arctan} \left(\frac{-\beta}{\beta} \right)$$

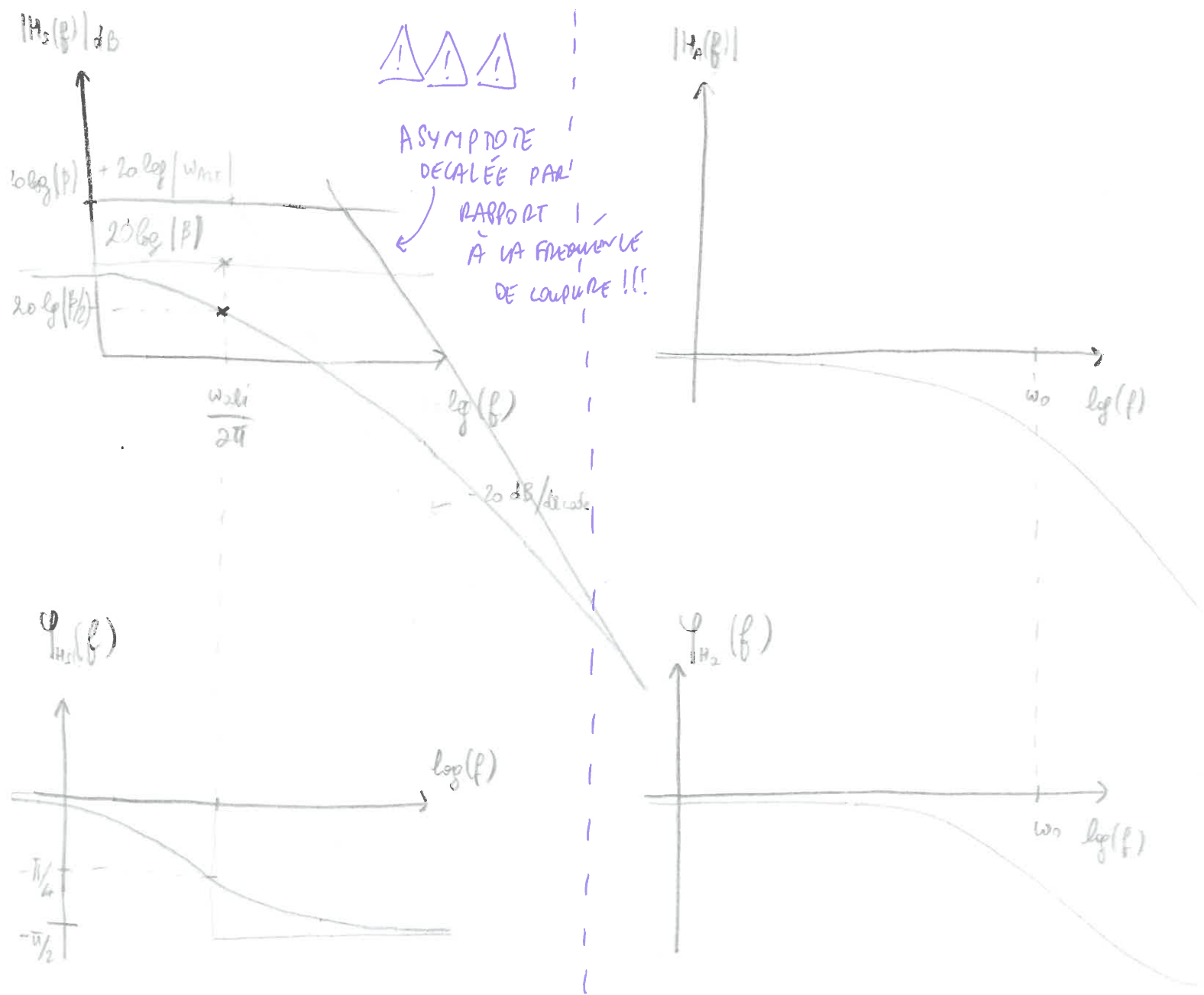
$$p \rightarrow +\infty \Rightarrow H_s(p) \approx \frac{\beta}{p} = \frac{\beta \omega_{ALI}}{p} \Rightarrow |H_s(p)|_{dB} = 20 \lg |\beta| + 20 \lg |\omega_{ALI}| - 20 \lg |p|$$

$$\varphi_{H_s}(p) = \pm \frac{\pi}{2}$$

À l'aide d'un raisonnement

similaire, le diagramme de Bode

est obtenu

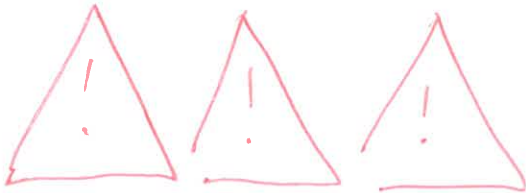


Intérêt de l'opérateur :

- diminuer le gain (les instabilités)
- au profit de la bande passante (≡ de la plage d'utilisation)

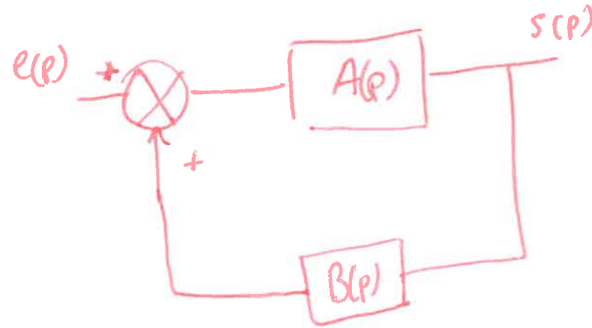
$$\text{Produit gain} \times \text{Bande Passante} = H_0 \times w_0 = \frac{\beta}{1 + \beta \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \times w_{Ai} \times \left(1 + \frac{\beta R_1}{R_1 + R_2} \right) = \beta \times w_{Ai}$$

À FAIRE EN SIMULATION PYTHON !!! À SAVOIR FAIRE EXPERIMENTELLEMENT SUR LATIS PRO + INCERTITUDE SUR R ET SUR w_{Ai} ET SUR β ??? FAIRE LES DIAGRAMMES DE NYQUIST SUR PYTHON !!! (⇒ SIMULATION MONTE CARLO)



MÊME AVEC LES SYSTÈMES

AVEC RÉTROACTION DE TYPE ASSERVI



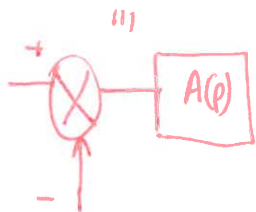
$$H(p) = \frac{s(p)}{e(p)} = \frac{A(p)}{1 + A(p)B(p)}$$

Instabilités (oscillations) possibles si $A(p)B(p) = -1$

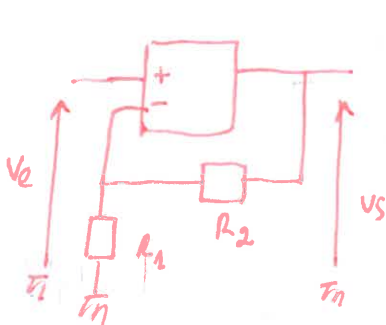
$B(p)$ étant souvent un filtre ($\Rightarrow B(p) < 0$), donc si

$A(p) > 0$ alors le système est instable

\Rightarrow CETTE CONDITION EST DIFFICILE À OBTENIR AVEC UN AII QUI APPORTE LE GAIN $A(p)$ ET LA SENSIBILISATION



ALI ASSERVI
NON INVERSEUR

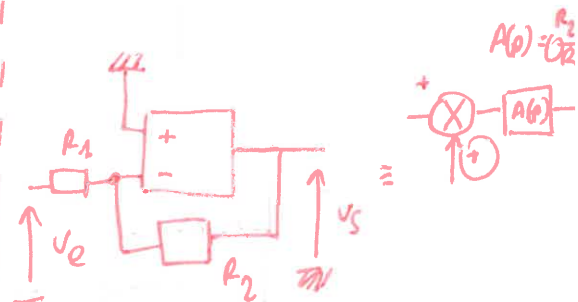
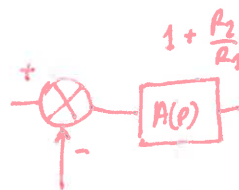


$$\frac{Vs(p)}{Ve(p)} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

\Rightarrow INSTABILITÉ POSSIBLE AVEC DES FILTRES ($B(p) < 0$)

FAIRE LE MONTAGE SOUS LT SPICE

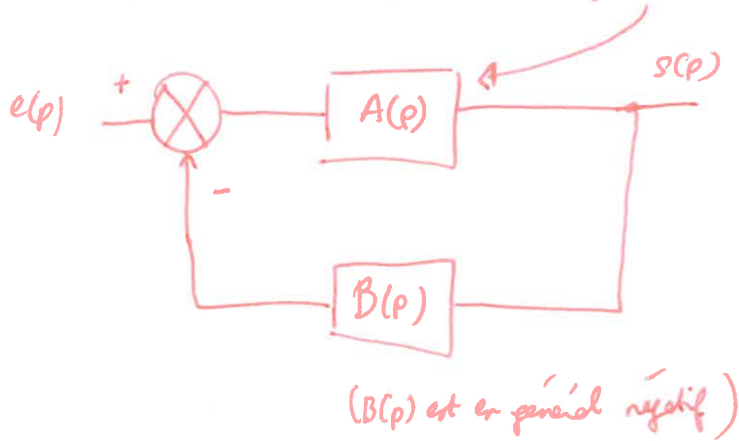
ALI ASSERVI INVERSEUR



$$\frac{Vs(p)}{Ve(p)} = -\frac{R_2}{R_1}$$

\Rightarrow PAS D'INSTABILITÉ POSSIBLE AVEC DES FILTRES ($B(p) < 0$)

⇒ Même si l'oscillogramme enlève de l'énergie à chaque boucle, il faut s'assurer que l'on ne rajoute pas d'énergie par un gain $A(p)$ positif !!!

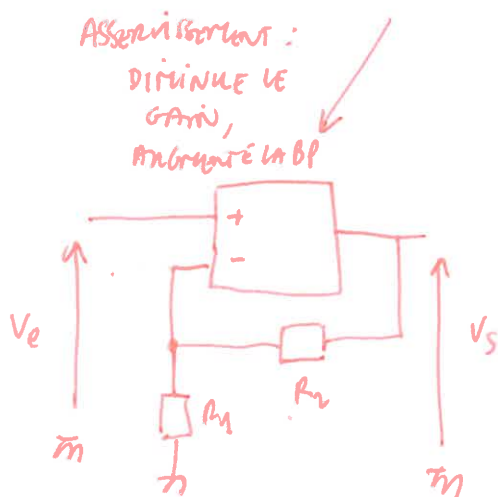


UN GAIN $A(p)$ POSITIF EST DIFFICILE À RÉGULER AVEC UN ALI FONCTIONNANT AVEC UNE PARTIE DIFFÉRENTIELLE



MAIS COMME $B(p)$ EST EN GÉNÉRAL NÉGATIF (FILTRE), IL EST TRÈS FACILE DE FAIRE OSCILLER UN ALI !!!

AINSI AVEC UN ALI AVEC RÉTROACTION



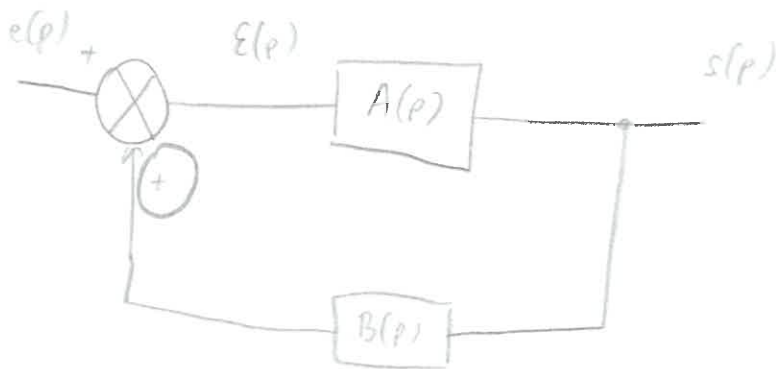
ASSERVISSEMENT :
DIMINUE LE GAIN,
AUGMENTE LA BP

INSTABILITÉ

POUR DE $B(p)$ DE TYPE FILTRE
INSTABILITÉ PROBABLE : VÉRIFIER
LE CRITÈRE DE BERKHANSEN !!!

(EN GÉNÉRAL ON NE FAIT PAS DES
OSCILLATIONS AVEC DES ALI MAIS
ON VÉRIFIE LE CRITÈRE DE BERKHANSEN
[EN GÉNÉRAL ON NE FAIT PAS DES
OSCILLATIONS AVEC DES ALI MAIS
ON VÉRIFIE LE CRITÈRE DE BERKHANSEN])

2) Systèmes instables (oscillants avec ALI):



Le gain est apporté par l'ALI mais l'ALI a des entrées différentielles

\Rightarrow il faut donc que $B(p)$ soit négatif pour pouvoir osciller

$$H(p) = \frac{A(p)}{1 - A(p)B(p)}$$

Instabilité (oscillations) si $A(p)B(p) = 1$ (CRITÈRE DE BARKHAUSEN)

$$\text{si } A(p) < 0 \Rightarrow B(p) < 1$$

plus précisément le critère de BARKHAUSEN s'écrit

$$\begin{cases} |A(p)/B(p)| = 1 \\ \varphi_A(p) + \varphi_B(p) = 0 \text{ (}\pi\text{)} \\ \text{" Arg(A(p)) \quad " Arg(B(p))} \end{cases}$$

Méthode pour obtenir les fonctions de transfert de filtre:

- Pont diviseur ($\triangle \triangle \triangle$ UNIQUEMENT SI TOUT LE COURANT VA DANS LA BRANCHE DU PONT DIVISEUR)

- Loi des nœuds en tension (POUR CHAQUE COURANT, UTILISER DIRECTEMENT $\frac{V_i}{Z_i}$ POUR NE PAS AVOIR À DÉVELOPPER LES NŒUDS)

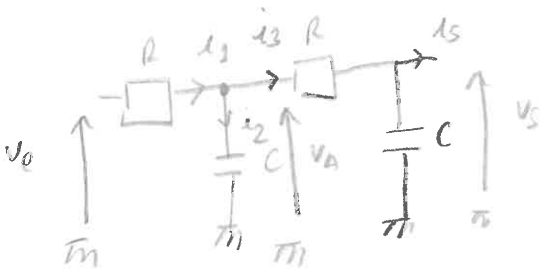
- Théorème de Millman (TRÈS PUISSANT MAIS IL FAUT SAVOIR L'UTILISER NOTAMMENT INCLURE LA CONNEXION À LA MASSE)

$$V_{\text{nœud}} = \frac{\sum \frac{V_i}{Z_i}}{\sum \frac{1}{Z_i}}$$

(LE THÉORÈME DE MILLMAN SE DÉDUIT DIRECTEMENT DU THÉORÈME DE LA LOI DES NŒUDS EN TENSION, EN FAITONNANT PAR LA SUITE LA TENSION QUI NOUS INTÉRESSE)

Très bien expliqué sur [Youtube (Elearning - Physique)]

- Filtré basse. Bas d'ordre 1. (1)



POUR OBTENIR V_A IL N'EST PAS POSSIBLE D'UTILISER UN
POINT DIVISEUR CAR i_3 N'EST PAS NUL

- loi des nœuds en tension :

$$i_3 = i_2 + i_3$$

EXPRIMER CHAQUE COURANT À L'AIDE D'UNE DIFFÉRENCE DE TENSION
ET D'UNE IMPÉDANCE

$$\frac{V_e - V_A}{R} = \frac{V_A - 0}{Z_C} + \frac{V_A - V_s}{R}$$

$$\Rightarrow \frac{V_e}{R} = 2 \frac{V_A}{R} + \frac{V_A}{Z_C} - \frac{V_s}{R} \Rightarrow V_e = \left(2 + \frac{R}{Z_C} \right) V_A - V_s$$

(et) l'on peut appliquer un pont diviseur entre V_A et V_s car $i_5 = 0$ (montage à vide).

$$\frac{V_s}{V_A} = \frac{Z_C}{R + Z_C} \Rightarrow V_A = V_s \frac{R + Z_C}{Z_C}$$

$$\Rightarrow V_e = \left(\left(2 + \frac{R}{Z_C} \right) \left(\frac{R + Z_C}{Z_C} + 1 \right) - 1 \right) V_s = \left(\left(2 + \frac{2R}{Z_C} + \frac{R}{Z_C} + \frac{R^2}{Z_C^2} \right) - 1 \right) V_s$$

$$\Rightarrow H = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + \frac{3R}{Z_C} + \frac{R^2}{Z_C^2}} = \frac{1}{1 + j3R\omega C - R^2 C^2 \omega^2}$$

Forme canonique du 1^{er} ordre :

- en écriture normalisée :

$$H(x) = \frac{H_0}{1 + 3jQx - x^2}$$

- en écriture de Laplace $x = \frac{p}{w_0}$ et non $x = \frac{p}{p_0}$!!!

$$H(p) = \frac{H_0}{1 + 3jQ \frac{p}{w_0} - \frac{p^2}{w_0^2}}$$

- en écriture de Fourier :

$$H(j\omega) = \frac{H_0}{1 - 3Q \frac{\omega}{w_0} + \frac{\omega^2}{w_0^2}}$$

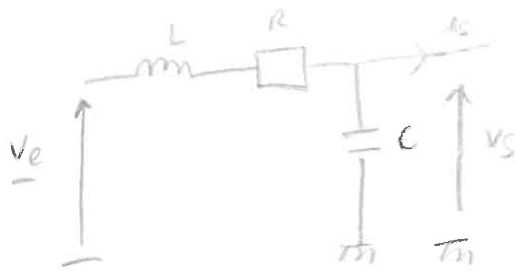
Identifier par rapport au filtre implémenté :

$$\Rightarrow \begin{cases} H_0 = 1 \\ w_0 = \frac{1}{RC} \\ Q = 3 \end{cases}$$



Toujours identifier w_0
Avant d'identifier Q

Filtre passe-bas d'ordre 2 (?)



DANS CETTE CONFIGURATION,

LE CIRCUIT SE COMPORTE COMME UN FILTRE

PASSE-BAS AVEC RÉSONNANCE

(ET NON COMME UN PASSE-BANDE!!)

- Pont diviseur de tension $V_s = 0$ (par exemple si l'on met un résistor derrière)

$$V_s = \frac{Z_c}{Z_R + Z_L + Z_c} = \frac{1/j\omega C}{R + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L} = \frac{1}{1 + jRC\omega - L\omega^2}$$

FORME CANONIQUE DU FILTRE PASSE-BAS D'ORDRE 2.

$$H(p) = \frac{H_0}{1 - \frac{p^2}{\omega_0^2} + j\frac{p}{\omega_0 Q}}$$



$$p = j\omega$$

$$\rightarrow \frac{H_0}{1 + j\frac{x}{Q} - x^2}$$

$$\text{et } x \neq \frac{p}{\omega_0} \text{ MAIS } x = \frac{p}{\omega_0}$$

$$\Rightarrow x \neq \frac{j\omega}{j\omega_0} \text{ MAIS } x = \frac{j\omega}{\omega_0}$$

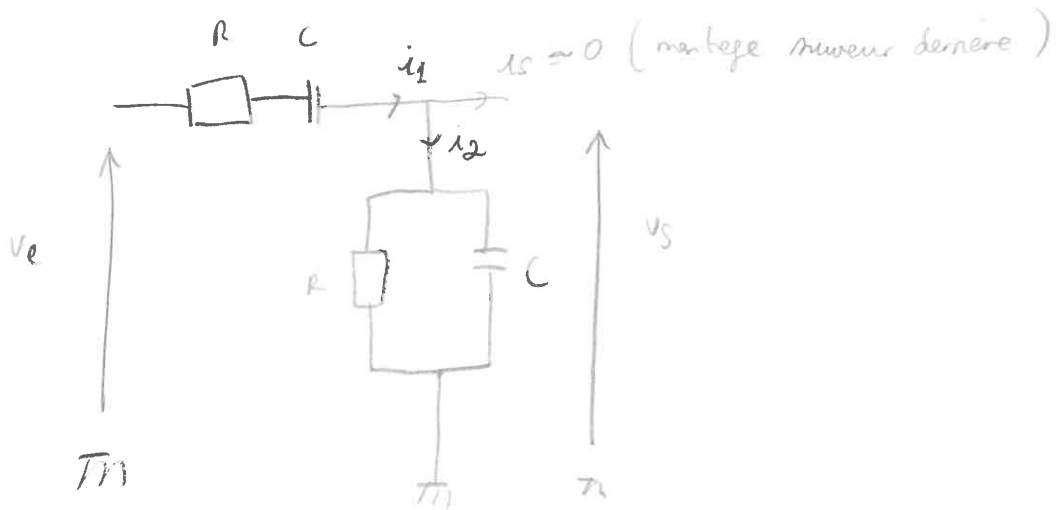
Par identification :

$$\begin{cases} H_0 = 1 \\ \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ Q = \frac{\sqrt{LC}}{RC} = \sqrt{\frac{L}{C}} \times \frac{1}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \end{cases}$$

DANS LA FORME CANONIQUE

Description très claire disponible sur : [Youtube (elearning - Physique) / MP/PSI/PC /
Comment étudier un filtre linéaire le plus
rapidement possible]

Filtre passe-bande (filtre de Wien)



- Pont diviseur simple (car $i_1 = i_2$) :

$$\underline{V_S} = \frac{\underline{Z_R} \parallel \underline{Z_C}}{\underline{Z_R} + \underline{Z_C} + (\underline{Z_R} \parallel \underline{Z_C})} \underline{V_E}$$

- Loi des courants au nœud :

$$i_1 = i_2 \Rightarrow \frac{\underline{V_S} - \underline{V_E}}{\underline{Z_R} + \underline{Z_C}} = \frac{\underline{V_S} - 0}{\frac{\underline{Z_R} + \underline{Z_C}}{\underline{Z_R} \cdot \underline{Z_C}}}$$

- Millmann :

$$\underline{V_S} = \frac{\frac{\underline{V_S} - \underline{V_E}}{\underline{Z_R} + \underline{Z_C}} + \frac{\underline{V_S} - 0}{\frac{\underline{Z_R} + \underline{Z_C}}{\underline{Z_R} \cdot \underline{Z_C}}}}{(\underline{Z_R} + \underline{Z_C}) + \frac{\underline{Z_R} + \underline{Z_C}}{\underline{Z_R} \cdot \underline{Z_C}}}$$

Description très claire disponible sur [YouTube (Elearning-Physique) / (Electronique prépa

Oscillateur à pont de Wien (2/3), étude du filtre de Wien]



1. Calculer la tension de sortie V_o en fonction de V_e et de la fréquence ω .

$$V_o = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} V_e$$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$$

$$Z_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$$

2. Calculer la fonction de transfert $H(\omega)$ du filtre de Wien.

$$H(\omega) = \frac{V_o}{V_e} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + j\omega C_2 R_1 R_2 - \frac{R_1}{\omega C_1}}$$

H_0

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

3. Calculer la fréquence de résonance ω_0 .

$\omega_0 = ?$

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

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

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

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

En appliquant le pont devenant (car $u_s = 0$):

$$\underline{V_s} = \frac{\underline{Z_R} + \underline{Z_C}}{\underline{Z_R} + \underline{Z_C}} \underline{V_e} \Rightarrow \frac{\underline{V_s}}{\underline{V_e}} =$$

$$\Rightarrow \frac{\underline{V_s}}{\underline{V_e}} = \frac{jRC\omega}{R + \frac{1}{j\omega} + \frac{jRC\omega}{R + jC\omega}}$$

$$= \frac{jRC\omega \cdot (j\omega)}{R(R + j\omega)(j\omega) + (R + jC\omega) \cdot RC^2\omega^2}$$

$$= \frac{-RC^2\omega^2}{jR^2C\omega + RC^2\omega^2 + R + j\omega - RC^2\omega^2}$$

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

$$= \frac{R}{\frac{R}{j\omega} + 1} = \frac{jRC\omega}{R + jC\omega}$$

$$= \frac{\frac{R/j\omega}{R + 1/j\omega}}{R + \frac{1}{j\omega} + \frac{R/j\omega}{R + 1/j\omega}}$$

$$= \frac{\frac{R/j\omega}{R + 1/j\omega} \cdot (j\omega) \cdot (R + \frac{1}{j\omega})}{R + (R + 1/j\omega) + R/j\omega \cdot (1/j\omega)}$$

$$= \frac{R}{2R + \frac{1}{j\omega}} = \frac{R}{C^2\omega^2}$$

$$= \frac{jRC\omega + RC^2\omega^2}{2RC^2\omega^2}$$

FAny CAR $\underline{Z_R} \parallel \underline{Z_C} = \frac{1}{\frac{1}{Z_R} + \frac{1}{Z_C}} = \frac{1}{\frac{1}{R} + jC\omega}$

$$= \frac{j + jRC\omega}{R} = j \frac{(1 + RC\omega)}{R}$$

$$= \frac{\underline{Z_C} \oplus \underline{Z_R}}{\underline{Z_R} \cdot \underline{Z_C}} \quad \text{ET NON} \quad \frac{\underline{Z_C} \cdot \underline{Z_R}}{\underline{Z_R} + \underline{Z_C}}$$

En appliquant le part diviseur de Tension (cas is = 0) :

$$Z_{q2} = Z_R \parallel Z_C = \frac{1}{\frac{1}{Z_R} + \frac{1}{Z_C}} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C} = \frac{1 + jRC\omega}{R}$$

$$Z_{q1} = Z_R \hat{=} Z_C = R + \frac{1}{j\omega C} = \frac{jRC\omega + 1}{j\omega C}$$

$$\underline{Z_q} = \underline{Z_1} + \underline{Z_2}$$

Et en utilisant le part diviseur :

$$\frac{V_c}{V_e} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + \frac{Z_1}{Z_2} \delta_2}$$

↳ Conductance $\delta_2 = \frac{1}{Z_2}$

Développer les 4
termes, sans réduire
ou même dénominateur
(pas de pas
ajouter de
complexité)

$$= \frac{1}{1 + \left(R + \frac{1}{j\omega C}\right) \left(\frac{1}{R} + j\omega C\right)}$$

$$= \frac{1}{1 + \left(1 + jRC\omega + \frac{1}{jRC\omega} + 1\right)}$$

$$= \frac{1}{3 + jRC\omega + \frac{1}{jRC\omega}}$$

$$= \frac{1/3}{\textcircled{1} + \frac{1}{3} \left(jRC\omega + \frac{1}{jRC\omega}\right)}$$

Il faut alors identifier avec la forme canonique du passe-bande.

$$H(x) = \frac{H_0 \leftarrow \text{gain}}{\textcircled{1} + jQ \left(x - \frac{1}{x}\right)}$$



OPÉRATOIRE POUR UNE FORME CANONIQUE

FORME CANONIQUE D'UN FILTRE PASSES-BANDE

$$\underline{H(x)} = \frac{v_s(x)}{v_o(x)} = \frac{H_0}{\textcircled{1} + jQ \left(x - \frac{1}{x}\right)} = \frac{H_0 x}{x + jQ x^2 - jQ}$$

$$\underline{H(p)} = \frac{v_s(p)}{v_o(p)} = \frac{H_0}{\textcircled{1} + jQ \left(\frac{p}{\cancel{x}} = \frac{x \omega_0}{p}\right)} = \frac{H_0 p}{p - jQ \frac{\omega_0}{\cancel{x}} + jQ \frac{p^2}{\cancel{x} \omega_0}}$$



CE N'EST PAS p_0 MAIS ω_0 !!!
 $x = \frac{p}{\omega_0} = \frac{j\omega}{\omega_0}$ et on a $\frac{j\omega}{\omega_0}$!!!

$$= \frac{H_0}{\textcircled{1} + jQ \left(\frac{p^2}{\omega_0} - \frac{\omega_0^2}{\cancel{x} p}\right)}$$

$$\underline{H(j\omega)} = \frac{v_s(j\omega)}{v_o(j\omega)} = \frac{H_0}{1 + jQ \left(\frac{j\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{j\omega}\right)}$$

$$= \frac{H_0}{1 + jQ \left(-\frac{\omega^2 + \omega_0^2}{\omega_0 \omega}\right)}$$

TERME DU SECOND ORDRE PUREMENT
 C'EST UN PASSE-BANDE

UTILISATION DES POLES ET DES ZEROS:

LES FONCTIONS DE TRANSFERT PEUVENT S'ÉCRIRE SOUS LA FORME:

$$H(p) = K \times \frac{\prod_i (p - z_i) \leftarrow \text{(zéro)} \leftarrow \text{INTEGRATEUR PUR}}{\prod_j (p - p_j) \leftarrow \text{poles} \leftarrow \text{DERIVATEUR PUR}}$$

Formes canoniques
(1^{er} ordre)

Formes canoniques
(2^{ème} ordre)

SANS
CONTRE-RÉACTION

$$F(p) = \frac{V_s(p)}{V_e(p)}$$

(FILTRE UNIPÔLE
À VIDE)

Avec un
AU
(INSTABILITÉ
CONTRE-RÉACTION
POSITIVE)

$$H(p) = \frac{k(p)}{1 + K(p)F(p)}$$

Avec $K(p) = \frac{G_{AU}}{1+p}$

Passé - Bas	Passé - Bande	Passé - Haut	Passé - Bas	Passé - Bande	Passé - Haut
$\frac{k}{1 + p/\omega_0}$ <p><i>pas de zéros, pas de pôle en fait</i></p> $\frac{k\omega_0}{p + \omega_0}$ <p>1 pôle = $-\omega_0$</p>	X	$\frac{k p/\omega_0}{1 + p/\omega_0}$ <p>1 zéro ($=0$)</p> $\frac{k(p - \overset{\downarrow}{0})}{p + \omega_0}$ <p>1 pôle ($-\omega_0$)</p>	$\frac{k}{1 + \frac{p}{Q\omega_0} + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2}$ <p><i>pas de zéros, pas de pôle en fait</i></p> $\frac{k\omega_0^2}{(p - p_1)(p - p_2)}$	$\frac{k \frac{p}{Q\omega_0}}{1 + \frac{p}{Q\omega_0} + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2}$ <p>$z_1 = 0$</p> $k \frac{(p - \overset{\downarrow}{0})}{(p - p_1)(p - p_2)}$	$\frac{k \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2}{1 + \frac{p}{Q\omega_0} + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2}$ <p>$z_1 = 0, z_2 = 0$</p> $k \frac{(p - \overset{\downarrow}{0})(p - \overset{\downarrow}{0})}{(p - p_1)(p - p_2)}$
$p_{1,2} = \frac{-\omega_0}{2Q} \pm j\omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$ <p>(IL S'AGIT DES MÊMES SOLUTIONS QUE POUR LES OSCILLATEURS)</p>					
$H(p) = \frac{G_{AU}}{1 + p\left(\frac{1}{\omega_{AU}} + \frac{1}{\omega_0} - \frac{G_{AU}k}{\omega_0}\right) + \frac{p^2}{\omega_{AU}\omega_0}}$	X	Complexé	Complexé	Complexé	Complexé

⇒ MAIS D'APRÈS LES DIAGRAMMES DE BODE DES FORMES RETRAVAILLÉES,
IL N'Y A QUE LE FILTRE PASSE-BAS QUE PERMET
D'ATTEINDRE UNE PHASE DE π OU $-\pi$ (180° ou -180°)
(CF SIMULATIONS PYTHON)

REMARQUE : UN FILTRE PASSE-BAS D'ORDRE 1 N'EXISTE PAS CAR

UN FILTRE PASSE-BAS CORRESPOND À :

- UN FILTRE PASSE-BAS
- UN FILTRE PASSE-HAUT

L'EN AVEC LA RÉPONSE IMPULSIONNELLE (RÉPONSE TEMPORELLE):

EN UTILISANT LE CRITÈRE DE BARKHUSEN POUR L'INSTABILITÉ:

$$G(p)H(p) = 1 \Rightarrow \text{SYSTÈME INSTABLE}$$

AVEC $H(p)$ PASSE BANDE EN FORME CANONIQUE:

$$H(p) = \frac{H_0(p/\omega_0)}{1 + p/\omega_0 + (p/\omega_0)^2}$$

$$\Rightarrow G(p) = \frac{1}{H(p)} \text{ POUR L'INSTABILITÉ}$$

$$\Rightarrow \frac{G(p)}{H_0(p/\omega_0)} = 1 + \frac{p}{\omega_0} + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2$$

$$\Rightarrow \frac{\omega_0}{H_0} \frac{G(p)}{p} = 1 + \frac{p}{\omega_0} + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2$$

$$\Rightarrow \frac{\omega_0}{H_0} G(p) = p + \frac{p^2}{\omega_0} + \frac{p^3}{\omega_0^2}$$

TRANSFORMATION
DE LAPLACE INVERSE

ET EN SUPPOSANT

$G(p)$ CONSTANT

($\exists p$ EST DANS LA BANDE
PASSANTE DE G !!!)

$$\frac{\omega_0}{H_0} \int G(p) e^{-pt} dp = \delta' + \frac{1}{\omega_0} \delta''(t) + \frac{1}{\omega_0^2} \delta'''(t)$$

\Rightarrow NE PERMET PAS DE CONCLURE !!!

Rappels pour la Transformée de Laplace:

$$\frac{1}{p} \rightarrow u(t)$$

$$\frac{1}{p^n} \rightarrow \frac{t^{n-1}}{(n-1)!}$$

$$p^n \rightarrow \frac{d^n(\cdot)}{dt^n}$$

Rappels pour la Transformée de Fourier:

$$\frac{1}{j\omega} \rightarrow \int (\cdot) dt$$

$$(j\omega)(\cdot) \rightarrow (\cdot)'$$

Si AUCUNE
FONCTION, IL
S'AUT D'UNE
CONSTANTE EN
1

donc d'une impulsion

EN PRENANT $G(p) = \frac{G_{Ai}}{1 + p/\omega_{ni}}$, LE CRITÈRE DE BARKHANSÉN S'ÉCRIT :

$$G(p) H(p) = 1 \Rightarrow \frac{G_{Ai}}{1 + \frac{p}{\omega_{ni}}} \times \frac{K \left(\frac{1}{Q\omega_0} \right)}{1 + \frac{p}{Q\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} = 1$$

$$\Rightarrow G_{Ai} K \frac{\frac{1}{Q\omega_0}}{\left(1 + \frac{p}{\omega_{ni}}\right)} = 1 + \frac{p}{Q\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}$$

$$G_{Ai} K \frac{\omega_{ni}}{Q\omega_0} \times \left(1 - \frac{\omega_{ni}}{p + \omega_{ni}}\right) = 1 + \frac{p}{Q\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}$$

Transformée de Laplace
inverse

$$\frac{G_{Ai} K}{Q} \frac{\omega_{ni}}{\omega_0} \left(\underbrace{s(t)}_{\text{Réponse impulsionnelle}} - \omega_{ni} e^{-\omega_{ni} t} \underbrace{u(t)}_{\text{Réponse forcée}} \right) = s(t) + \frac{s'(t)}{Q\omega_0} + \frac{s''(t)}{\omega_0^2}$$

OSCILLATIONS SI LA RÉPONSE FORCÉE ANNULE LE TERME D'ATTÉNUATION DU
PASSÉ BANDE !!!

⇒ TROP COMPLICQUÉ À EXPLIQUER

A la place, d'après [Youtube (Elearning - Physique) / MPST / PCST - Filtrage linéaire (3/5) - fonction de transfert - diagramme de Bode]

et d'après [Youtube (Elearning - Physique) / Electronique prépa : Oscillateur à pont de Wien]
boucle du système]

Oscillation n le critère de Barkhausen peut s'appliquer

$$H(p)G(p) = 1$$

$$H(p) = \frac{k \frac{P}{\omega_0 Q}}{1 + \frac{P}{\omega_0 Q} + \frac{P^2}{\omega_0^2}} = \frac{k}{\frac{\omega_0 Q}{P} + 1 + \frac{P}{\omega_0 Q}} = \frac{k}{1 + \frac{\omega_0 Q}{P} + \frac{P}{\omega_0 Q}}$$

$$\Rightarrow G(p) = \frac{1}{H(p)} = \frac{1}{k} \left(1 + \frac{\omega_0 Q}{P} + \frac{P}{\omega_0 Q} \right)$$

$$\Rightarrow p G(p) = \frac{1}{k} \left(p + \omega_0 Q + \frac{p^2}{\omega_0 Q} \right)$$

Transformée
de Laplace
inverse

CONDITIONS INITIALES

$$\frac{d(g(t))}{dt} + g(0^+) S(t) = \frac{\omega_0 Q}{k} \left(S(t) + \frac{S'(t)}{\omega_0 Q} + \frac{1}{\omega_0^2 Q^2} S''(t) \right)$$

ORDRE D'UN FILTRE :
DEGRÉ MAXIMUM DE
LA RÉPONSE IMPULSIONNELLE

POUR QU'IL Y AIT DES OSCILLATIONS, IL FAUT QUE

$$\frac{d(g(t))}{dt} = \frac{1}{k} S'(t)$$

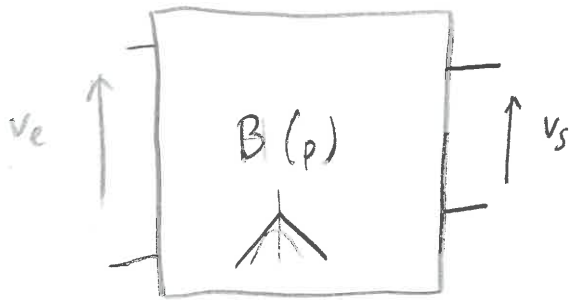
$$\Rightarrow g(t) = \left(\frac{1}{k} \right) S(t)$$

FORCAGE (= $V_0(t)$)

TERME D'AMORTISSEMENT

Impossible à régler
expérimentalement, c'est
donc le bruit qui fait
osciller l'oscillateur
lorsqu'on se place
sur de cette

Autre méthode : plus facile et plus physique (moins théorique).



$$B(p) = \frac{V_s(p)}{V_e(p)} = \frac{K \frac{p}{\omega_0 Q}}{1 + \frac{p}{\omega_0 Q} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

$$\Rightarrow V_s(p) = \frac{K \frac{p}{\omega_0 Q}}{1 + \frac{p}{\omega_0 Q} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} V_e(p)$$

$$\Rightarrow V_s(p) = \frac{K p \frac{\omega_0}{Q}}{\omega_0^2 + p \frac{\omega_0}{Q} + p^2} V_e(p)$$

$$\Rightarrow V_s(p) \left(\omega_0^2 + p \frac{\omega_0}{Q} + p^2 \right) = K p \frac{\omega_0}{Q} V_e(p)$$



IL FAUT ENFIN TROUVER UNE RELATION ENTRE $V_s(t)$ ET $V_e(t)$

DU SYSTEME POUR LES OSCILLATIONS
 $C(p) = U_e(p) + V_s(p)$ - LES OSCILLATIONS

$$\Rightarrow \omega_0^2 v_s(t) + \frac{\omega_0}{Q} v_s'(t) + v_s''(t) = \frac{K \omega_0}{Q} v_e'(t)$$

Méthode 1 ✓

$$U_s(p) = G_{Au} E(p)$$

$$= G_{Au}(p) (U_e(p) + V_s(p))$$

$$= G_{Au}(p) V_s(p)$$

Comme $U_s(p) = V_e(p)$

$$\text{alors } V_s(p) = \frac{1}{G_{Au}} V_e(p)$$

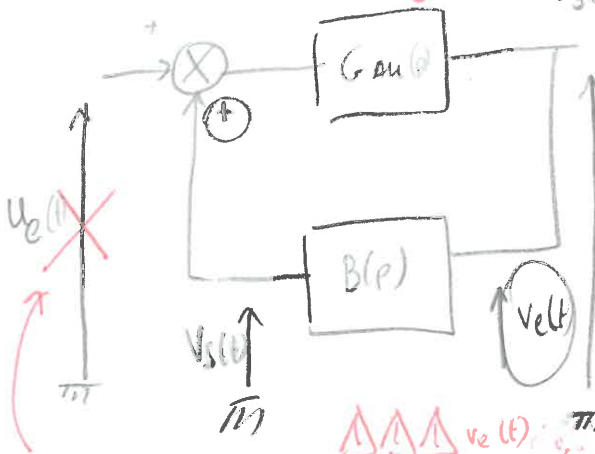
Méthode 2

Oscillatoire si : $G_{Au}(p) B(p) = 1$

$$\Rightarrow B(p) = \frac{1}{G_{Au}(p)}$$

$$\Rightarrow \frac{V_s(p)}{V_e(p)} = \frac{1}{G_{Au}(p)}$$

$$\Rightarrow V_s(p) = \frac{V_e(p)}{G_{Au}(p)}$$



⚠️⚠️⚠️ $v_e(t) = 0$

et $v_s(t)$ doit converger par rapport au schéma précédent!!

Pour un OSCILLATEUR AUTONOME

≡ SANS ENTRÉE $U_e(p)$, IL Y A UNE

$$\text{RELATION D'ÉQUILIBRE ENTRE } V_o(0) \text{ ET } V_i(0) : V_s(p) = \frac{1}{G_{Au}(p)} V_e(p)$$

Ainsi pour qu'il y ait oscillation, il faut que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_0^2 v_s(t) + \frac{\omega_0}{Q} v_s'(t) + v_s''(t) = \frac{K\omega_0}{Q} v_e'(t) \\ v_e(p) = v_s(p) \times G_{AU}(p) \Rightarrow v_e(t) = v_s(t) * G_{AU}(t) \end{array} \right.$$

De plus, en considérant que l'on se place dans la Bande Passante de l'ATI
(augmentée par rapport à celle de l'ATI seule grâce à une première rétroaction
d'assourcement par R_1 et R_2 (montage amplificateur non inverseur par exemple))

$\Rightarrow G_{AU}(p) = \text{constante dans la BP}$ (car l'ATI se comporte comme un passe-bas)
" G_0

$$\Rightarrow G_{AU}(t) = G_0 * \delta(t)$$

L'équation précédente devient :

$$\omega_0^2 v_s(t) + \frac{\omega_0}{Q} v_s'(t) + v_s''(t) = \frac{K\omega_0}{Q} \frac{d(v_s(t) * G_0 \delta(t))}{dt}$$

$$\Rightarrow \omega_0^2 v_s(t) + \frac{\omega_0}{Q} v_s'(t) + v_s''(t) = \frac{K\omega_0}{Q} G_0 \left(\frac{d(v_s(t))}{dt} \right) = \frac{K\omega_0}{Q} G_0 v_s'(t)$$

le diviseur étant
l'élément neutre
de la convolution

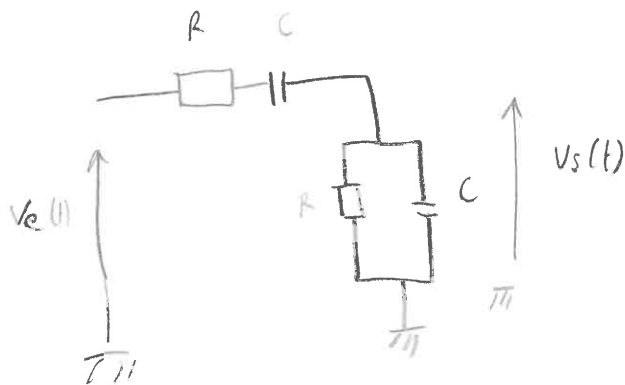
$$\Rightarrow \omega_0^2 v_s(t) + \frac{\omega_0}{Q} (1 - KG_0) v_s'(t) + v_s''(t) = 0$$

\Rightarrow MATHÉMATIQUEMENT LE SYSTÈME OSCILLE SI $1 - KG_0 = 0$,
C'EST-À-DIRE SI L'ON ANNULE LE TERME D'AMORTISSEMENT

Oscillation imposent pour le montage en rétroaction avec l'ALI et le passe-bande:

- Exemple de l'oscillateur de Wien:

Fonction de transfert du filtre passe-bande.



$$\frac{V_s(t)}{V_e(t)} = \frac{1/s}{1 + \frac{1}{3} \left(j\omega RC + \frac{1}{j\omega RC} \right)}$$

PAR IDENTIFICATION AVEC LA FORME CANONIQUE D'UN FILTRE PASSE-BANDE (LE SEUL FILTRE QUI PEUT OSCILLER)

$$\frac{V_s(t)}{V_e(t)} = \frac{H_0}{1 + jQ \left(\frac{f}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{f} \right)}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} H_0 = 1/3 \\ \omega_0 = \frac{1}{RC} \\ Q = 1/3 \end{cases} \begin{matrix} \triangle \triangle \triangle \\ \text{L'IDENTIFICATION} \\ \text{DE } \omega_0 \text{ DOIT} \\ \text{ÊTRE FAITE} \\ \text{AVANT CELLE} \\ \text{DE } Q \end{matrix}$$

Système en rétroaction positive (oscillation possible):

$$1 - H_0 G_0 = 0 \Rightarrow H_0 G_0 = 1 \Rightarrow H_0 = \frac{1}{G_0}$$

$$n \geq 0$$

(Système instable en rétroaction positive)

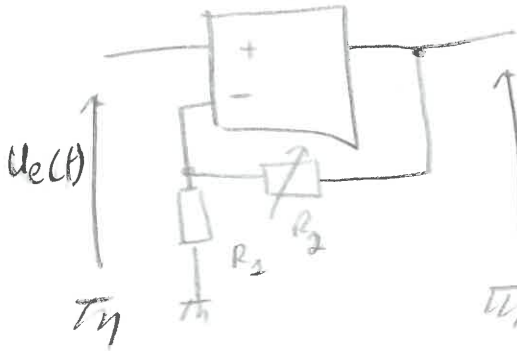
$$\Rightarrow \begin{cases} |H_0| = \frac{1}{|G_0|} \\ \text{Arg}(H_0) + \text{Arg}(G_0) = \pm \pi \end{cases}$$



En posant $G_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ (montage amplificateur non inverseur dans le bande passe b) \Rightarrow indépendant de ρ)

$\Rightarrow G_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 2 \Rightarrow R_2 = 2R_1$

R_2 est variable pour ajuster précisément sa valeur expérimentalement

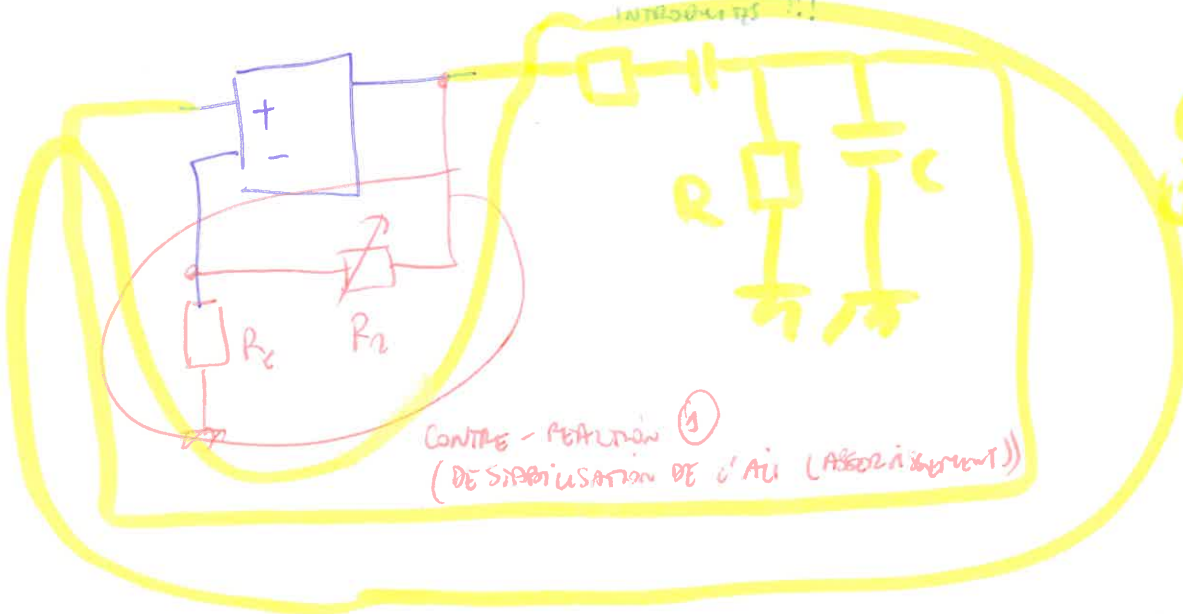


\Rightarrow Pour que le signal soit quasi-sinusoidal sans beaucoup d'harmoniques, on peut obtenir R_2 à l'ohm près

!!! CE MONTAGE EST DÉJÀ EN CONTRE-REACTION PAR RAPPORT À UN AU SOURCE (ABSOLUMENT)

IL EST POSSIBLE DE DÉPASSER CETTE VALEUR POUR SE RAJOUTER UNE MARGE DE SÉCURITÉ (MARGES D'INTÉGRALITÉ SONT INTÉRESSANTES !!!)

POUR RÉALISER UN OSCILLATEUR IL FAUT AJOUTER UNE SECONDE CONTRE-REACTION (CETTE FOIS CI-D'INSTABILITÉ)

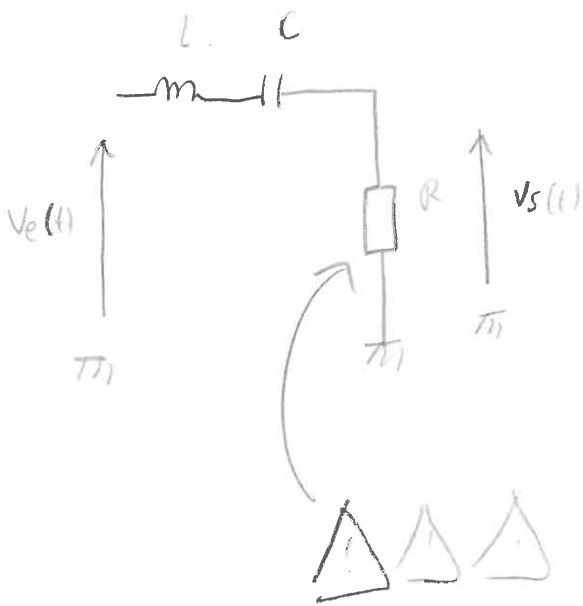


CONTRE-REACTION (DE STABILISATION DE L'AU (ABSOLUMENT))

Contre-réaction d'instabilité pour faire osciller un AU

IL N'Y A AUCUN GBF, LE BRUIT EST AMPLIFIÉ ET FAIT OSCILLER LE CIRCUIT (S'IL EST À LA FRÉQUENCE PROPRE DU FILTRE PASSE BAS)

- Exemple de l'oscillateur RLC avec résistance négative



Si $v_s(t)$ est pris aux bornes de C alors il s'agit d'un passe-bas et non d'un passe-bande

- Part division applicable car $v_s(t) = 0$ (noté en vide)

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{Z_R}{Z_R + Z_L + Z_C} = \frac{R}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\left(\frac{L}{R}\right)\omega + \frac{1}{jRC\omega}}$$

$$= \frac{1}{1 + \underbrace{\frac{1}{R} \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{C}}}_{Q} \left(j\omega \underbrace{\sqrt{LC}}_{\frac{1}{\omega_0}} + \frac{1}{j\omega \sqrt{LC}} \right)}$$

Pour vérifier l'ordre de l'équation :

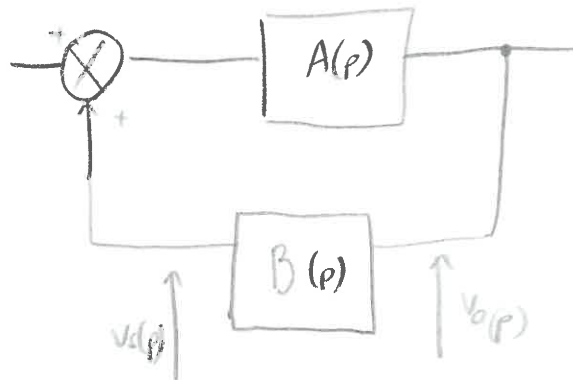
$$Z = RC$$

$$C' = \frac{L}{R}$$

$$CC' = LC$$

$$\frac{L}{R} = \frac{Q}{\sqrt{LC}} \Rightarrow Q = \frac{\sqrt{LC}}{R}$$

Oscillation dans un système rebouclé de type



Si le critère de Barkhausen est vérifié :

$$B(p) A(p) = -1$$

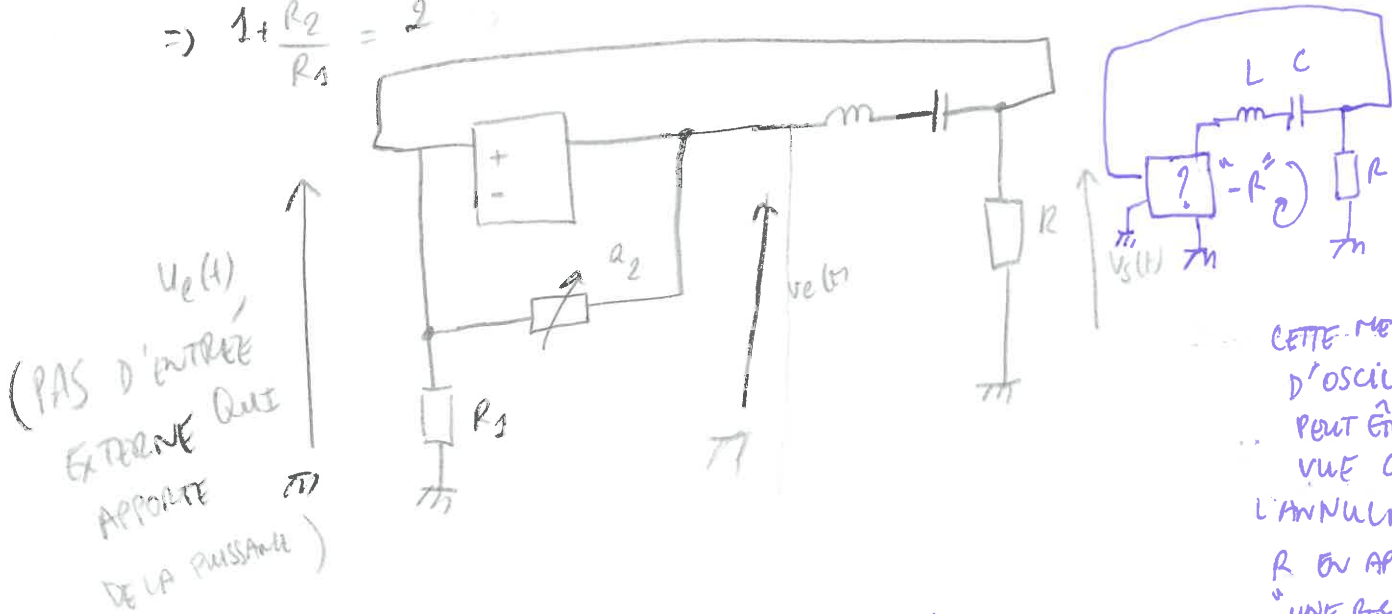
$$\Rightarrow (1 - G \times 1) = -1$$

gain du filtre passe bande normalisé

$$\Rightarrow G = 2$$

Si un amplificateur déjà existant en montage non inverseur est utilisé :

$$\Rightarrow 1 + \frac{R_2}{R_1} = 2$$



CETTE METHODE D'OSCILLATION PEUT ÊTRE AUSSI VUE COMME L'ANNULATION DE R EN APPORTANT "UNE RESISTANCE NEGATIVE"

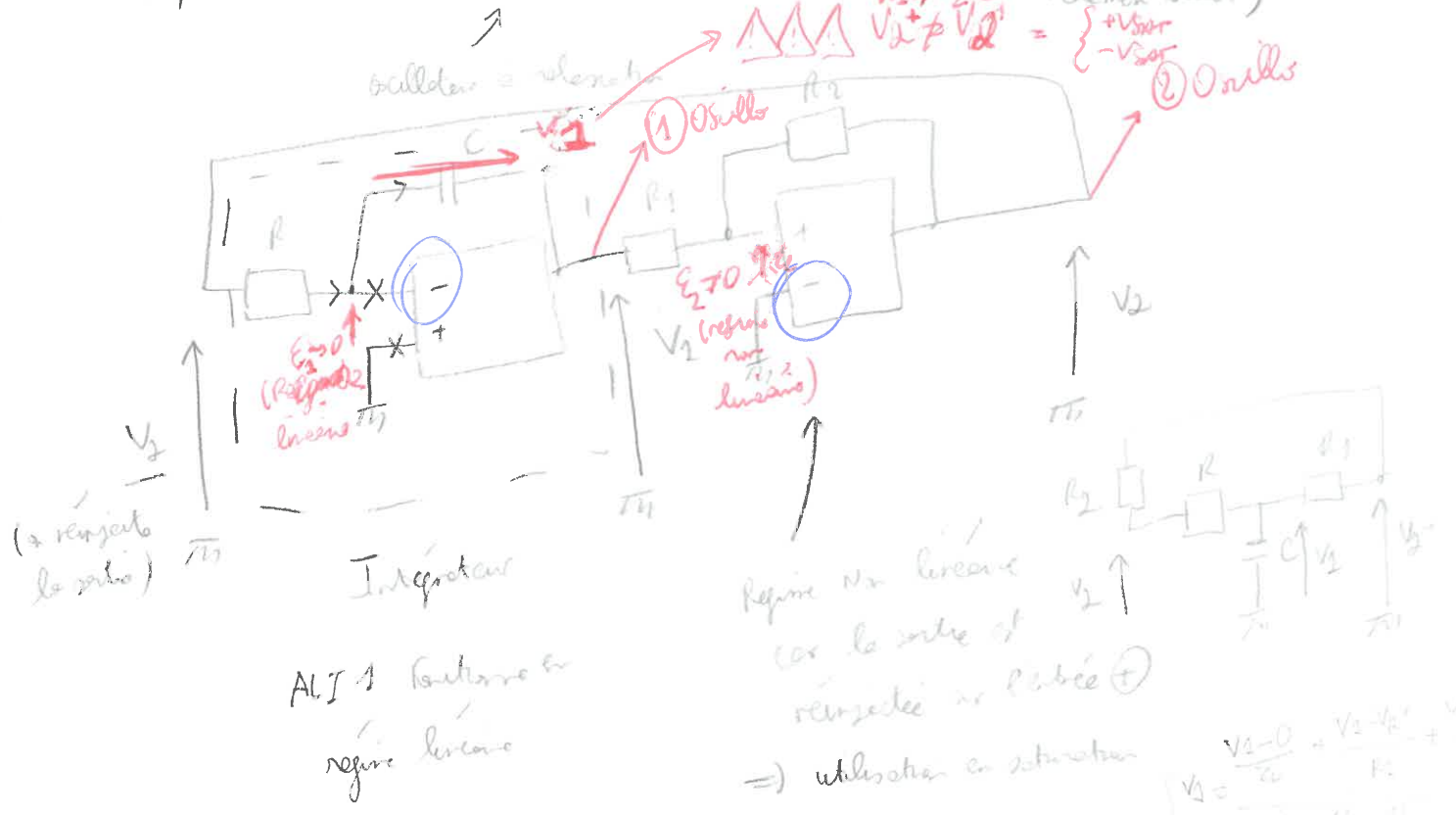
$$\omega_0^2 v_s(t) + \frac{\omega_0}{Q} (1 - K G_0) v_s'(t) + v_s''(t) = 0$$

LA COMPENSATION DE L'ATTENUATION (TERME $\frac{\omega_0}{Q} \times 1$) EST DÉJÀ INCLU DANS LE CRITÈRE DE BARKHAUSEN

PH: 3^{ème} rétroaction (essentially on la phase à l'aide d'un oscillateur
piézo-électrique avec un très faible bruit de phase)

pour diminuer le bruit de phase de l'oscillateur !!

- Exemple de l'oscillateur stable (AVEC HYSTERESIS) \rightarrow l'état du système ne dépend pas que de l'entrée et de la sortie mais également de l'état du système (du chemin suivi)



ALS idéal $\left\{ \begin{array}{l} z_c \rightarrow +\infty \Rightarrow v_1^+ = v_1^- = 0 \\ \epsilon_3 \approx 0 \Rightarrow (\text{EN RÉGIME LINÉAIRE UNIFORMEMENT}) \Rightarrow v_3^+ = v_3^- = 0 \end{array} \right.$

Etude de l'ALS (2):

Théorème de Millman:
$$V_3^- = \frac{V_1^- - V_2}{R} + \frac{V_1^- - V_1}{z_c}$$

$$V_3^- = \frac{R + z_c}{R + z_c} \left(\frac{1}{R} + j\omega C \right)$$

⚠️ IL S'AGIT DE LA SORTIE DE CONDUCANCE D'AUTRE PART: ET NON DES IMPÉDANCES AU DÉNOMINATEUR.

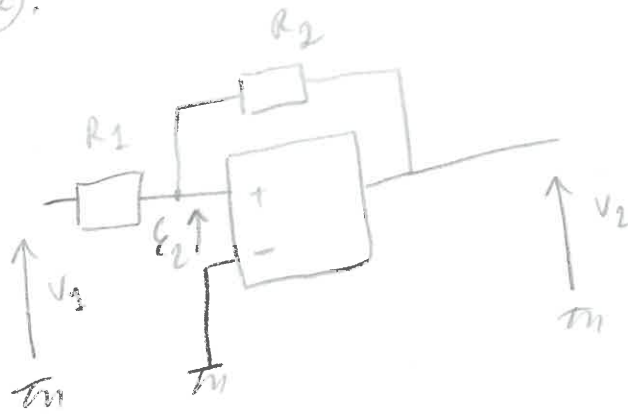
D'autre part: $V_3^- \approx V_3^+ \approx 0$ en régime linéaire uniforme

$$\Rightarrow 0 = \frac{V_2}{R} + V_2 j\omega C$$

$$\Rightarrow \frac{V_2}{R} = -V_2 j\omega C$$

$$\Rightarrow V_2 = \frac{-V_2}{-j\omega RC} \Rightarrow \int_0^t dV_2(t) = \frac{-1}{RC} \int_0^t V_2(t) dt \Rightarrow \text{montage intégrateur}$$

Etude de l'ALJ (2):



Comparteur à Hysteresis

Hypothèse 1: $V_S = +V_{SAT} \Rightarrow \epsilon_2 \neq 0$ (PAS EN RÉGIME UNIFORME)

$$\Rightarrow \epsilon_2 > 0$$

$$\Rightarrow \epsilon_2 = V_2^+ - V_2^-$$

" 0 (relatif à la masse)

Théorème de Millman:

$$V_2^+ = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{R_2 V_1 + R_1 V_2}{R_1 + R_2}$$

$V_2 = V_{SAT}$

$$\Rightarrow V_2^+ > 0 \quad \text{in} \quad R_2 V_1 + R_1 V_{SAT} > 0$$

$$\Rightarrow V_1 > \underbrace{\frac{R_1}{R_2}}_{\beta} V_{SAT}$$

Hypothèse 2 : $V_2 = -V_{SAT}$

$$\Rightarrow \varepsilon_2 < 0$$

$$\Rightarrow \varepsilon_2 = V_2^+ - V_2^- < 0$$

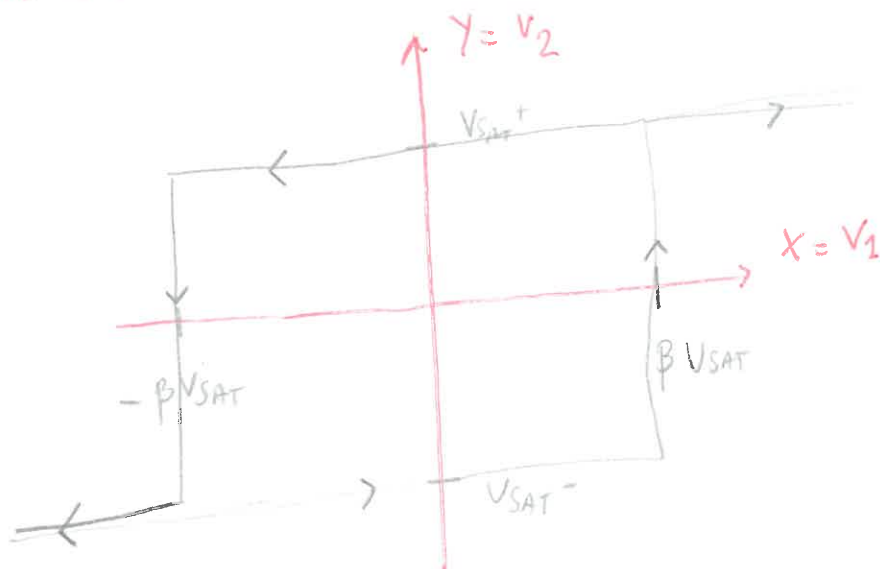
" (celle à la norme)

$$\Rightarrow \varepsilon_2 = \frac{R_2 V_3 - R_3 V_{SAT}}{R_3 + R_2} < 0$$

$$\Rightarrow V_3 < \frac{R_3 V_{SAT}}{R_2} = \beta V_{SAT}$$

CYCLE D'HYSTERESIS : LES 2 CONDITIONS NE S'EXCLUENT PAS

DIAGRAMME XY :



Très bien expliqué sur [YouTube (Electronics - Physique) / Elec. régule - générateur de signaux - corrigé CCP Physique TSI 2018]

Hypothèse, $t < 0$ $V_2 = -V_{SAT} \Rightarrow E_2 < 0$ (LE BASCULEMENT SYMMÉTRIQUE PEUT AUSSI ÊTRE PRIS)

et à $t=0$, on a un basculement $-V_{SAT} \rightarrow +V_{SAT}$

$$\Rightarrow \text{à } t > 0 \quad V_2 = +V_{SAT}$$

$$\Rightarrow E_2 = V_2^+ - V_2^- > 0$$

" (branché à la masse)

$$\Rightarrow E_2 = V_2^+ = \frac{V_1 \times R_2 + V_2^- \times R_1}{R_1 + R_2}$$

(et) comme les 2 courants sont couplés

$$V_3(t) = -\frac{1}{RC} \int V_2(t) dt + C$$

$$= -\frac{V_{SAT} t}{RC} + V_3(t=0)$$

Pour trouver $V_3(t=0)$, il faut se servir des hypothèses pour les t négatifs

$$\text{A } t=0^- \quad V_2^+ = \frac{V_1 R_2 - V_{SAT} R_2}{R_1 + R_2} = 0$$

(au basculement)

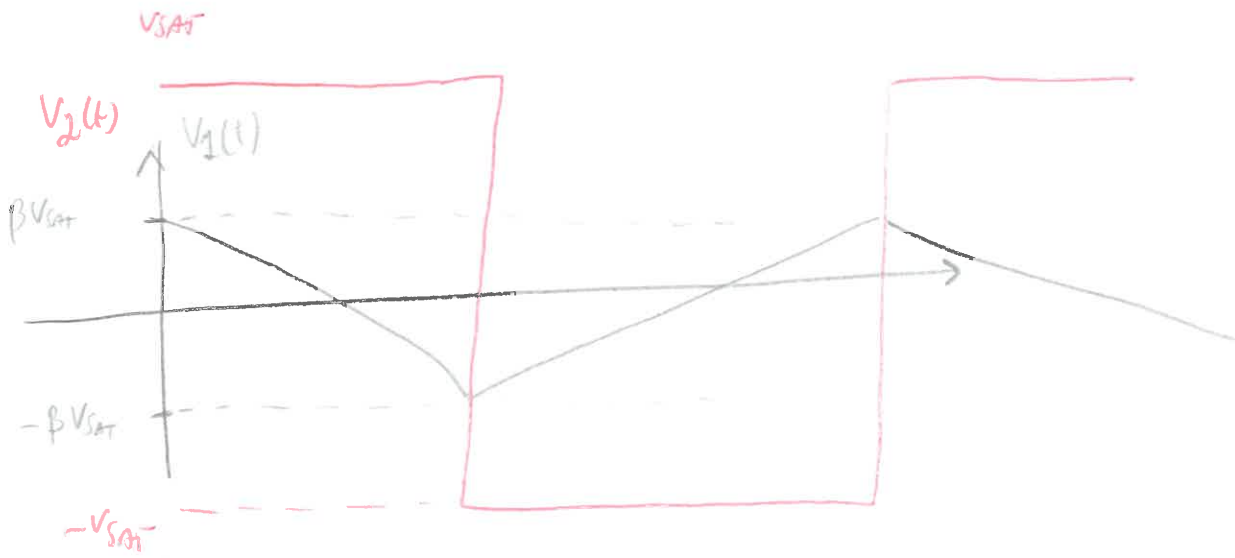
$$\Rightarrow V_2(t=0^-) = +\beta V_{SAT} = V_3(t=0^+) \quad \text{Car } V_3 \text{ est aussi le tension aux bornes}$$

$$\Rightarrow V_3(t) = -\frac{V_{SAT} t}{RC} + \beta V_{SAT}$$

$$\Rightarrow V_1 R_2 + V_{SAT} R_1 = -\frac{R_2 V_{SAT} t}{RC} + 2R_2 V_{SAT} > 0 \quad \text{(LA CAPACITÉ INTÉGRÉE LATENCE)}$$

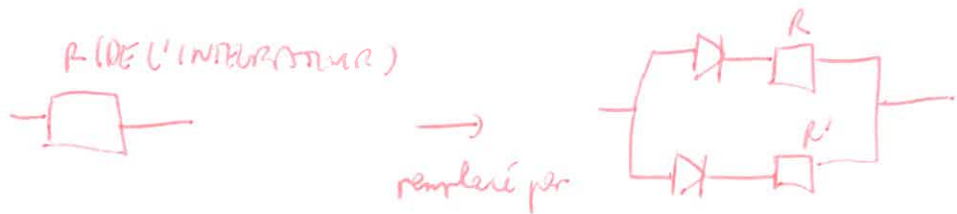
$$\Rightarrow t < \frac{2R_1}{R_2} RC = 2\beta RC = \frac{T}{2}$$

de la courante qui est formé lorsque au cours des temps les



$$T = 2T_1 = 4\beta RC$$

⇒ Pour modifier le rapport cyclique, on remplace le R par :



$$T = 2\beta RC + 2\beta R'C$$

$$= 2\beta(R+R')C$$

$$\text{il}$$

$$\frac{R_1}{R_2}$$

Explication simplifiée

Circuit séparé :

$$V_2 = \frac{V_1 R_2 + V_2^+ R_1}{R_1 R_2} \quad \text{et} \quad V_2 = \pm V_{2SAT}$$

$$V_1 = -\frac{1}{RC} V_2 \xrightarrow{\text{en temps}} V_1 = -\frac{1}{RC} \int V_2(t) dt$$
$$= -\frac{1}{RC} \times (\pm V_{2SAT}) t + V_{10} \quad \leftarrow \text{constante}$$

Circuit couplé :

$$\begin{cases} V_2 = \frac{V_1 R_2 + V_2^+ R_1}{R_1 R_2} \\ V_2 = \pm V_{2SAT} \\ V_1 = -\frac{1}{RC} (\pm) V_{2SAT} t + V_{10} \end{cases}$$

IL FAUT UNE RELATION ADDITIONNELLE ENTRE V_2^+ ET V_{10} (DONC AVEC V_1)