

UN AMPLI QUI
MARCHE EN

INSTABILITÉ C'EST
PAS SI SIMPLE
CAR L'AMPLI
EST UNE PÂTE
DIFFÉRENCIELLE

⇒ IL FAUT TOUJOURS

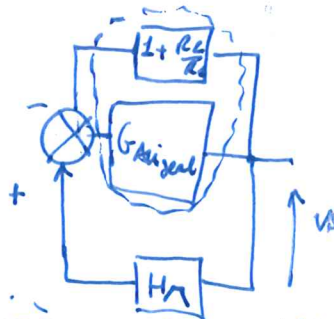


OR ON VEUT POUR CAUSE UNE
INSTABILITÉ :



COMME ON NE PEUT PAS CRÉER DE (+)
ON RÉALISE UNE INVERSION DE PHASE (CRÈNE DE PÉRIODE)

PAR EXEMPLE POUR UN OSCILLATEUR
À PONT DE WIEG (MONTAGE LINÉAIRE
PAR L'ÉNERGIE FOURNIE À L'AOP)



$$\begin{aligned} V_S &= G_{mi} \cdot E \\ &= G_{mi} (H V_S - G_0 V_S) \\ &= G_{mi} (H - G_0) V_S \end{aligned}$$

$$V_S = \frac{G_{mi}}{G_0} (H G_0 - 1) V_S$$

⇒ ON OBTIENT LE CRITÈRE DE BENVENISEN!!!

Rétroactions et oscillations :

Plan leçon :

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: $p = j\omega$

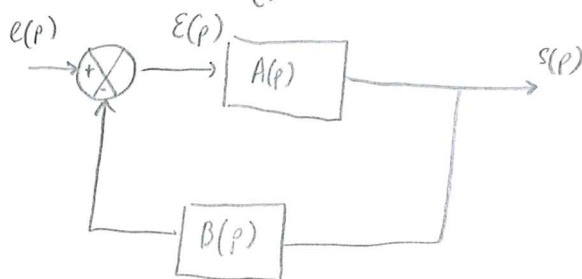
$$\underline{H}(p) = \frac{\underline{V}_s(p)}{\underline{V}_e(p)}$$

- Asservissement
- Instabilité
- Comment réaliser une instabilité $\otimes$ avec une paire différentielle ∇
- Un cas possible de rencontrer le même type déphasé de $\pi/2$ critère de Barkhausen!!

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 système, bouclés :

- rétroaction négative : **Asservissement**
 état du système
 ($\equiv$ variable intermédiaire)



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

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

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

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

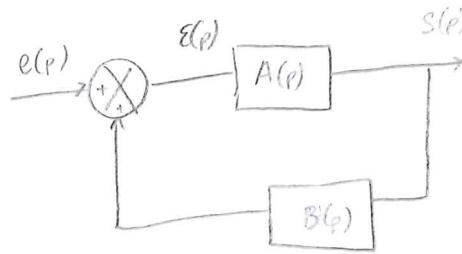
$$\Rightarrow \left(\frac{s(p)}{e(p)} \right) = \frac{1}{\frac{1}{A(p)} + B(p)} = \frac{A(p)}{1 + A(p)B(p)}$$

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

- rétroaction positive :

(Instabilité possible)

$\Rightarrow$ 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

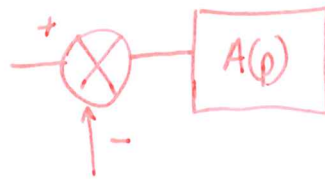
BAKHANSEN)

Réalisation possible de système, erreurs (IMPLEMENTATION PHYSIQUE): **AVEZ ALI !!!**

Fonction d'Amplification $\rightarrow$ **UTILISATION D'ALI (MAIS) EN ALI**

COMPREGND UNE ENTRÉE DIFFÉRENCIELLE

DONC ON RÉALISE À LA FOIS

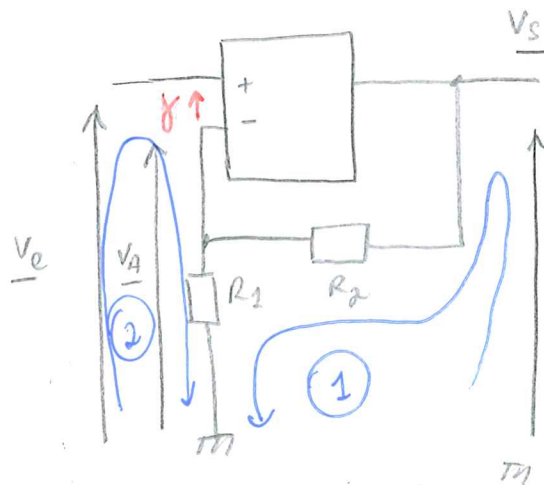
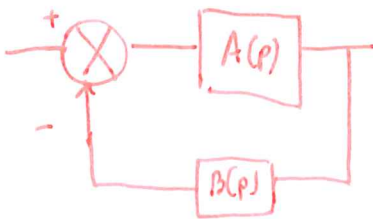


1) Système obtenu avec ALI:



Si en plus ON ASSOCIE UNE RETROACTION À L'ALI

$\Rightarrow$ UTILISATION D'UN AMPLIFICATEUR NON INVERSEUR



(A VIDE)

ALI IDEAL :

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

$i^- \approx 0 \Rightarrow$ pont diviseur applicable

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

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

$$V_e = \gamma + V_A \approx V_A$$

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

$$\frac{V_S}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

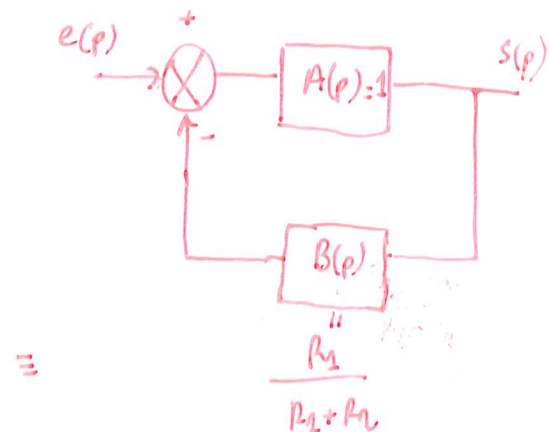
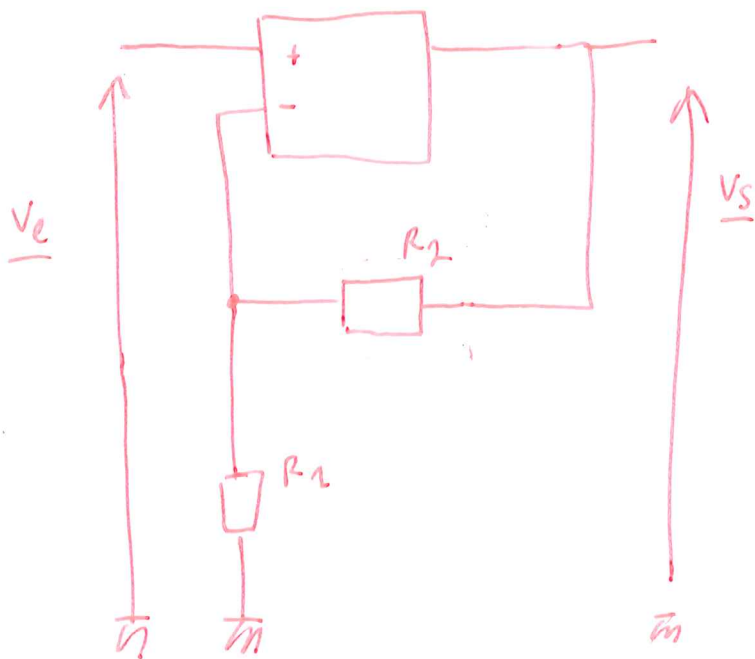
Si l'Ali
fonctionne en SATURÉ
(LA RÉACTION SE PASSÉ SUR LE (+))

$E \neq 0 \Rightarrow V^+ - V^- \neq 0 !!!$

Si le comparateur
fonctionne en linéaire
(= la rétroaction se fait sur le (-))

$$E \rightarrow 0 \Rightarrow V^+ - V^- \rightarrow 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V^+ \rightarrow 0 \text{ et } V^- \rightarrow 0$$

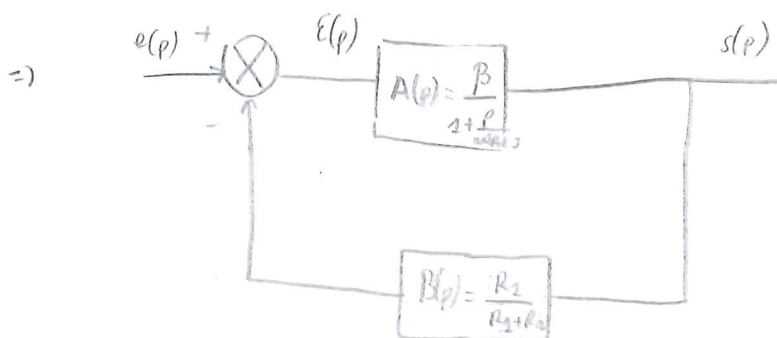


Description plus réaliste de l'ALI :

- 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



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

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

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

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

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

$\frac{10^5 - 10^6}{f_{ALI} \approx 10^5 \text{ Hz}}$

METHODE DES EQUIVALENTS POUR TRAVAILER LE DIAGRAMME DE BODE (MAGNITUDE ET PHASE)
 !!! Bonne fréquence, fréquence de renversement et toute fréquence en ne conservant qu'un terme au dénominateur
 DIAGRAMME DE BODE DE L'ALI SIMPLE

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

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

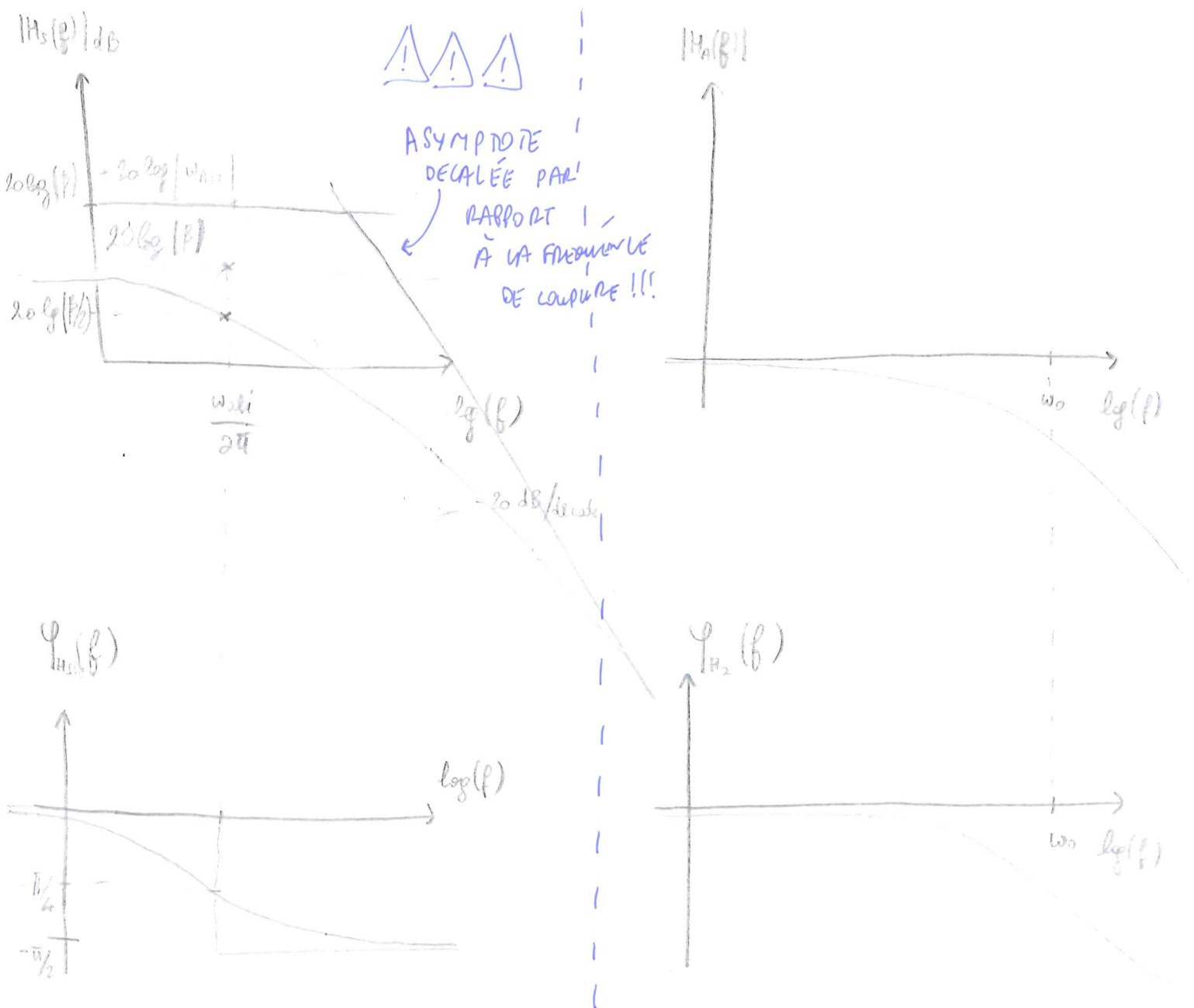
$$p \rightarrow j\omega_{ALI} \Rightarrow H_S(p) \approx \frac{\beta}{1+j} \Rightarrow |H_S(p)|_{dB} = 20 \lg \left| \frac{\beta}{1+j} \right|, \quad \varphi_{H_S}(p) = \text{Arctan} \left(\frac{-\beta}{\beta} \right)$$

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

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

DIAGRAMME DE BODE DE
 L'ALI RESERVE (CONTRE
 REACTION NEGATIVE)

A l'aide d'un raisonnement
 similaire, le diagramme de Bode
 est obtenu

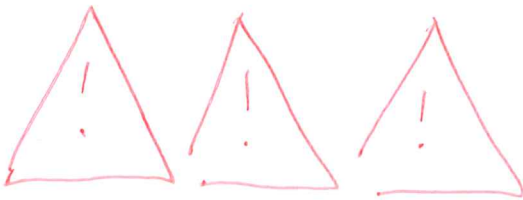


Intérêt de l'ouverture :

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

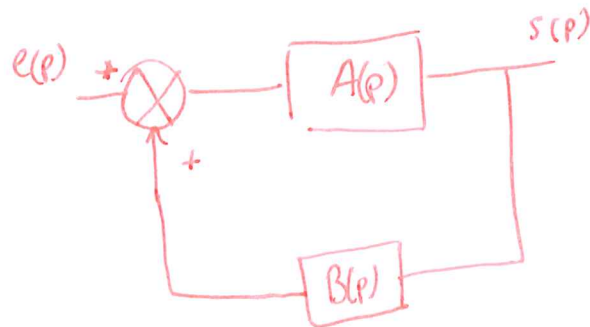
$$\text{Produit Gain} \times \text{Bande Passante} = H_0 \times \omega_0 = \frac{\beta}{1 + \beta \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \times \omega_{li} \times \left(1 + \frac{\beta R_1}{R_2 + R_n} \right) = \beta \times \omega_{li}$$

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



MÊME AVEC LES SYSTÈMES

AVEC RÉTROACTION DE TYPE ASSERVI



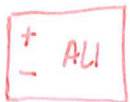
$$H(p) = \frac{s(p)}{e(p)} = \frac{A(p)}{1 + A(p)B(p)}$$

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

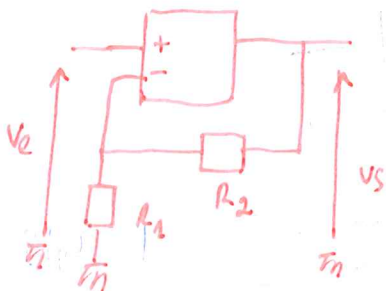
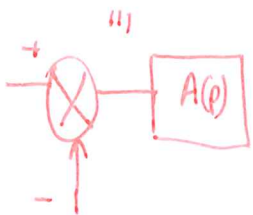
$B(p)$ étant souvent un filtre ($\Rightarrow B(p) < 0$), donc si

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

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



AI ASSERVI
NON INVERSEUR

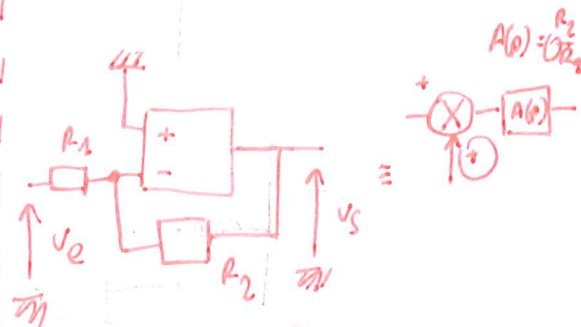
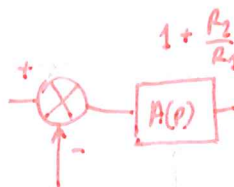


$$\frac{V_s(p)}{V_e(p)} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

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

FAIRE LE MONTAGE SOUS LT SPICE

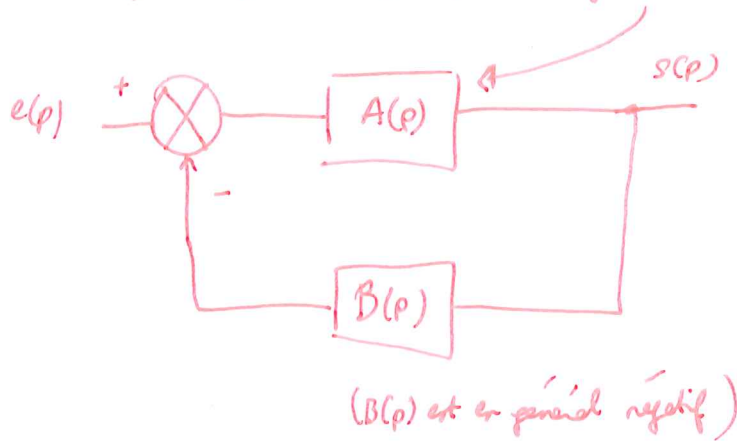
AI ASSERVI INVERSEUR



$$\frac{V_s(p)}{V_e(p)} = - \frac{R_2}{R_1}$$

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

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

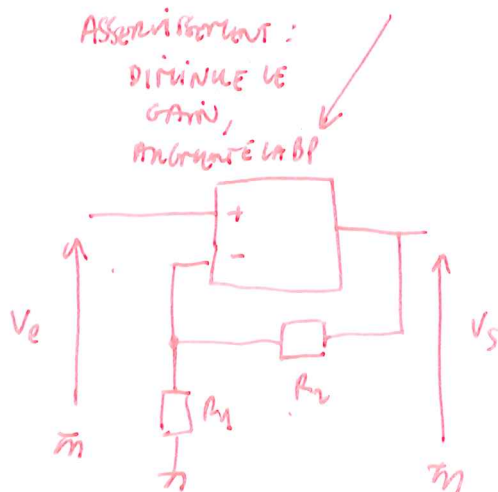


UN GAIN $A(p)$ POSITIF EST DIFFICILE À RÉALISER AVEC UN ALI FONCTIONNANT AVEC UNE PAIRE DIFFÉRENTIELLE



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

AINSI AVEC UN ALI AVEC RÉTROALIMENTATION



ASSERVISSEMENT :
DIMINUE LE
GAIN,
Augmente la BP

INSTABILITÉ

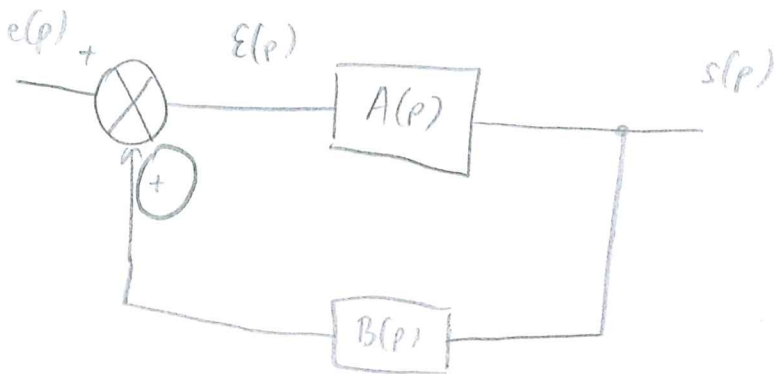
POUR DE $B(p)$ DE TYPE FILTRE

INSTABILITÉ PROBABLE : VÉRIFIER
LE CRITÈRE DE NYQUIST !!!

(EN GÉNÉRAL ON NE FAIT PAS DES

OSCILLATIONS AVEC DES ALI MAIS
ON VÉRIFIE LE CRITÈRE DE NYQUIST
POUR ÉVITER L'INSTABILITÉ DE L'ALI)

2) Systèmes instables (oscillants avec ALI):



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

$\Rightarrow$ 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'exprime

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

$\parallel$ $\parallel$
 $\text{Arg}(A(p)) \quad \text{Arg}(B(p))$

Méthode pour obtenir les fonctions de transfert de filtre:

- Pont diviseur ($\triangle \triangle \triangle$ uniquement si tout le courant V_A 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)

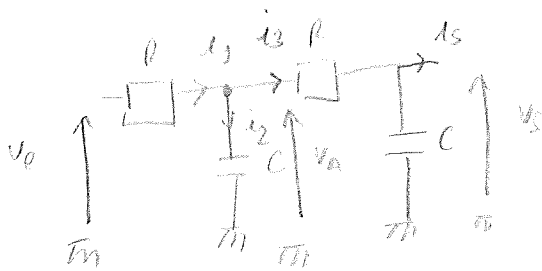
- Théorème de Millman (Très puissant mais il faut savoir l'utiliser notamment inclure la connexion à la masse)

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

(Le théorème de Millman se déduit directement du théorème de la loi des nœuds en tension, en faufaisant par la suite la tension qui nous intéresse)

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

- Filte basse, Bv, fiche 1. (1)



Pour obtenir V_A il n'est pas possible d'appliquer la R

Pour obtenir V_S il n'est pas possible d'appliquer la R

- les des nœuds en tension :

$$I_1 = I_2 + I_3$$



Exprimer chaque courant à l'aide d'une différence de tension et d'une impédance

$$\frac{V_0 - V_A}{R} = \frac{V_A - 0}{Z_C} + \frac{V_A - V_S}{R}$$

$$\Rightarrow \frac{V_0}{R} - \frac{V_A}{R} + \frac{V_A}{Z_C} - \frac{V_S}{R} = 0 \Rightarrow V_0 = \left(2 + \frac{R}{Z_C}\right) V_A - V_S$$

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

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

$$\Rightarrow V_0 = \left(\left(2 + \frac{R}{Z_C}\right) \left(\frac{R}{Z_C} + 1\right) - 1 \right) V_S = \left(\left(2 + \frac{2R}{Z_C} + \frac{R^2}{Z_C^2}\right) - 1 \right) V_S$$

$$\Rightarrow H = \frac{V_S}{V_0} = \frac{1}{1 + \frac{3R}{Z_C} + \frac{R^2}{Z_C^2}} = \frac{1}{1 + j^3 \omega^3 RC^2 - R^2 \omega^2 C^2}$$

Forme canonique du 2^{ème} ordre :

- en écriture normalisée :

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

- en écriture de Laplace $x = \frac{p}{\omega_0}$ et on a $x = \frac{p}{p_0}$!!!

$$H(p) = \frac{H_0}{1 + 3jQ \frac{p}{\omega_0} - \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

- en écriture de Fourier :

$$H(j\omega) = \frac{H_0}{1 - 3Q \frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$$

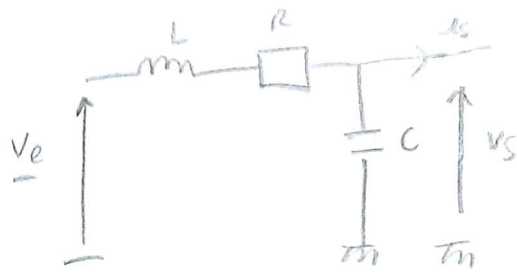
Identifier par rapport au filtre implémenté :

$$\Rightarrow \begin{cases} H_0 = 1 \\ \omega_0 = \frac{1}{RC} \\ Q = 3 \end{cases}$$



Toujours identifier ω_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 si $i_s = 0$ (par exemple si l'on met un niveau derrière)

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

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

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



$$p = j\omega$$

$$\Rightarrow \frac{H_0}{1 + j\frac{X}{Q} - X^2}$$

et ~~$X = \frac{p}{p_0}$~~ MAIS $X = \frac{p}{\omega_0}$

$\Rightarrow$ ~~$X = \frac{j\omega}{j\omega_0}$~~ MAIS $X = \frac{j\omega}{\omega_0}$

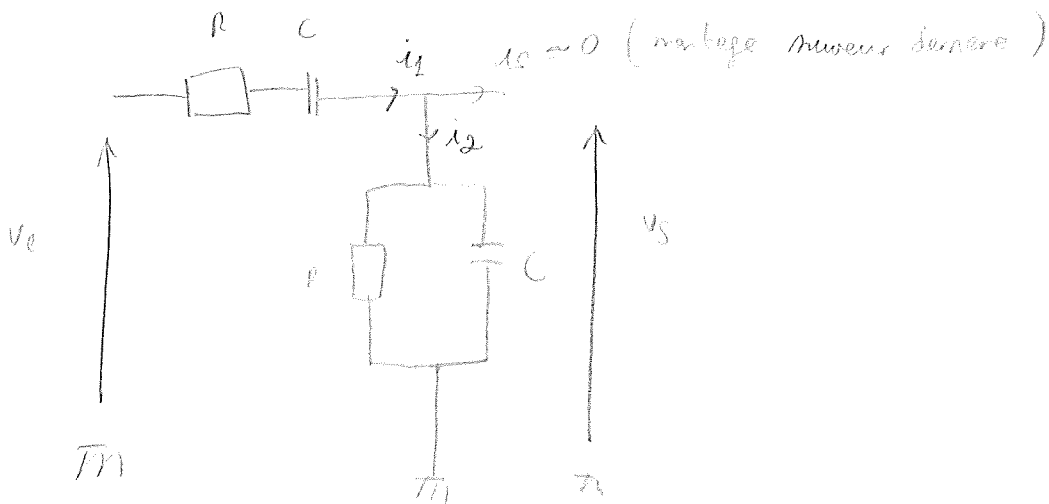
Par identification :

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

DANS LA FORME CANONIQUE

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

Filtre passe-bande (filtre de Wien)



- Pont diviseur possible (car $V_s \approx 0$)

$$\underline{V_s} = \frac{\underline{Z_R} \parallel \underline{Z_C}}{\underline{Z_R} + \underline{Z_C} + (\underline{Z_R} \parallel \underline{Z_C})} \underline{V_e}$$

- Loi des courants en nœuds :

$$i_1 = i_2 \Rightarrow \frac{\underline{V_s} - \underline{V_e}}{\underline{Z_R} + \underline{Z_C}} = \frac{\underline{V_s} - 0}{\left(\frac{\underline{Z_R} + \underline{Z_C}}{\underline{Z_R} \cdot \underline{Z_C}} \right)}$$

- Millmann

$$\underline{V_s} = \frac{\frac{\underline{V_s} - \underline{V_e}}{\underline{Z_R} + \underline{Z_C}} + \frac{\underline{V_s} - 0}{\frac{\underline{Z_R} + \underline{Z_C}}{\underline{Z_R} \cdot \underline{Z_C}}}}{\left(\underline{Z_R} + \underline{Z_C} \right) + \left(\frac{\underline{Z_R} + \underline{Z_C}}{\underline{Z_R} \cdot \underline{Z_C}} \right)}$$

Description très claire disponible sur [Youtube (Elearning-Physique)] / [Electronique prep]

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



1. Étude du filtre de Wien (2/3)



2. Étude de l'oscillateur à pont de Wien (2/3)



H_o

3. Étude de l'oscillateur à pont de Wien (2/3)



En appliquant la règle de superposition (avec $V_s = 0$)

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

$$\underline{V_s} = \frac{\underline{Z_R} \parallel \underline{Z_C}}{\underline{Z_R} + \underline{Z_C} + \underline{Z_R} \parallel \underline{Z_C}}$$

$$\underline{V_C} \Rightarrow \frac{\underline{V_s}}{\underline{V_C}}$$

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

$$\Rightarrow \frac{V_s}{V_C} = \frac{\frac{j\omega RC}{R + j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{j\omega RC}{R + j\omega C}}$$

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

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

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

$$= \frac{-RC^2\omega^2}{j\omega^3 C^2 + R(-\omega^2) + R + j\omega C - RC^2\omega^2}$$

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

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

FAMME CAR

$$\underline{Z_R} \parallel \underline{Z_C} = \frac{1}{\frac{1}{Z_R} + \frac{1}{Z_C}} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C}$$

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

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

En appliquant le pont diviseur de tension (v_s is $\neq 0$) :

$$Z_{eq1} = Z_R \parallel \underline{Z_C} = \frac{1}{\frac{1}{Z_R} + \frac{1}{\underline{Z_C}}} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C} = \frac{1 + jRC\omega}{j\omega C}$$

$$Z_{eq1} = Z_R \text{ en } \underline{Z_C} = R + \frac{1}{j\omega C} = \frac{jRC\omega + 1}{j\omega C}$$

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

Et en utilisant le pont diviseur :

$$\frac{V_C}{V_e} = \frac{\underline{Z_2}}{\underline{Z_1} + \underline{Z_2}} = \frac{1}{1 + \underline{Z_1} \underline{Y_2}}$$

↖ Conduite $\underline{Y_2} = \frac{1}{\underline{Z_2}}$

Développer les 4
termes, sans réduire
au même dénominateur
(parce pas
ajoutés de
complexité)

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

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

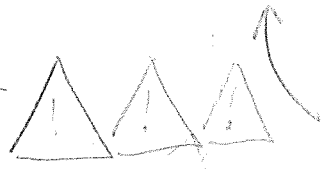
$$= \frac{1}{3 + jRC\omega + \frac{1}{jRC\omega}}$$

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

Il faut alors identifier avec la forme canonique des passe-bande

$$H(X) = \frac{H_0 \leftarrow \text{Gain}}{\dots}$$

$$\textcircled{1} + jQ \left(X - \frac{1}{X} \right)$$



OPÉRATIONS POUR LA FORME CANONIQUE

FORME CANONIQUE D'UN FILTRE PASSÉ-BANDE

$$\underline{H}(X) = \frac{V_s(X)}{V_o(X)} = \frac{H_0}{\textcircled{1} + jQ \left(X - \frac{1}{X} \right)} = \frac{H_0 X}{X + jQ X^2 - jQ}$$

$$\underline{H}(p) = \frac{V_s(p)}{V_o(p)} = \frac{H_0 p}{\textcircled{1} + jQ \left(\frac{p}{\cancel{p_0}} - \frac{\cancel{X} \omega_0}{p} \right)} = \frac{H_0 p}{p + jQ \frac{\omega_0}{\cancel{p_0}} + jQ \frac{p^2}{\cancel{X} \omega_0}}$$



CE N'EST PAS p_0 MAIS ω_0 !!!
 $X = \frac{p}{\omega_0} = \frac{j\omega}{\omega_0}$ d'où $\frac{j\omega}{\omega_0}$!!!

$$= \frac{H_0}{\textcircled{1} + jQ \left(\frac{p^2}{\cancel{p_0} p} - \frac{\omega_0^2}{\cancel{X} \omega_0} \right)}$$

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

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

TERME DU DEVIANT D'ORDRE PARALLELE
 COMPLEXE POUR UN PASSÉ-BANDE

UTILISATION DES POLES ET DES ZEROS:

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

$$H(p) = K \times \frac{\prod_i (p - z_i) \leftarrow \begin{matrix} \text{(zero)} \\ \text{INTEGRATEUR PUR} \end{matrix}}{\prod_j (p - p_j) \leftarrow \begin{matrix} \text{pole} \\ \text{DERIVATEUR PUR} \end{matrix}}$$

Formes canoniques
(1^{er} ordre)

Formes canoniques
(2^{ème} ordre)

SANS
CONTRE-REACTION
 $F(p) = \frac{V_s(p)}{V_e(p)}$
(FILTRE LINEAIRE
A VIDE)

Passe-Bas	Passe-Bande	Passe-Haut
$\frac{K}{1 + p/\omega_0}$	X	$\frac{K \frac{p}{\omega_0}}{1 + p/\omega_0}$
$\swarrow$ pas de zéros, $\nwarrow$ pôle au jw ₀	X	$\swarrow$ 1 zéro (z=0)
$\frac{K\omega_0}{p + \omega_0}$		$\frac{K(p - 0)}{p + \omega_0}$
$\uparrow$ 1 pôle = -ω ₀		$\uparrow$ 1 pôle (-ω ₀)

Passe-Bas	Passe-Bande	Passe-Haut
$\frac{K}{1 + \frac{p}{Q\omega_0} + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2}$	$\frac{K \frac{p}{Q\omega_0}}{1 + \frac{p}{Q\omega_0} + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2}$	$\frac{K \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2}{1 + \frac{p}{Q\omega_0} + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2}$
$\swarrow$ pas de zéros, $\nwarrow$ 2 pôles jw ₀	$\swarrow$ zéros z ₁ =0	$\swarrow$ 2 zéros z ₁ =0, z ₂ =∞
$\frac{K\omega_0^2}{(p - p_1)(p - p_2)}$	$\frac{K(p - 0)}{(p - p_1)(p - p_2)}$	$\frac{K(p - 0)(p - 0)}{(p - p_1)(p - p_2)}$

$$p_{1,2} = \frac{-\omega_0}{2Q} \pm j\omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$$

(IL S'AGIT DES MÊMES SOLUTIONS
QUE POUR LES OSCILLATEURS)

Avec un
ALI
(INSTABILITÉ
CONTRE-REACTION
POSITIVE)

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

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

$$H(p) = \frac{G_{ALI}}{1 + p\left(\frac{1}{\omega_{ALI}} + \frac{1}{\omega_0} + \frac{G_{ALI}K}{\omega_0}\right) + \frac{p^2}{\omega_{ALI}\omega_0}}$$

X

Complexé

Complexé Complexé Complexé

⇒ MAIS D'APRÈS LES DIAGRAMMES DE BODE DES FORMES RETENUES,
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

LIEN AVEC LA RÉPONSE IMPULSIONNELLE (RÉPONSE TEMPORELLE):

EN UTILISANT LE CRITÈRE DE BARTHOLOMEW POUR L'INSTABILITÉ:

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

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

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

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

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

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

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

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:

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

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

$$p \rightarrow \frac{d^n}{dt^n}$$

Rappels pour la Transformée de Fourier:

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

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

SI AUCUNE
FONCTION, IL
S'AUT OÙ UNE
CONSTANTE EN
SOMME (21)

DONC D'UNE IMPULSION
DIRAC !!!

En prenant $G(p) = \frac{G_{mi}}{1 + p/\omega_{mi}}$ / le critère de BARKHANS s'écrit :

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

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

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

Transformée de Laplace
inverse

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

OSCILLATIONS si LA RÉPONSE FORCÉE ANNULE LE TERME D'ATTÉNUATION DU
PASSE BANDE !!!

⇒ TROP COMPLEXE 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 (1/2) boucle du système]

Oscillation n le critère de Barkhausen peut s'appliquer :

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

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

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

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

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 :

$$\frac{d(g(t))}{dt} = \frac{1}{K} s'(t)$$

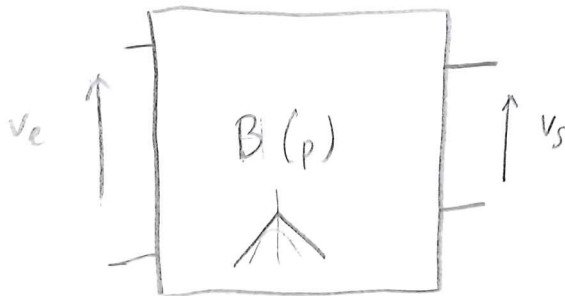
$$\Rightarrow g(t) = \left(\frac{1}{K} \right) s(t)$$

FORCAGE (= $V_0(t)$)

TERME D'AMORTISSEMENT

Impossible à régler
expérimentalement, c'est
donc le bruit qui fait
osciller l'oscillateur
d'où on se place
dans le domaine de cette
modélisation

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 TRAVÉ UNE

RELATION ENTRE $V_s(t)$ ET $V_e(t)$

DU SYSTEME POUR LES OSCILLATIONS

$\mathcal{L}(p) = U_e(p) + V_s(p)$

Méthode 1

$$\Rightarrow \omega_0^2 x_j(t) + \frac{\omega_0}{Q} x_j'(t) + x_j''(t) = \frac{K \omega_0}{Q} \tilde{x}_e(t)$$

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

Méthode 2

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

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

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

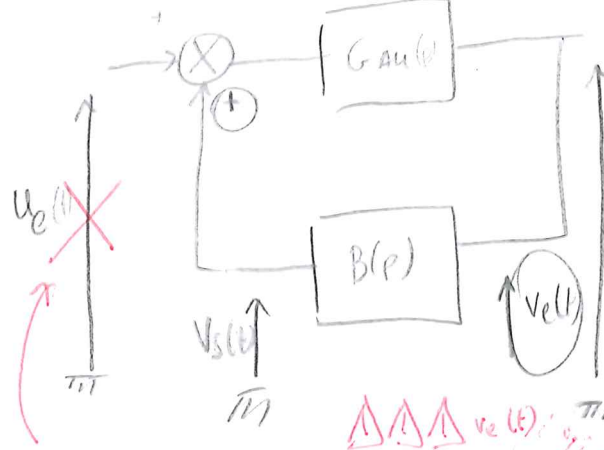
$$\text{alors } V_s(p) = \frac{1}{G_{Au}} \times V_e(p)$$

Oscillations si : $G_{Au}(p) \mathcal{E}(p) = 1$

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

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

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



et $V_s(t)$ sont inversés par rapport au schéma précédent !!

Pour un oscillateur autonome

SANS ENTRÉE $U_e(p)$, IL Y A UNE

$$\text{RELATION ENTRE } V_e(p) \text{ ET } V_s(p) : V_s(p) = \frac{1}{G_{Au}(p)} \times V_e(p)$$

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

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

De plus, on considère 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'oscillation 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

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

l'équation précédente devient :

$$\begin{aligned} \omega_0^2 v_s(t) + \frac{\omega_0}{Q} v_s'(t) + v_s''(t) &= \frac{K\omega_0}{Q} \frac{d(v_s(t) * G_0 \delta(t))}{dt} \\ \Rightarrow \omega_0^2 v_s(t) + \frac{\omega_0}{Q} v_s'(t) + v_s''(t) &= \frac{K\omega_0}{Q} G_0 \left(\frac{d(v_s(t))}{dt} \right) = \frac{K\omega_0}{Q} G_0 v_s'(t) \end{aligned}$$

le diviseur étant
l'élément neutre
de la convolution

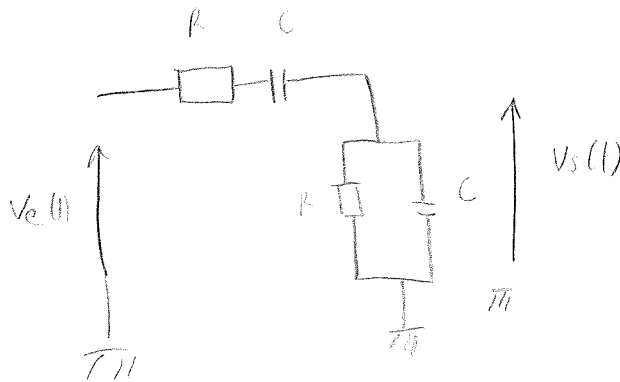
$$\Rightarrow \boxed{\omega_0^2 v_s(t) + \frac{\omega_0}{Q} (1 - KG_0) v_s'(t) + v_s''(t) = 0}$$

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

Oscillation uniquement pour le montage en rétroaction avec l'ALI et le porte-bande :

- Exemple de l'oscillateur à bande :

Fonction de transfert du filtre passe-bande :



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

PAR IDENTIFICATION AVEC LA

FORME CANONIQUE D'UN FILTRE

PASSE-BANDE (LE SEUL

FILTRE QUI PEUT OSCILLER)

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

$$\Rightarrow \begin{cases} H_0 = 1/3 \\ \omega_0 = \frac{1}{RC} \\ Q = 1/3 \end{cases} \triangle \triangle \triangle \text{ L'IDENTIFICATION DE } \omega_0 \text{ DOIT ÊTRE FAITE AVEC CARESSE ET D}$$

Système en rétroaction positive (oscillation possible) :

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

$$ou \geq 0$$

(Système instable par lui-même)

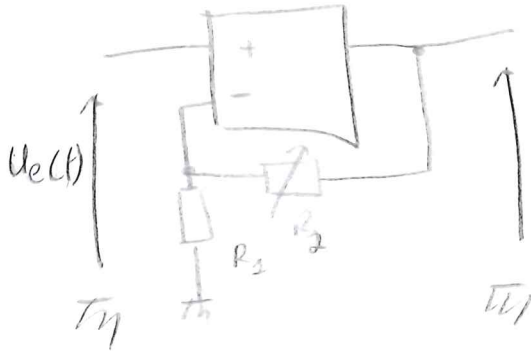
$$\Rightarrow \begin{cases} |H_0| = \frac{1}{|G_0|} \\ \arg(H_0) + \arg(G_0) = \pm \pi \end{cases}$$



En prenant $G_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ (montage amplificateur non inverseur dans le bande passante)
 $\Rightarrow$ indépendant de f)

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

R_2 est variable pour ajuster précisément le gain 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 AÏ SIMPLE (AÏ = Amplificateur Intégral)

IL EST POSSIBLE

DE DÉPASSER

CETTE VALEUR

POUR SE RAJOUTER

UNE MARGE DE

SÉCURITÉ (HAS DES

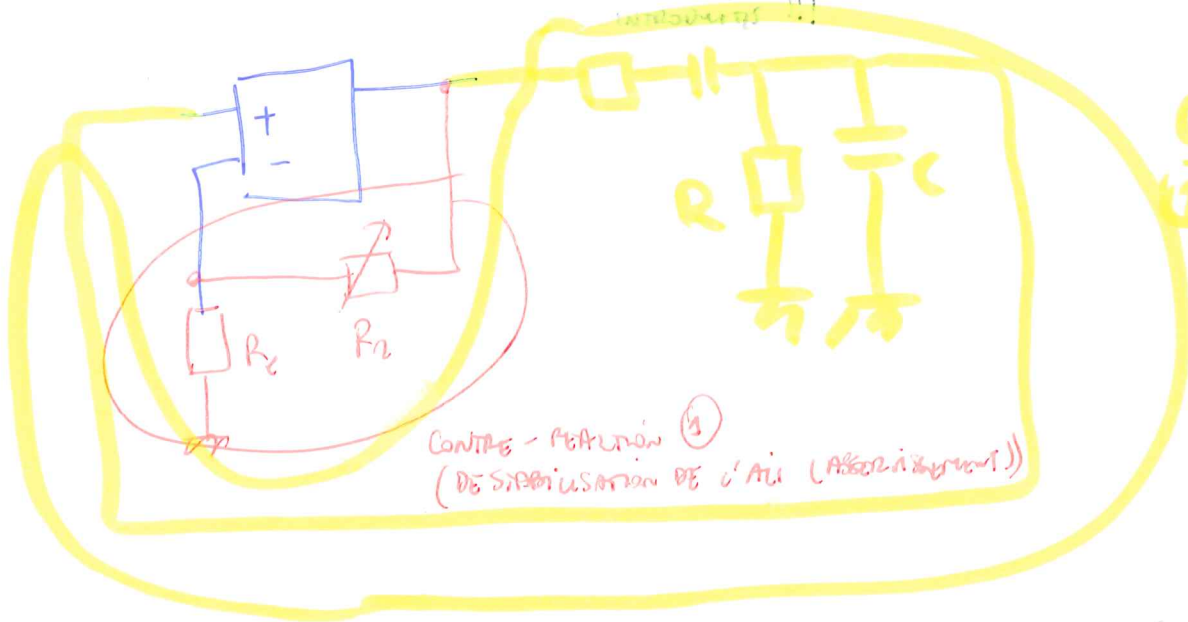
HARMONIQUES SONT

$\Rightarrow$ Pour réaliser un oscillateur il

FAUT AJOUTER UNE SECONDE

CONTRE-REACTION (CETTE FOIS

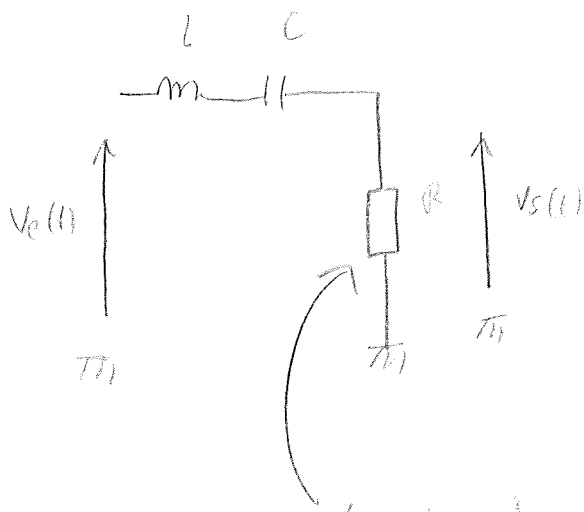
CI-D'INSTABILITÉ)



Contre-réaction
 d'instabilité
 pour faire
 osciller
 un AÏ

IL N'Y A AUCUNE GBF, LE CIRCUIT EST AMPLIFIÉ ET FAIT OSCILLER LE CIRCUIT (S'IL EST À LA FRÉQUENCE PROPRE DU FILTRE PASSÉ 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 on a d'un passe-bande

Pour trouver l'impédance Z_D (à l'origine nulle)

$$\frac{V_O}{V_e} = \frac{Z_D}{1 + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\left(\frac{L}{R}\right)\omega + \frac{1}{j\omega RC}}$$

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

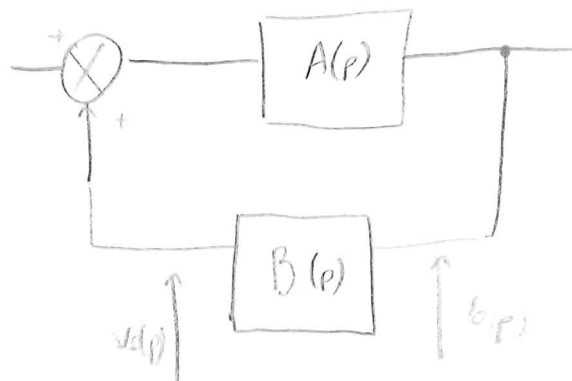
$\underbrace{\frac{1}{R} \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{C}}}_{Q} \quad \underbrace{j\omega \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{C}}}_{\frac{1}{\omega_0}} \quad \underbrace{\frac{1}{j\omega \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{C}}}}_{\omega_0}$

Pour vérifier l'oscillation de l'équation :

$\begin{aligned} Z &= RC \\ C' &= \frac{L}{R} \\ R &= LC \end{aligned}$

$$\frac{L}{R} = \frac{Q}{\sqrt{LC}}, \quad \omega_0 = \frac{\sqrt{LC}}{R}$$

Oscillation dans un système rebouclé de type :



Si le critère de Barkhausen est vérifié :

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

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

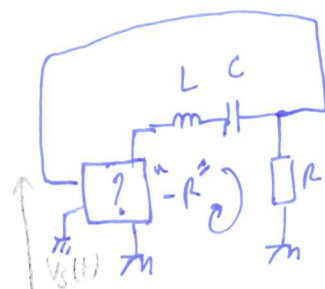
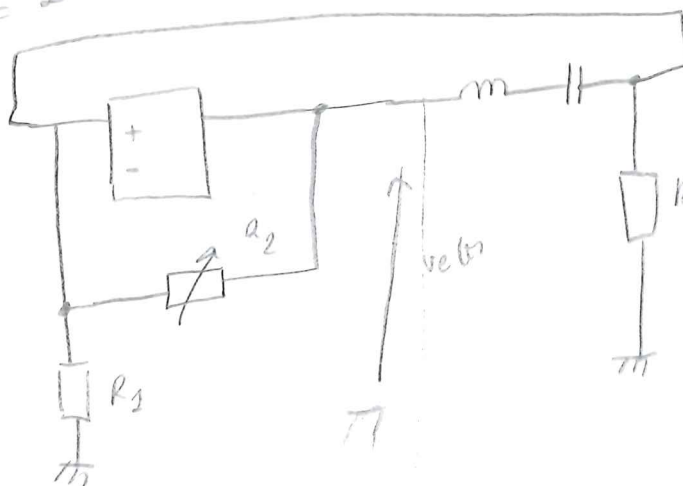
gain du filtre avec bande passante

$$\Rightarrow G = 2$$

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

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

(PAS D'ENTRÉE
EXTÉRIÈRE QUI
APPORTE
DE LA PUISSANCE)



CETTE MÉTHODE
D'OSCILLATION
PEUT ÊTRE AUSSI
VUE COMME
L'ANNULATION DE
R EN APPORTANT
UNE RÉISTANCE
NÉGATIVE

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

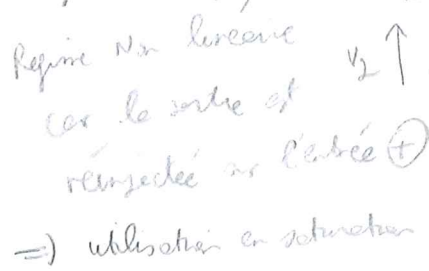
LA COMPENSATION DE L'ATTÉNUATION (TERME $\frac{\omega_0}{Q} \times 1$)
EST DÉJÀ INCLU DANS LE CRITÈRE DE BARKHAUSEN

PL: 3^{ème} retraction (essuyement de la phase à l'aide d'un essuie-tout
prévo. l'échappe avec un très faible bruit de phase)

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

l'état du système ne dépend pas que de l'entrée et de la sortie mais également

$V_1 \neq V_2$ (2^e) du chemin suivi)
 $V_1 \neq V_2 = \begin{cases} +V_{SAT} \\ -V_{SAT} \end{cases}$
 ② On n'a



$$\left\{ \begin{aligned} V_1 &= \frac{V_1 - 0}{2r} + \frac{V_1 - V_2}{R_1} + \frac{V_1 - V_2}{R} \\ V_2 &= \frac{V_2 - V_1}{R} + \frac{V_2 - V_2}{r} \end{aligned} \right.$$

Théorème de Millman:

$$V_3^- = \frac{V_1^- - V_2}{R} + \frac{V_1^- - V_1}{Z_c}$$

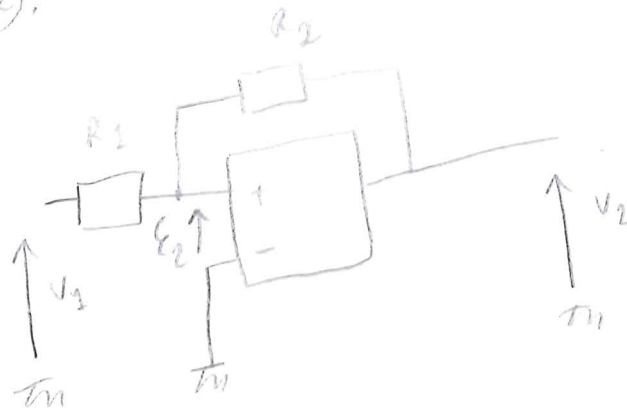
$$\cancel{R + j\omega} \quad \frac{1}{R + j\omega}$$

DE CONDUCTANCE D'autre part:

$$\rightarrow 10 =$$
$$\frac{\frac{V_2}{R} + V_2 j\omega C_w}{\frac{1}{R} + j\omega C_w}$$

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

Etude de l'ALT (2):



Comporter à Hysteresis

Hypothèse 1: $V_S = +V_{SAT} \Rightarrow E_2 \neq 0$ (PAS EN régime univarié)

$$\Rightarrow E_2 > 0$$

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

" 0 (relatif à la borne)

Théorème de Millman

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

$V_2 = V_{SAT}$

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

$$\Rightarrow V_1 > -\frac{R_1}{R_2} V_{SAT}$$

β

Hypothèse 2: $V_2 = -V_{SAT}$

$$\Rightarrow \varepsilon_2 < 0$$

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

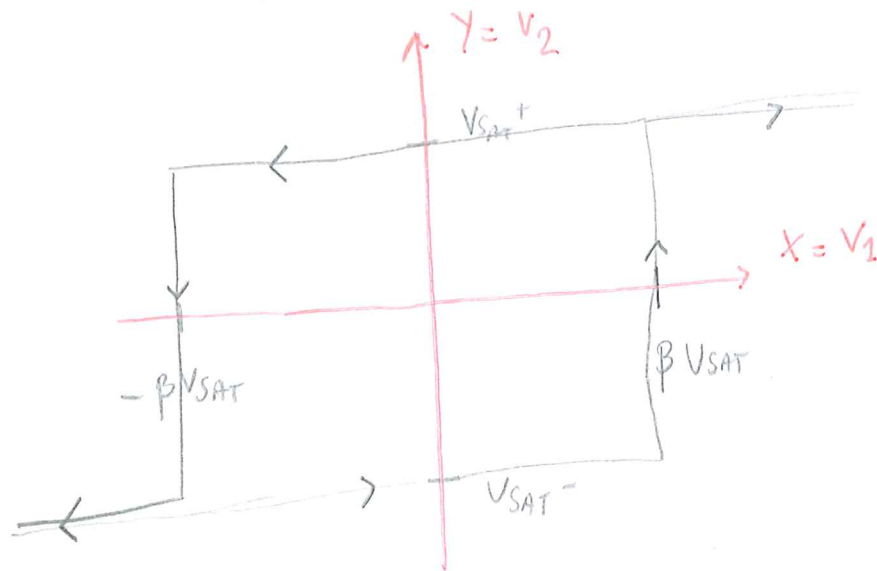
" (relié à la borne)

$$\Rightarrow \varepsilon_2 = \frac{R_2 V_1 - R_1 V_{SAT}}{R_1 + R_2} < 0$$

$$\Rightarrow V_1 < \frac{R_1 V_{SAT}}{R_2} = \beta V_{SAT}$$

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

DIAGRAMME XY :



Très bien expliqué sur [YouTube (Elecoring - Physique) / Electromagie - générateur de signaux - corrigé CCP Physique TSI 2018]

Hypothèse: $t < 0$ $V_2 = -V_{SAT} \Rightarrow E_2 < 0$ (LE PASSEMENT SYMMÉTRIQUE PEUT
Aussi ÊTRE PRIS)
et à $t=0$, on a un basculement $-V_{SAT} \rightarrow +V_{SAT}$

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

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

0 (lié à la norme)

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

(et) comme les 2 entrées sont couplées

$$V_1(t) = -\frac{1}{RC} \int V_2(t) dt + C$$

$$= -\frac{V_{SAT} t}{RC} + V_1(t=0)$$

Pour trouver $V_1(t=0)$, il faut se servir des hypothèses pour les t négatifs

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

(au basculement)

$$\Rightarrow V_2(t=0^-) = +\beta V_{SAT} = V_1(t=0^+) \quad \text{Car } V_2^- \text{ est aussi le}$$

tension aux bornes

de la capacité qui

est formée lorsque

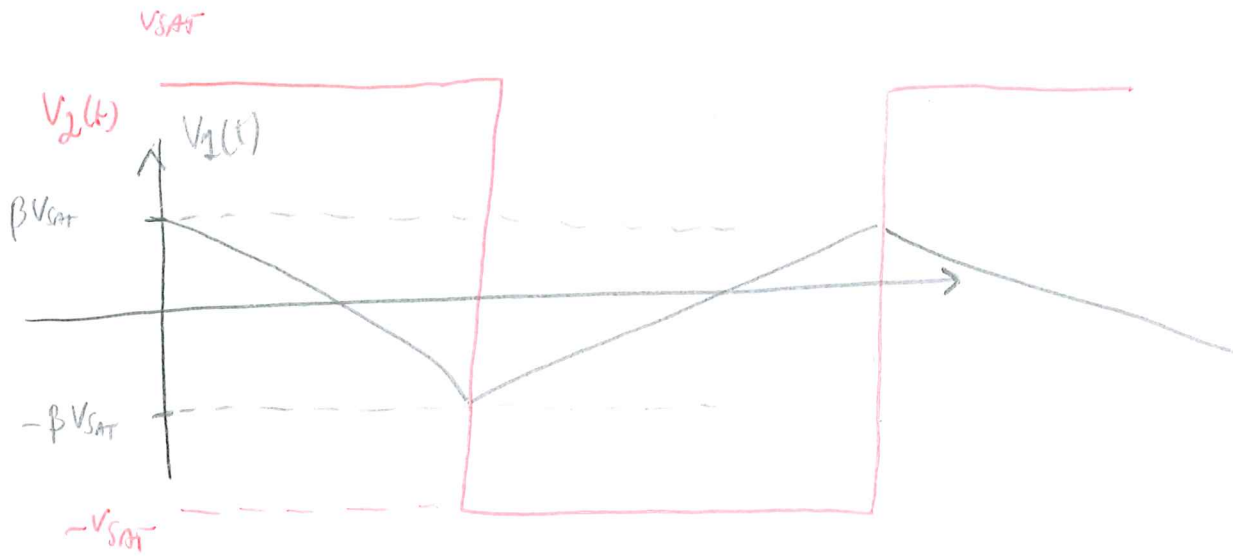
au cours du temps les

$$\Rightarrow V_2(t) = -\frac{V_{SAT} t}{RC} + \beta V_{SAT}$$

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

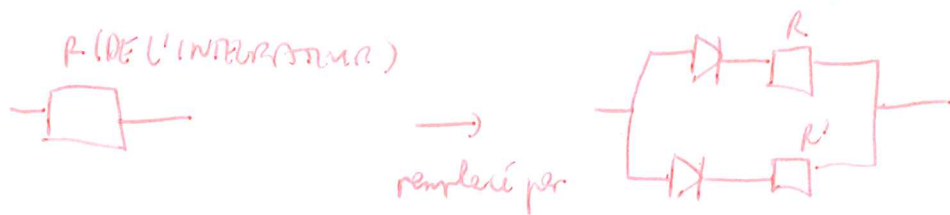
LATENCY)

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



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

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



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

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

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

Explication numérique

Circuit repos

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

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

Circuit couple :

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

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

