Université Ibn Zohr

Faculté des sciences d'Agadir

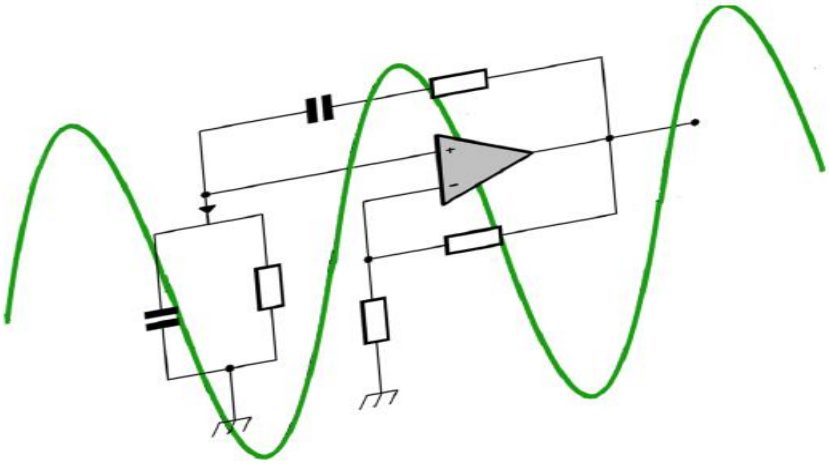
Département de physique

Filière : Sciences de la Matière Physique (SMP)

Licence S5

Support de cours :

Electronique analogique



Réalisé par :

Professeur ***Noureddine MAOUHOUB***

n.maouhoub@uiz.ac.ma

Année universitaire 2015-2016

Sommaire

***Chapitre I** : Les filtres actifs……..3*

***Chapitre I**I : La contre réaction……..17*

***Chapitre III** : Les oscillateurs sinusoïdaux……..26*

***Chapitre IV** : Les comparateurs et multivibrateurs astables……..36*

Références bibliographiques

Chapitre I : Les filtres actifs

I.1 Définitions

a- Fonction filtrage

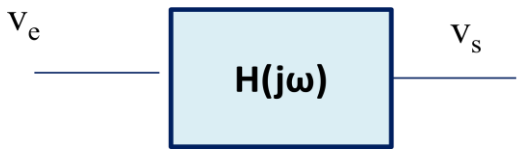
Le filtrage de fréquence assure la suppression des signaux de fréquences non désirée et conserver ou même amplifier, les signaux de fréquence désirée. Un filtre est donc un circuit électronique (un quadripôle) permettant de sélectionner une bande de fréquence.

b- Filtre actif/filtre passif

- **un filtre passif** est une combinaison de résistances, de condensateurs et/ou de bobines. Chacun de ces éléments subit les tensions et courants appliqués.
- **Un filtre actif** est un filtre comportant un élément amplificateur (Amplificateur opérationnel, transistor, etc) qui permet donc de modifier les amplitudes des signaux. Un filtre actif sera donc composé d'élément dépendant de la fréquence (C, L ou autres et d'un élément actif.

c- Fonction de transfert d'un filtre

La fonction de transfert d'un filtre ou gain complexe est le rapport du signal de sortie et celui d'entrée.



$$H(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)}$$

d- La fréquence de coupure d'un filtre actif

La fréquence de coupure est la fréquence pour laquelle le gain maximum est divisé par la racine carrée de 2 :

$$\left|H(j\omega_c)\right| = \frac{H_{max}}{\sqrt{2}}$$

Ou bien c'est la fréquence qui correspond à un gain en dB maximum à – 3dB

e- La bande passante d'un filtre actif

La notion de la bande passante est très déterminante dans l'étude d'un filtre. La bande passante correspond à l'intervalle de fréquence dans lequel le gain est supérieure à H_{max} – 3dB

I-2 Filtres actif du premier ordre

a- Filtre passe bas

La fonction de transfert d'un filtre passe bas du premier ordre se met sous la forme suivante:

$$H(j\omega) = \frac{k}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

Diagramme de Bode :

Le diagramme de Bode ou bien la réponse harmonique d'un filtre est le tracé à la fois du gain en décibel à l'échelle semi logarithmique et du déphasage en fonction de la fréquence ou bien en fonction de la pulsation.

Le gain en décibel de ce filtre est donné par :

$$H_{dB} = 20\log k - 10\log\left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)$$

Etude asymptotique :

Afin de donner une étude asymptotique de ce filtre, on étudie les trois cas suivants :

$\omega << \omega_0$: le gain en dB admet une asymptote horizontale qui prend la forme suivante :

$$H_{dB} = 20\log k = k_{dB}$$

$\omega >> \omega_0$: le gain en dB admet comme asymptote une droite de pente 20dB / décade :

$$H_{dB} = 20\log k - 20\log(\omega) + 20\log(\omega_0)$$

$\omega = \omega_0$: dans ce cas ω_0 est la pulsation de coupure et le gain en décibel prend la valeur suivante :

$$H_{dB} = 20\log k - 3 \text{ dB}$$

Le déphasage est donné par l'expression suivante:

$$\varphi = -\text{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

On distingue donc les trois asymptotes suivantes :

$\omega << \omega_0$: $\varphi = 0$; $\omega >> \omega_0$: $\varphi = -\pi/2$; $\omega = \omega_0$: $\varphi = -\pi/4$

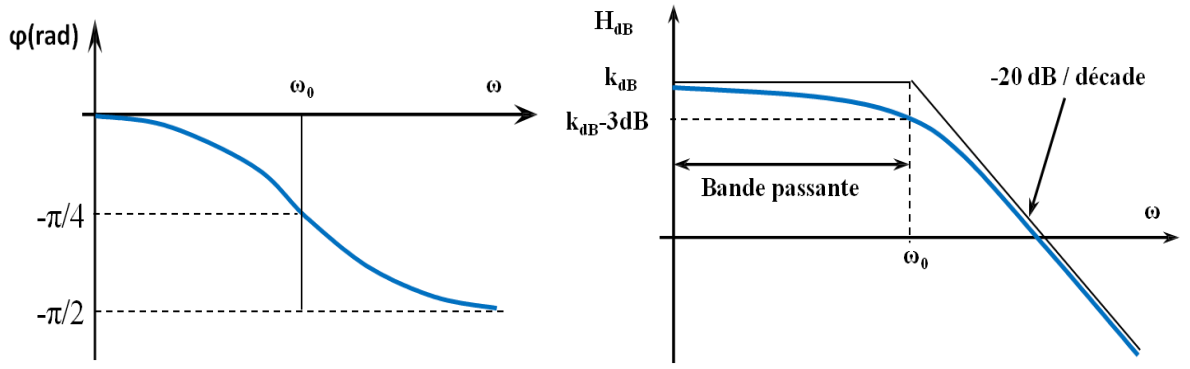
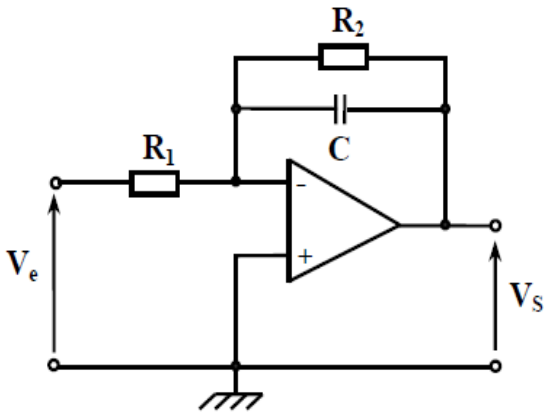
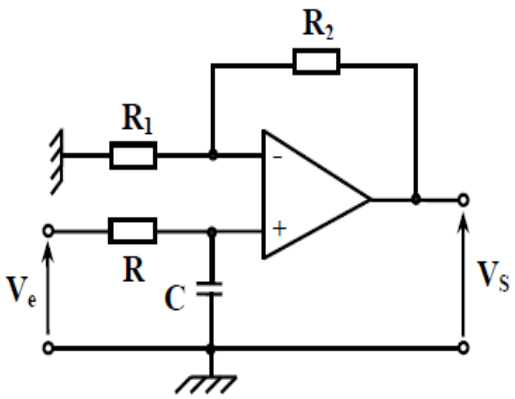


Figure I.1 : Diagramme de Bode d'un filtre passe bas

<u>Exemples de calcul de la fonction de transfert d'un filtre actif passe bas :</u>



$$H(j\omega) = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + jRC\omega}$$



$$H(j\omega) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + jRC\omega}$$

b- Filtre passe haut

La fonction de transfert d'un filtre passe haut du premier ordre se met sous la forme suivante:

$$H(j\omega) = k\frac{j\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

Le gain en décibel de ce filtre est donné par : $H_{dB} = kdB + 20\log\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) - 10\log\left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)$

<u>Etude asymptotique :</u>

$\omega << \omega_0$: le gain en dB admet comme asymptote une droite de pente 20 dB/décade :

$$H_{dB} = 20\log k + 20\log(\omega) - 20\log(\omega_0)$$

$\omega >> \omega_0$: le gain en dB admet une asymptote horizontale qui prend la forme suivante :

$$H_{dB} = 20\log k = k_{dB}$$

$\omega = \omega_0$: dans ce cas ω_0 est la pulsation de coupure et le gain en décibel prend la valeur suivante :

$$H_{dB} = 20\log k - 3 \text{ dB}$$

Le déphasage est donné par l'expression suivante: $\varphi = \frac{\pi}{2} - \text{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$

$\omega << \omega_0$: $\varphi = \pi/2$; $\omega >> \omega_0$: $\varphi = 0$; $\omega = \omega_0$: $\varphi = \pi/4$

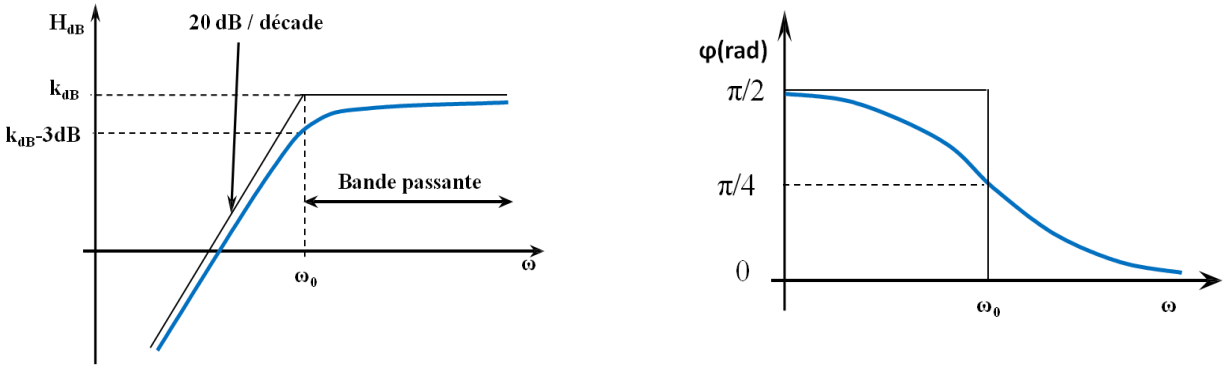
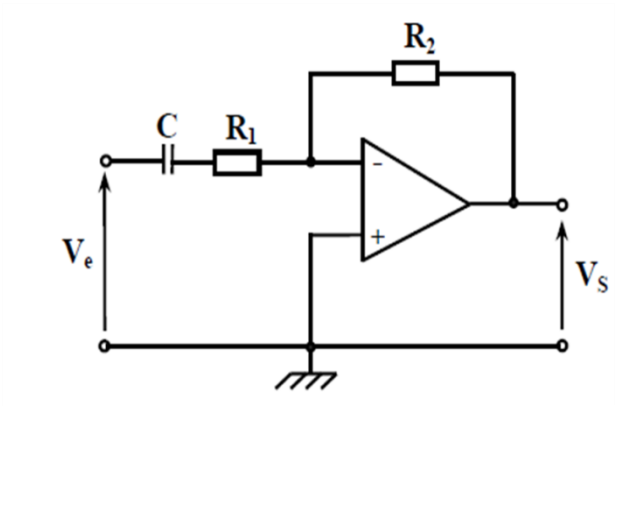
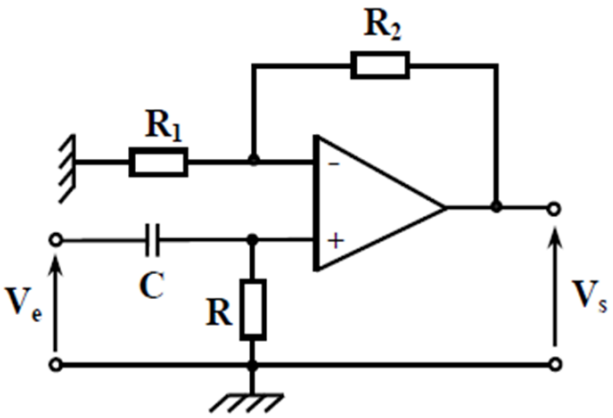


Figure I.2 : Diagramme de Bode d'un filtre passe haut

<u>Exemples de calcul de la fonction de transfert d'un filtre actif passe haut :</u>





$$H(j\omega) = \frac{-jR_2C\omega}{1 + jR_1C\omega}$$

$$H(j\omega) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega}$$

c- Filtre passe tout (filtre déphaseur)

Ce type de filtre laisse passer toutes les fréquences, il génère seulement un déphasage entre les signaux. Sa fonction de transfert prend généralement les deux formes suivantes :

$$H(j\omega) = \frac{1 - j\dfrac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_0}} \qquad \text{Ou} \qquad H(j\omega) = \frac{-1 + j\dfrac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_0}}$$

Le gain en décibel de ce filtre est toujours nul : $H_{dB} = 0$

Le déphasage est donné par l'expression suivante: $\varphi = -2\text{arctg}\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)$

$\omega << \omega_0$: $\varphi = 0$; $\omega >> \omega_0$: $\varphi = -\pi/2$; $\omega = \omega_0$: $\varphi = -\pi$

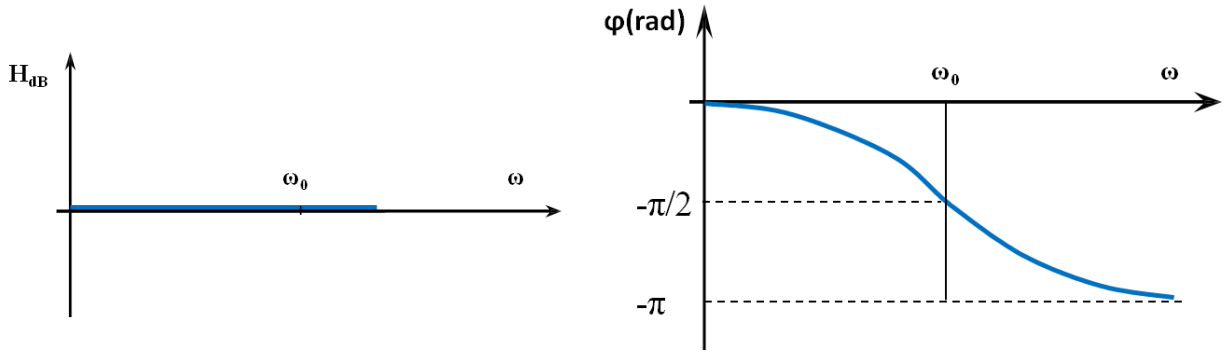
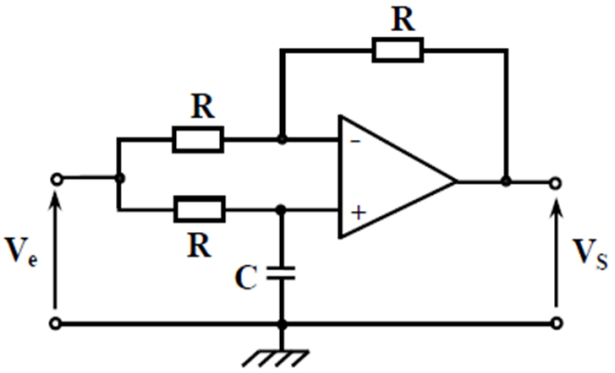
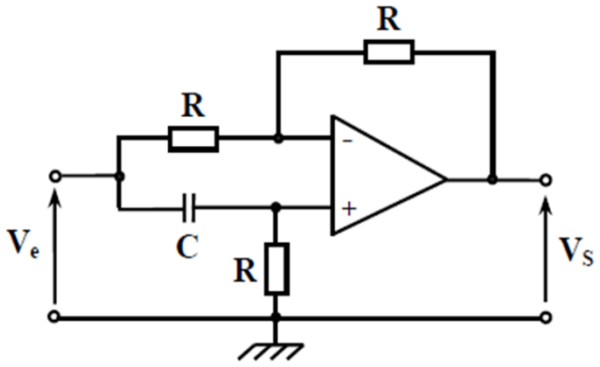


Figure I.3 : Diagramme de Bode d'un filtre passe tout

<u>Exemples de calcul de la fonction de transfert d'un filtre actif passe tout :</u>



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



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

I-3 Filtres actifs du deuxième ordre

I-3-1 Structures de quelques circuits classiques pour la réalisation des filtres actifs

a- Structure de Rauch

Parmi les structures utilisées pour la réalisation des filtres actifs de second ordre, on cite la structure de Rauch. Cette structure présente deux réactions entre la sortie et l'entrée (figure I.4).

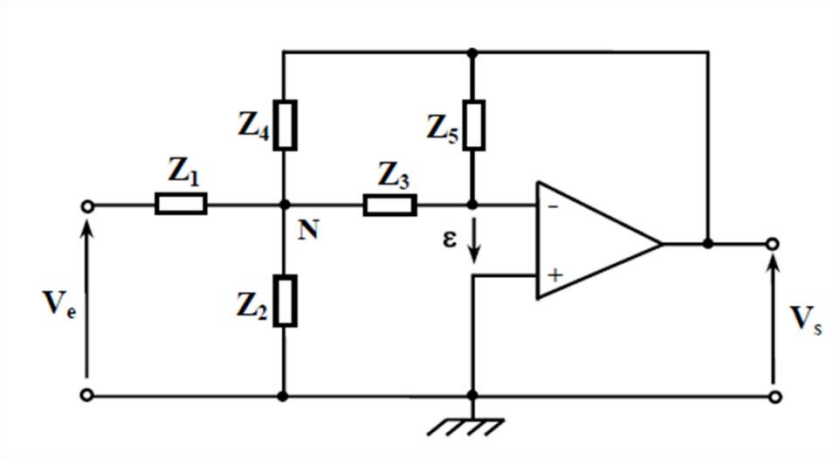


Figure I.4 : Filtre actif à base de la structure de Rauch

L'amplificateur opérationnel est supposé idéal : $V^+ = V^- = 0$

Le potentiel au point N s'écrit :

$$V_N = \frac{\frac{V_e}{Z_1} + \frac{V_s}{Z_4}}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_4}}$$

Le potentiel V^- est donné par :

$$V^- = \frac{\frac{V_N}{Z_3} + \frac{V_s}{Z_5}}{\frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_5}} = 0$$

Après quelques manipulations mathématiques, la fonction de transfert d'un filtre à base de la structure de Rauch prend la forme suivante

$$H(j\omega) = \frac{-Z_2 Z_4 Z_5}{Z_1 Z_2 (Z_3 + Z_4 + Z_5) + Z_3 Z_4 (Z_1 + Z_2)}$$

a- Structure de Sallen et Key

Le filtre actif à base d'une structure de Sallen et Key est donné par le montage suivant :

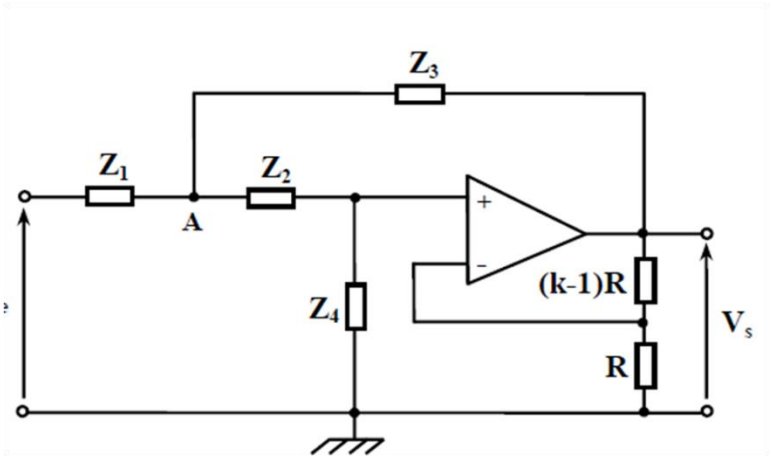


Figure I.5 : Filtre actif à base de la structure de Sallen et Key

On suppose toujours que l'amplificateur opérationnel est idéal. Le potentiel au point A est donné par :

$$V_A = \frac{\frac{V_e}{Z_1} + \frac{V_s}{Z_3} + \frac{V^+}{Z_2}}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3}}$$

Le potentiel V^+ et V^- en fonction du potentiel V_s s'écrit :

$$V^+ = V^- = \frac{\frac{V_s}{(k-1)R}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{(k-1)R}} = \frac{V_s}{k}$$

Après quelques manipulations mathématiques, l'inverse de la fonction de transfert (pour simplifier le calcul) d'un filtre à base de la structure de Sallen et Key prend la forme suivante :

$$\frac{1}{H(j\omega)} = \frac{1}{k}\left[1 + (1-k)\frac{Z_1}{Z_3} + \frac{Z_1}{Z_4} + \frac{Z_2}{Z_4} + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3 Z_4}\right]$$

I-3-2 Les fonctions de filtrage du second ordre

a-Filtre passe bas

La fonction de transfert d'un filtre passe bas du deuxième ordre prend la forme suivante :

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

m est le facteur d'amortissement du filtre (m est positif) et ω_0 est la pulsation propre du filtre.

On pose : $x = \frac{\omega}{\omega_0}$ (x s'appelle la pulsation réduite) et on prend comme hypothèse : $H_0 > 0$

Le gain en dB est donné par : $H_{dB} = 20\log H_0 - 10\log\left(\left(1-x^2\right)^2 + 4mx^2\right)$

Le déphasage est donné par : $\varphi = -\arctan\left(\dfrac{2mx}{1-x^2}\right)$

Trois cas à étudier selon la valeur de m :

m =1	m > 1	m <1
$H(j\omega) = \dfrac{H_0}{\left(1+j\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$ Racine double : deux filtres passe-bas du 1er ordre identiques en cascade	$H(j\omega) = \dfrac{H_0}{\left(1+j\dfrac{\omega}{\omega_1}\right)\left(1+j\dfrac{\omega}{\omega_2}\right)}$ Deux racines réelles : $\omega_1 = \omega_0\left(m-\sqrt{m^2-1}\right)$ et $\omega_2 = \omega_0\left(m+\sqrt{m^2-1}\right)$ deux filtres passe-bas du 1er ordre de pulsation de coupure ω_1 et ω_2 respectivement	Deux racines complexes $\omega_1 = \omega_0\left(m-j\sqrt{1-m^2}\right)$ $\omega_2 = \omega_0\left(m+j\sqrt{1-m^2}\right)$ l'existence d'une pulsation de résonance lorsque m < $1/\sqrt{2}$: $\omega_R = \omega_0\sqrt{1-2m^2}$ Le gain maximal est : $H_{max}(\omega_R) = \dfrac{H_0}{2m\sqrt{1-m^2}}$

Généralement la fréquence de coupure à -3dB dépend de la pulsation propre et du coefficient d'amortissement : $\omega_c = \omega_0\left(\sqrt{\left(2m^2-1\right)^2+1} - \left(2m^2-1\right)\right)^{\frac{1}{2}}$

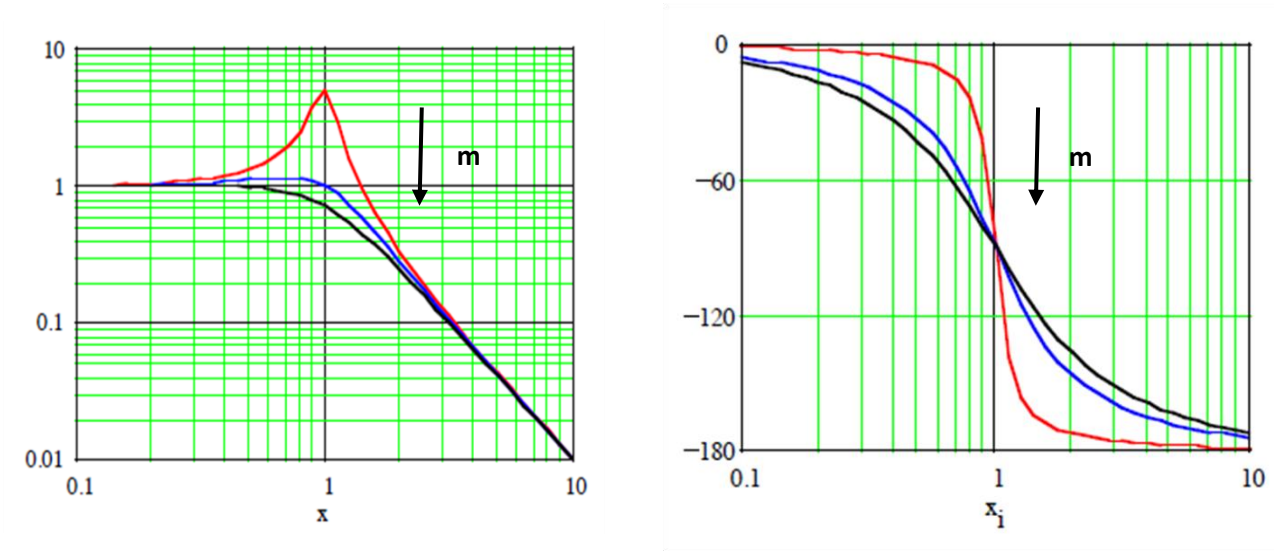
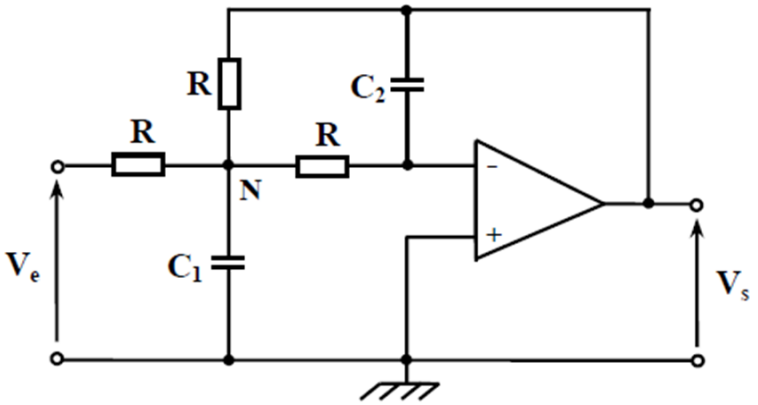


Figure I.6 : Diagramme de Bode d'un filtre passe bas du second ordre

<u>Exemples de calcul de la fonction de transfert d'un filtre actif passe bas du deuxième ordre :</u>

Structure de Rauch



La fonction de transfert :

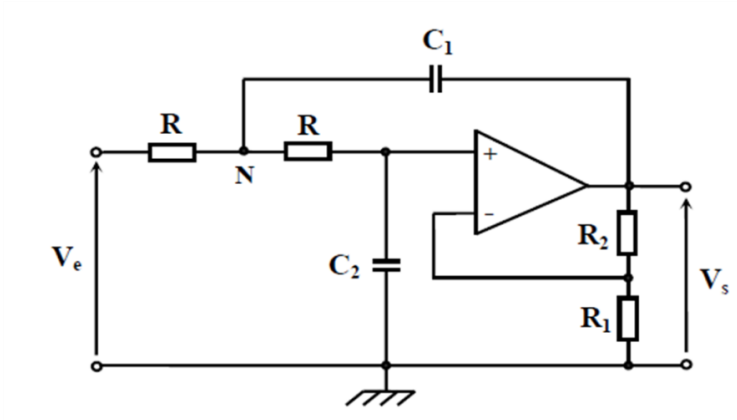
$$H(j\omega) = \frac{-1}{R^2C_1C_2(j\omega)^2 + 3RC_2(j\omega) + 1}$$

La pulsation propre :

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1C_2}}$$

Le facteur d'amortissement : $m = \frac{3}{2}\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$

Structure de Sallen et Key



La fonction de transfert : $$H(j\omega) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{R^2C_1C_2(j\omega)^2 + R(2C_2 - C_1\frac{R_2}{R_1})(j\omega) + 1}$$

La pulsation propre : $$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1C_2}}$$

Le facteur d'amortissement : $$m = \frac{2C_2 - C_1\frac{R_2}{R_1}}{2\sqrt{C_1C_2}}$$

b-Filtre passe haut

La fonction de transfert d'un filtre passe haut du deuxième ordre s'écrit sous la forme suivante :

$$H(j\omega) = H_0 . \frac{\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 2m\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right) + 1}$$

On prend comme hypothèse : $H_0 > 0$

Le gain en décibel de ce filtre s'écrit : $H_{dB} = 20\log H_0 + 40\log x - 10\log\left(\left(1-x^2\right)^2 + 4mx^2\right)$

Le déphasage est donné par : $\varphi = \pi - \arctan\left(\frac{2mx}{1-x^2}\right)$

Le diagramme de Bode du filtre passe-haut du deuxième ordre se déduit facilement de celui d'un passe-bas du deuxième ordre :

- Pour le gain, en effectuant une symétrie par rapport à la droite d'équation x = 1.
- Pour la phase, en effectuant une translation de π

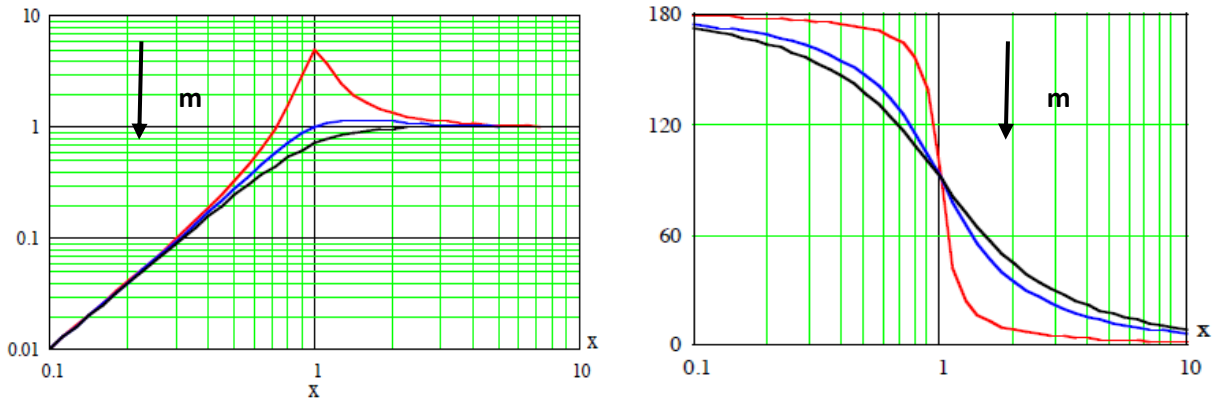
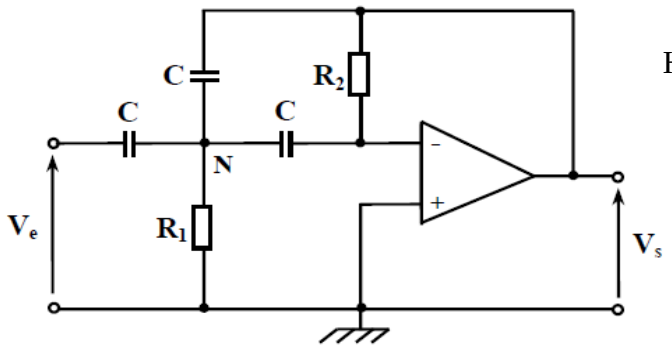


Figure I.7 : Diagramme de Bode d'un filtre passe haut du second ordre

<u>Exemples de calcul de la fonction de transfert d'un filtre actif passe bas du deuxième ordre :</u>

<u>*Structure de Rauch*</u>

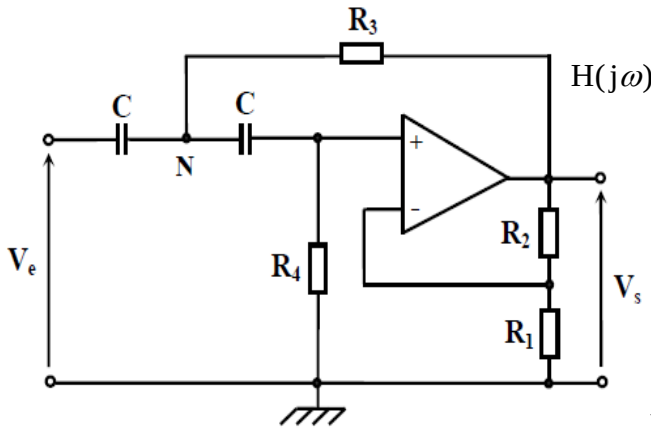


$$H(j\omega) = \frac{-C^2R_1R_2(j\omega)^2}{C^2R_1R_2(j\omega)^2 + 3R_1C(j\omega) + 1}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_1R_2}}$$

$$m = \frac{3}{2}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

Structure de Sallen et Key



$$H(j\omega) = K\frac{R_3R_4(jC\omega)^2}{R_3R_4(jC\omega)^2 + ((1-K)R_4 + 2R_3)(jC\omega) + 1}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_3R_4}} \qquad m = \frac{1}{2}\frac{(1+K)R_4 + 2R_3}{\sqrt{R_3R_4}}$$

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

c-Filtre passe bande

La fonction de transfert d'un filtre passe bande du deuxième ordre s'écrit sous la forme suivante :

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

Q est le facteur de qualité du filtre tel que Q = 1/ 2m

On prend comme hypothèse : $H_0 > 0$

Le gain en décibel de ce filtre s'écrit : $H_{dB} = 20\log H_0 + 20\log(2mx) - 10\log\left(\left(1-x^2\right)^2 + 4mx^2\right)$

Le déphasage : $\varphi = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{2mx}{1-x^2}\right)$

Le diagramme de Bode du filtre passe bande du deuxième ordre se déduit facilement de celui d'un passe-bas du deuxième ordre :

- Pour le gain, en ajoutant 20log(2mx) au gain du filtre passe-bas du deuxième ordre.
- Pour la phase, en effectuant une translation de π/2.

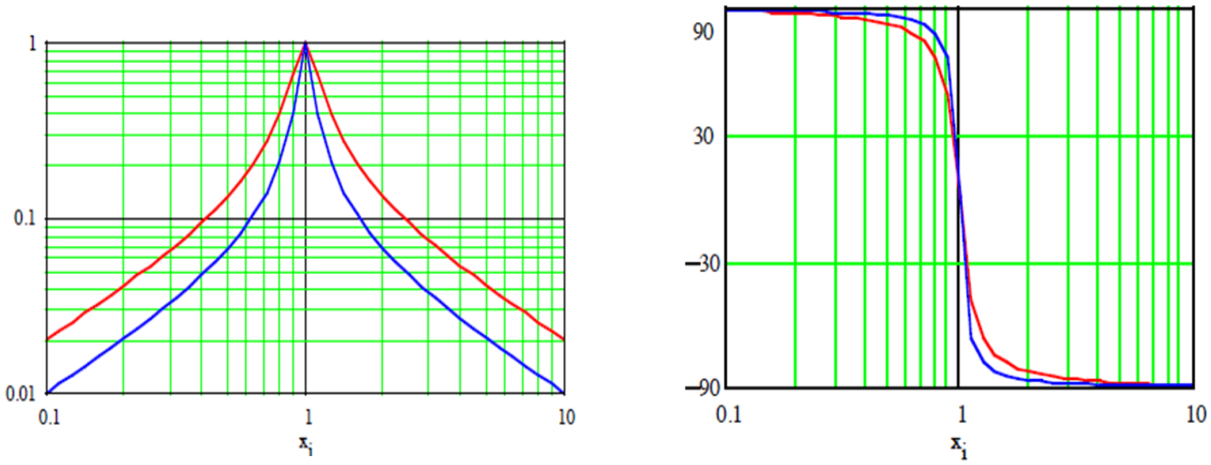
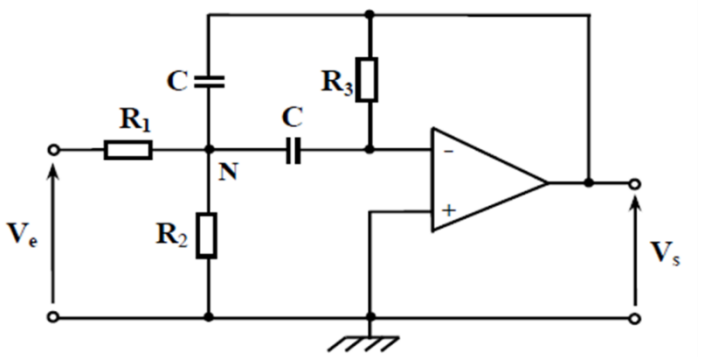


Figure I.8 : Diagramme de Bode d'un filtre passe bande du second ordre

<u>Exemples de calcul de la fonction de transfert d'un filtre actif passe bas du deuxième ordre :</u>

<u>Structure de Rauch</u>



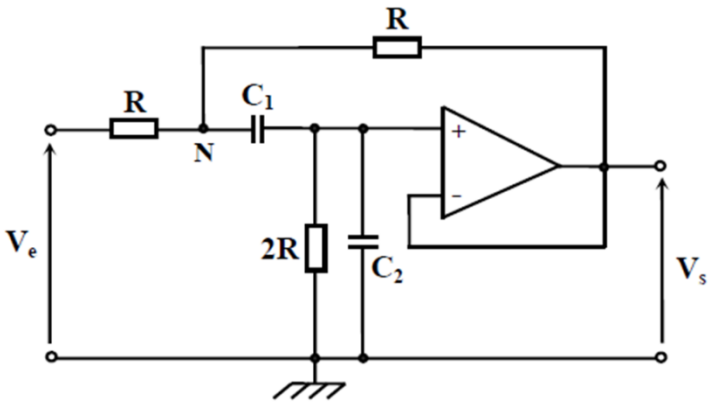
$$\omega_0 = \frac{\sqrt{1+\frac{R_1}{R_3}}}{C\sqrt{R_1R_2}}$$

$$m = \sqrt{\frac{R_1 // R_2}{R_3}}$$

$$H(j\omega) = \frac{-R_3}{R_1}\,\frac{2(jC\omega)(R_1 // R_2)}{R_3(R_1 // R_2)(jC\omega)^2 + 2(R_1 // R_2)(jC\omega) + 1}$$

<u>Structure de Sallen et Key</u>

<u>Exercice :</u> Exprimer la fonction de transfert du filtre ci-dessous en calculant ω_0 et m



d- Filtre réjecteur de bande (coupe bande)

La fonction de transfert d'un tel filtre du deuxième ordre s'écrit sous la forme suivante :

$$H(j\omega) = H_0 . \frac{1+\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 2m\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)+1}$$

On suppose que $H_0 > 0$

Le gain en dB est : $H_{dB} = 20\log H_0 + 20\log\left|1-x^2\right| - 10\log\left(\left(1-x^2\right)^2 + 4mx^2\right)$

Le déphasage est si x < 1: $\varphi = -\arctan\left(\frac{2mx}{1-x^2}\right)$

Si x > 1 $\varphi = \pi - \arctan\left(\frac{2mx}{1-x^2}\right)$

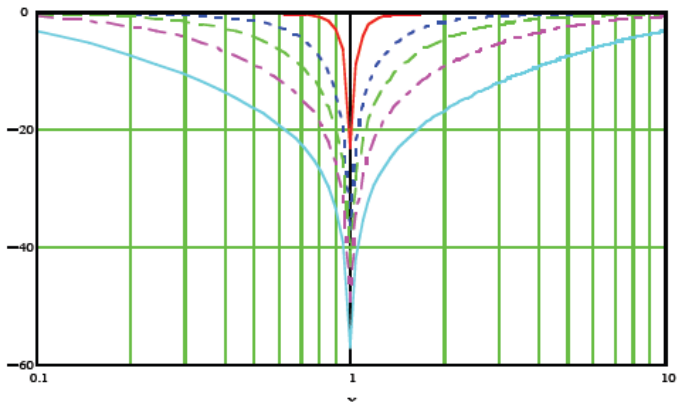
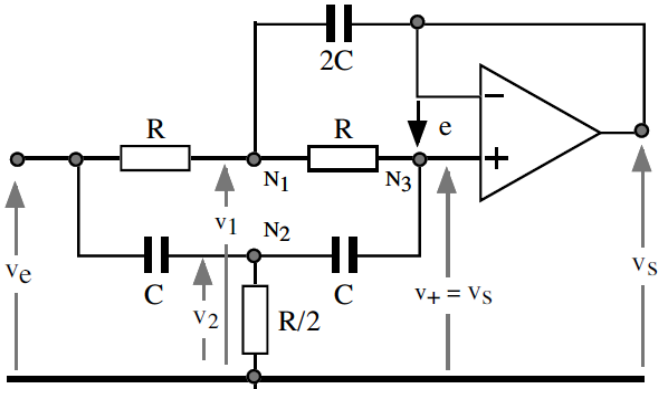


Figure I.9 : Diagramme du gain d'un filtre coupe bande du second ordre

NB : le diagramme de phase ressemble à celui d'un filtre passe bas du second ordre

<u>Exemple :</u>

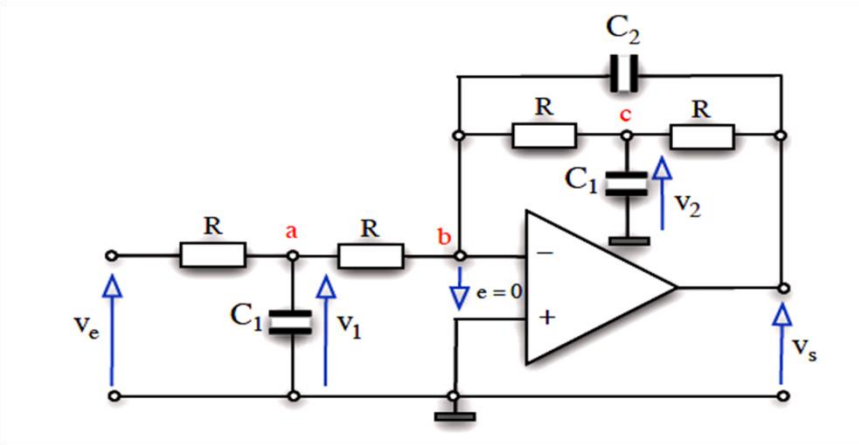


La fonction de transfert est : $H(j\omega) = \dfrac{1+(jRC\omega)^2}{(jRC\omega)^2 + 2(jRC\omega) + 1}$

I-3-3 Structures de filtres actifs utilisant un quadripôle

Ce sont des filtres qui utilisent deux quadripôles respectivement placés à l'entrée et en rétroaction sortie-entrée

<u>Exemple avec un filtre passe bas</u>



La fonction de transfert est donnée par : $H(j\omega) = \dfrac{-1}{1 + 2j\omega RC_2 + \left(j\omega R\sqrt{C_1C_2}\right)^2}$

Chapitre II : La contre réaction

II.1 Principe et définition

Le principe de la réaction est utilisé dans de très nombreux circuits électroniques. Il consiste à réinjecter une partie du signal de sortie d'un amplificateur à l'entrée du circuit pour le combiner avec le signal d'entrée extérieur.

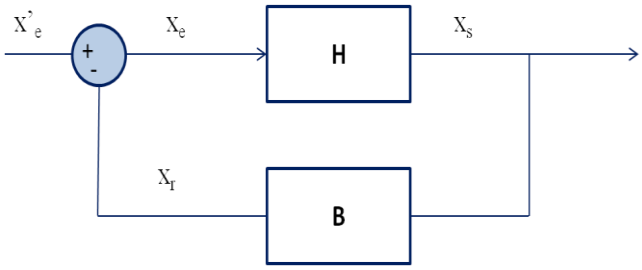


Figure II.1 : Schéma de base d'une contre réaction

La fonction de transfert du montage complet à contre réaction est donnée par la relation suivante: $H' = \frac{x_s}{x'_e} = \frac{H}{1+B.H}$

- B: taux de rétroaction
- BH : Gain de boucle
- 1+BH : Facteur de rétroaction

II. 2 Propriétés de la contre réaction

a- Sensibilité aux variations relatives du gain H

L'amplificateur de base H est généralement sensible aux variations de la température, aux paramètres de ses composantes, aux variations des tensions d'alimentations…

On exprime cette variation relative par dH/H. La variation relative de l'amplificateur avec contre réaction est donnée par:

$$\frac{dH'}{H'} = \frac{1}{1+B.H} \cdot \frac{dH}{H}$$

On constate que la contre réaction diminue la distorsion d'amplitude

Exemple : on prend un amplificateur de gain en boucle ouverte H = 10^5 utilisé dans un montage à contre réaction de gain H' = 100.

Supposons que la variation relative de l'amplification est dH/H=20%

Quelle la variation relative de l'amplitude du montage à contre réaction?

Réponse : dH'/H' = 0.02%

b- Elargissement de la bande passante

On considère une chaine directe qui présente une fonction de transfert de type passe bas du 1er ordre de pulsation coupure ω_c :

$$H(j\omega) = \frac{H_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}}$$

Si on applique à ce bloc une contre-réaction β réelle, on obtient une réponse harmonique de la forme :

$$H'(j\omega) = \frac{H(j\omega)}{1 + \beta.H(j\omega)} = \frac{H'_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega'_c}}$$

Avec $H'_0 = \frac{H_0}{1 + \beta.H_0}$ et $\omega'_c = \omega_c.(1 + \beta.H_0)$

On conclue que La contre réaction diminue le gain et élargis la bande passante

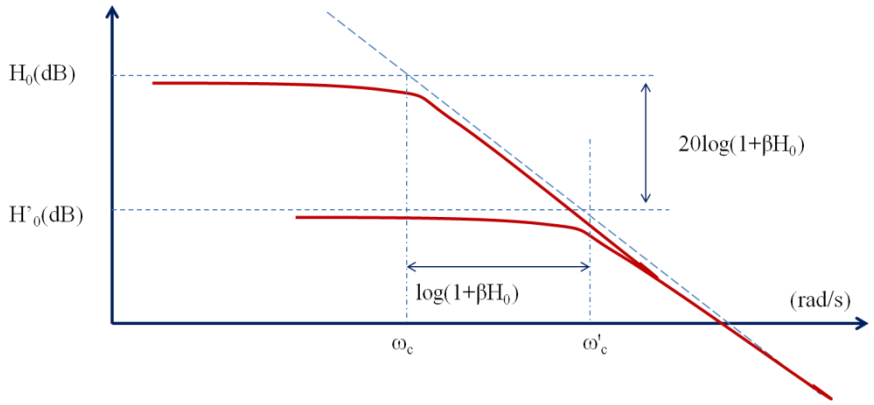


Figure II.2 : Effet de la contre réaction sur la bande passante

c- Distorsion harmonique

On suppose que l'amplificateur de base H génère de la distorsion harmonique en appliquant un signal sinusoïdale x_e parfait de fréquence f_0 et d'amplitude a_0. sa sortie x_s transmet la fréquence f_0 avec une amplitude Ha_0 mais génère aussi des harmoniques indésirables $2f_0$, $3f_0$ d'amplitude a_2, a_3

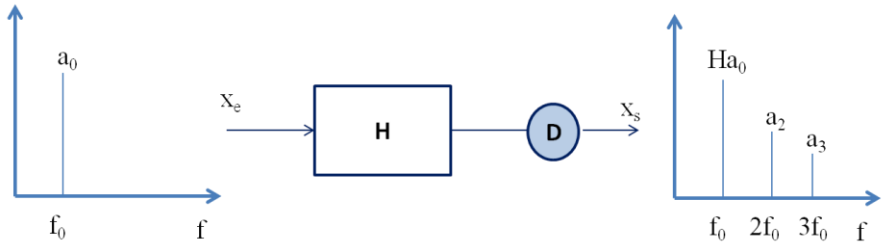


Figure II.3 : Distorsion harmonique dans un amplificateur

Pour illustrer ce phénomène, on place à la sortie de l'amplificateur un générateur D signature de la distorsion harmonique. Le montage avec contre réaction est le suivant :

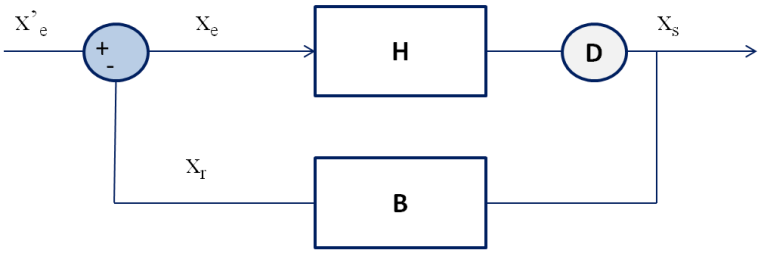


Figure II.4 : Contre réaction avec distorsion harmonique

La relation qui lie x_s et x'_e et qui prend en considération la distorsion harmonique est donnée par :

$$x_s = \frac{H}{1+B.H}x'_e + \frac{D}{1+B.H}$$

Donc la contre réaction réduit la distorsion harmonique

d- Réduction du bruit

On considère le montage avec contre réaction suivant en injectant une source de bruit N à la sortie

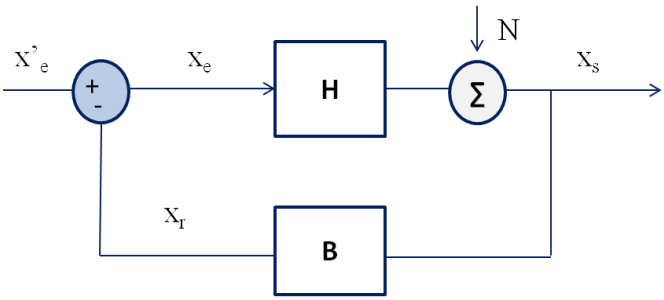


Figure II.5 : Contre réaction bruit à la sortie

La relation qui lie x_s et x'_e et qui prend en considération l'effet du bruit est donnée par

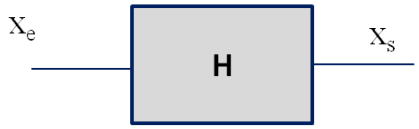
$$x_s = \frac{H}{1+B.H}x'_e + \frac{N}{1+B.H}$$

La contre réaction réduit le bruit à la sortie de l'amplificateur.

II.3 Les différents types de contre réaction

- **<u>types d'amplificateurs</u>**

Selon la nature du signal d'entrée x_e et du signal de sortie x_s , on peut distingué quatre types d'amplificateurs: amplificateur de tension, ampli de courant, ampli à transconductance et ampli à transrésistance.



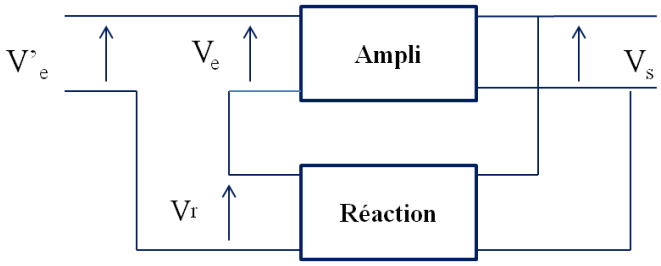
Signal x_e	Signal x_s	Ampli de type	Expression de H
tension	tension	tension	A_v
tension	courant	transconductance	G_m
courant	tension	transrésistance	R_m
courant	courant	courant	A_i

Tableau I.1 : Les différents types d'amplificateurs

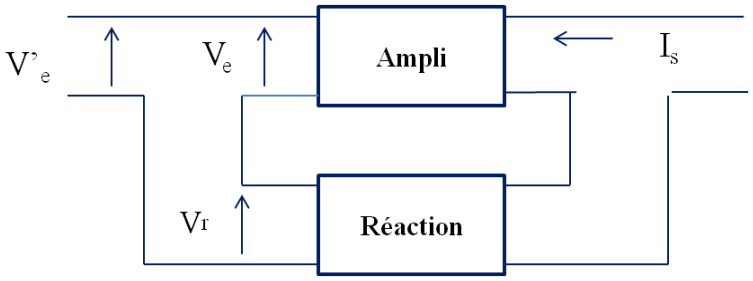
- **Les quartes types de contre réaction**

La contre réaction est réalisée en tension ou en courant avec un couplage à l'entrée parallèle ou série. On parvient ainsi aux quatre montages suivants:

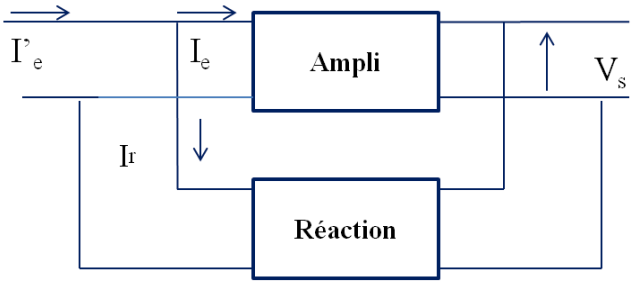
- Contre réaction à entrée série et sortie parallèle. (appelée également série/parallèle ou tension/tension)



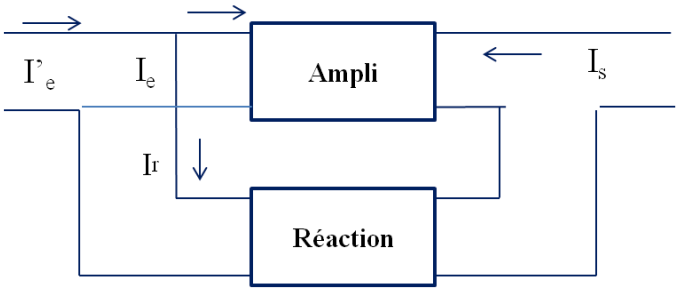
- Contre réaction à entrée série et à sortie série. (appelée également série/série, ou courant/tension)



- Contre réaction à entrée parallèle et sortie parallèle. (appelée également parallèle/ parallèle ou tension/courant)



- Contre réaction à entrée parallèle et à sortie série. (appelés également parallèle /série, ou courant/courant)



II.4 Calcul des impédances d'un amplificateur avec contre réaction idéale

<u>On considère les hypothèses simplificatrices suivantes :</u>

- Amplificateur H unidirectionnel (de l'entrée vers la sortie).
- Circuit de réaction B unidirectionnel (de la sortie vers l'entrée).
- L'entrée et la sortie de l'amplificateur ne sont pas chargées par des impédances aux accès du quadripôle de réaction B.
- L'impédance interne Ri de la source d'entrée à une valeur idéale.
- L'impédance Zc de la charge de sortie a une valeur idéale, afin de ne pas influencer le taux de réaction :

  − sortie à connexion série : la charge de sortie a une impédance nulle (Zc=0).

  − sortie à connexion parallèle : la charge de sortie a une impédance infinie (Zc=∞)

a- Cas d'une contre réaction tension / tension (Amplificateur de tension)

<u>Amplificateur sans contre réaction</u>

L'amplificateur est modélisé en entrée par une impédance d'entrée Ze et en sortie par un générateur de gain Av. Ve et d'impédance de sortie Zs

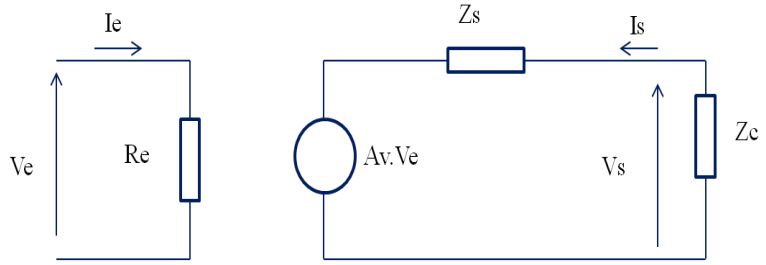
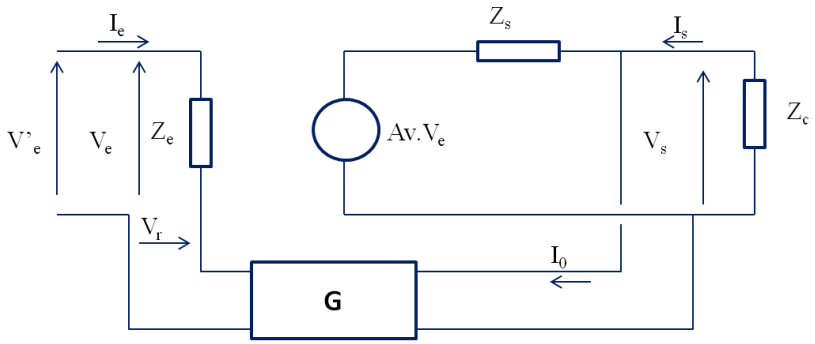


Figure II.6 : schéma équivalent d'un amplificateur de tension

On a :

$$V_e = Z_e.I_e \qquad \text{et} \qquad V_s = A_v.V_e + Z_s.I_s$$

<u>Amplificateur avec contre réaction</u>



<u>Hypothèse</u> *: Le quadripôle G de la chaine de retour est supposé idéal ($I_0 = 0$)*

- ***<u>Calcul d'impédance d'entrée</u>***

On a : $V_s = A_v.V_e + Z_s.(I_s - I_0) \approx A_v.V_e + Z_s.I_s$

$$V_s = -Z_c.I_s$$

$$V_r = G.V_s$$

$$V'_e = V_e + V_r$$

Après quelques manipulations mathématiques on trouve :

$$Z'_e = \left(1 + \frac{G.A_v}{1+\varepsilon}\right).Z_e$$

Avec $\varepsilon = \dfrac{Z_s}{Z_c}$

- ***<u>Calcul d'impédance de sortie</u>***

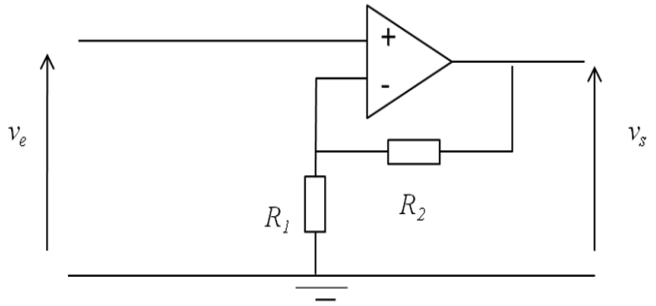
$$V_s = \frac{A_v}{1+G.A_v}.V'_e + \frac{Z_s}{1+G.A_v}.I_s = A'_v.V'_e + Z'_s.I_s$$

Donc $$Z'_s = \frac{Z_s}{1+G.A_v}$$

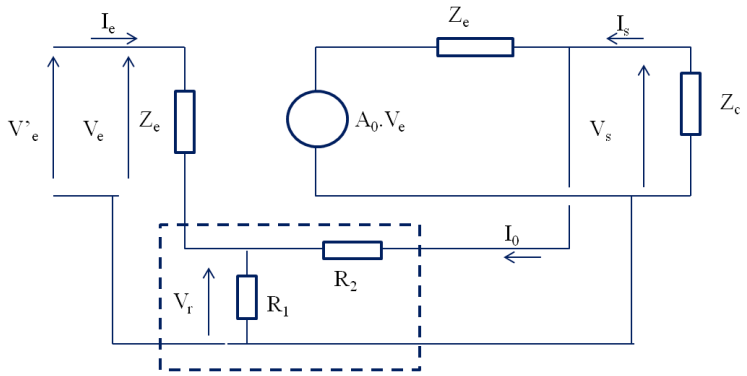
On remarque que la contre réaction tension / tension diminue le gain, augemente l'impédance d'entrée et diminue l'impédance de sortie

Exemple

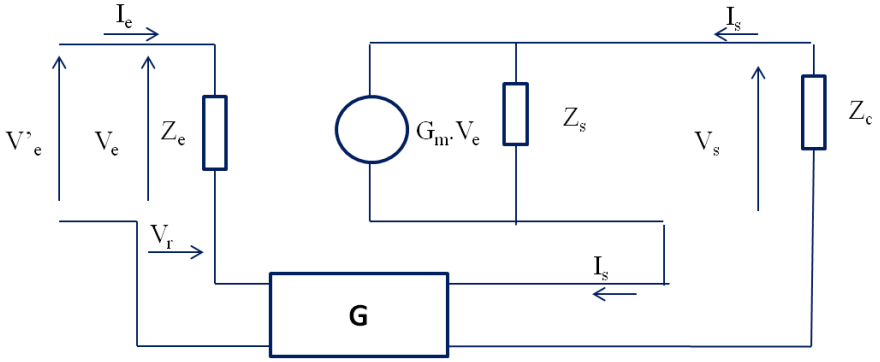
Le montage d'un amplificateur opérationnel inverseur est un exemple simple d'une contre réaction tension tension (voir TD):



L'amplificateur opérationnel A_0 monté en non inverseur est soumis à une contre réaction tension/tension



b- Cas d'une contre réaction courant/ tension (Amplificateur à transconductance)



Hypothèse: *le quadripôle G de la chaine de retour est supposé idéal*

- ***Calcul d'impédance d'entrée***

On a : $G = \frac{V_r}{i_s}$

$$V'_e = V_e + V_r$$

$$V_s = -Z_c.I_s$$

$$i_s = G_m.V_e + \frac{V_s}{R_s}$$

L'impédance d'entrée est donnée par : $Z'_e = Z_e.\left(1 + \frac{G.G_m}{1 + \frac{Z_c}{Z_s}}\right)$

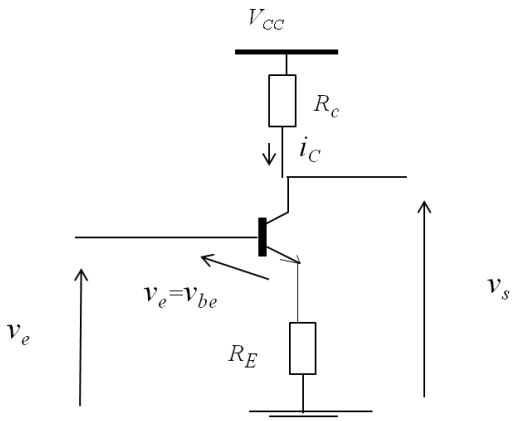
- ***Calcul d'impédance de sortie***

$$i_s = \frac{G_m}{1 + G.G_m}.V'_e + \frac{1}{Z_s.(1 + G.G_m)}V_s = G'_m.V'_e + \frac{V_s}{Z'_s}$$

L'impédance de sortie est donnée par : $Z'_s = Z_s.(1 + G.G_m)$

Exemple :

Le montage d'un transistor monté en collecteur commun est un exemple simple d'une contre réaction courant tension: $G = R_E$

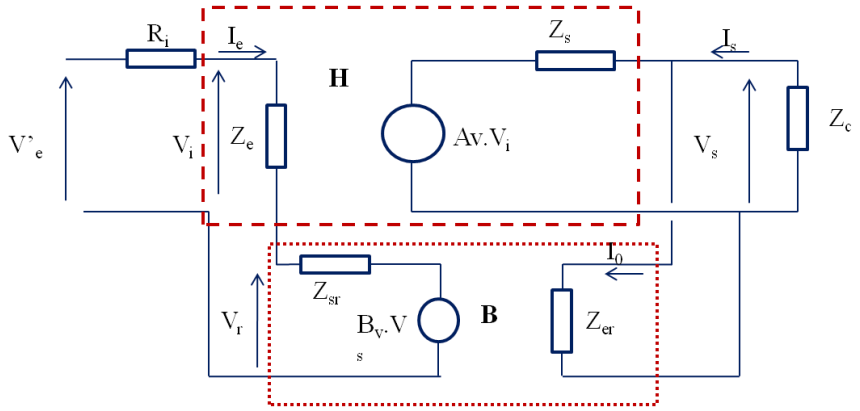


II.5 Contre réaction non idéale (contre réaction réelle)

Dans le cas d'une contre réaction réelle les hypothèses simplificatrices que nous avons abordé dans le partie précédente ne sont plus vérifiés

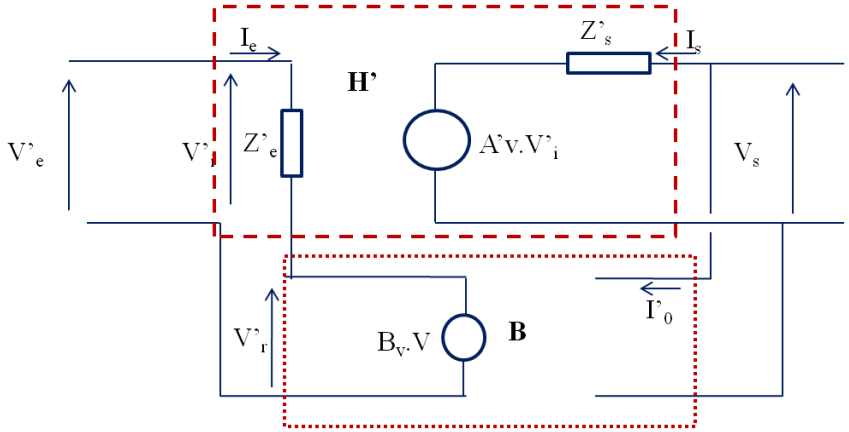
- ***Transformation d'une configuration réelle***

L'objectif est de montrer qu'il est possible, par une suite de transformation, de ramener une configuration quelconque non-idéale en une configuration idéale. On se place ici dans le cas d'une réaction série-parallèle.



Après transformation on obtient le quadripôle modifié H' tel que :

$$Z'_e = R_i + Z_e + Z_{sr} \qquad Z'_s = Z_s // Z_{er} // Z_C \qquad A'v = \frac{Z_e.Z'_s}{Z'_e.Z_s}.Av$$



<u>Gain du montage complet</u> $A''v = \dfrac{A'v}{1+BA'v}$

<u>Impédance d'entrée</u> $Z''_e = Z'_e.(1+BA'v)$

<u>Impédance de sortie</u> $Z''_s = \dfrac{Z's}{1+BA'v}$

III.1 Principe de l'oscillateur sinusoïdal à réaction

L'oscillateur sinusoïdal à réaction est un système bouclé placés volontairement dans un état d'instabilité. Il est constitué d'une chaîne directe A(jω) apportant de l'amplification et d'un quadripôle de réaction B(jω).

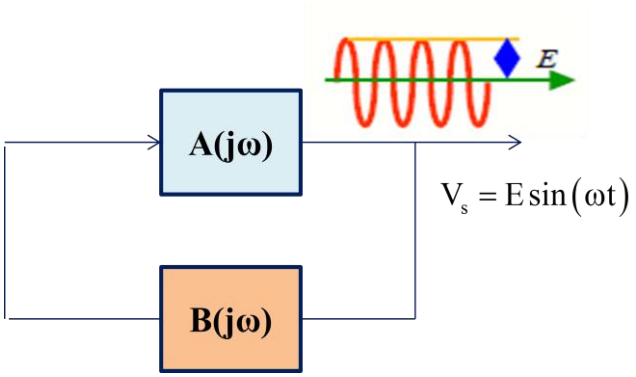


Figure III.1 : Schéma de base d'un oscillateur à réaction

Ce schéma bouclé donne la relation suivante : $(1 - A(j\omega).B(j\omega)).V_s(j\omega) = 0$

Le signal V_s doit être non nul, donc on peut écrire : $T(j\omega) = A(j\omega).B(j\omega) = 1$

<u>Critère de *BARKHAUSEN ou condition d'auto-oscillation.*</u>

Pour qu'un système bouclé oscille, il faut qu'il existe une fréquence f_0 ou une pulsation ω_0 pour laquelle le gain de boucle soit égal à 1 : c'est la condition de Barkhausen :

$$|A(j\omega_0).B(j\omega_0)| = 1 \qquad \arg(A(j\omega_0).B(j\omega_0)) = 2k\pi$$

La première condition est une condition d'entretien des oscillations. La deuxième condition sur l'argument donne une information sur la pulsation d'oscillation (les imaginaires sont nuls)

<u>Condition de démarrage des oscillations.</u>

- À la mise sous tension d'un système bouclé possédant une fréquence f_0 à laquelle la condition de Barkhausen est vérifiée, l'oscillation ne démarre pas
- Si on augmente un peu le gain de la chaîne directe, une sinusoïde d'amplitude croissante apparaît en sortie

- Lorsque le régime transitoire est terminé, son amplitude finit par se stabiliser

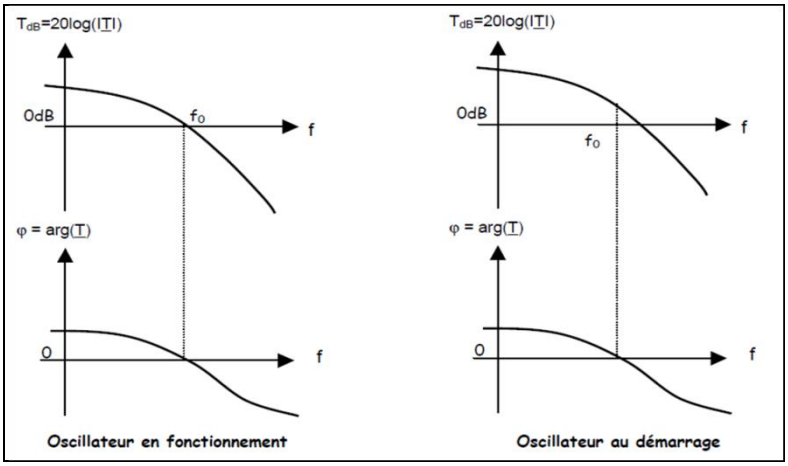


Figure III.2 : Condition de démarrage d'un oscillateur à réaction

Avec T= A.B (fonction de transfert en boucle ouverte FTBO)

Remarque : Pour que l'oscillation puisse démarrer, il faut avoir, au moment de la mise sous tension de l'oscillateur, une amplification un peu supérieure à l'atténuation du quadripôle de réaction

III.2 Principaux types d'oscillateurs à réaction

a- Oscillateur à pont de Wien

Le quadripôle de réaction (R,C) est appelé « pont de Wien »

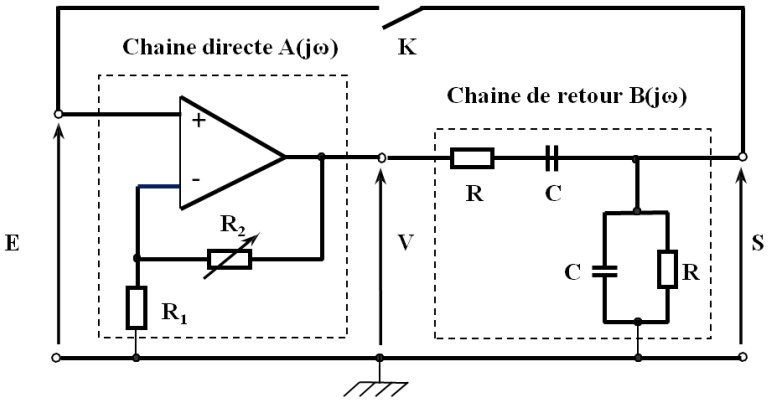


Figure III.3 : Oscillateur à pont de Wien

<u>Chaîne directe</u>

$$A(j\omega) = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

<u>Chaîne de retour</u> :

$$B(j\omega) = \frac{jRC\omega}{1 + 3jRC\omega + (jRC\omega)^2}$$

<u>Condition d'oscillation</u>: on ferme l'interrupteur K

$$R_2 = 2R_1 \qquad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

On trouve à la sortie un signal s(t) quasi sinusoïdal, de fréquence f_0, à condition que $R_2 > 2R_1$.

b- Oscillateur déphaseur

Le quadripôle de réaction est un circuit à résistance et capacité qui fournit un déphasage entre la sortie est l'entrée

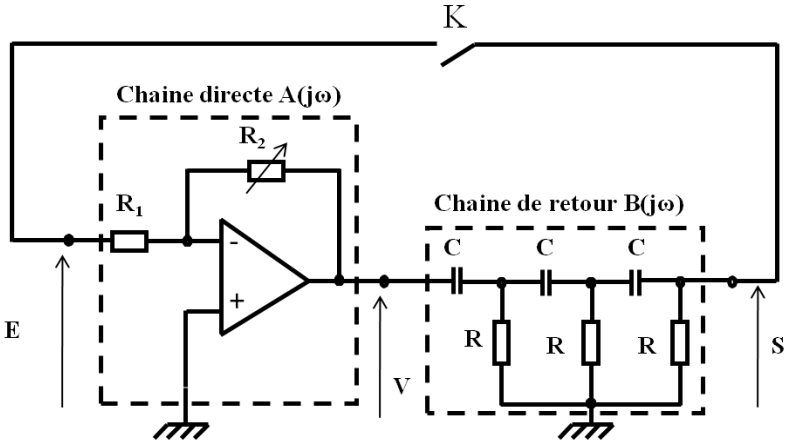


Figure III.4 : Oscillateur à réseau déphaseur

<u>Chaîne directe</u> :

$$A(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1}$$

<u>Chaîne de retour</u> :

$$B(j\omega) = \frac{(jRC\omega)^3}{1 + 5(jRC\omega) + 6(jRC\omega)^2 + (jRC\omega)^3}$$

<u>Condition d'oscillation</u>: on ferme l'interrupteur K

$$R_2 = 29R_1 \qquad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$$

On trouve à la sortie un signal s(t) quasi sinusoïdal, de fréquence f_0, à condition que $R_2 > 29R_1$

c- Oscillateur Colpitts

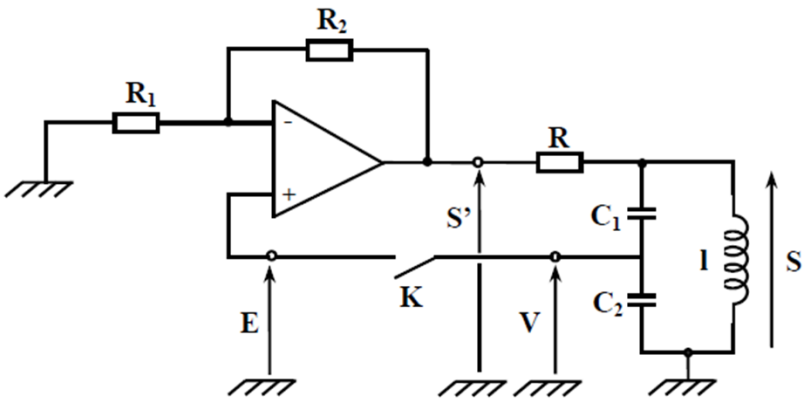


Figure III.5 : Exemple d'oscillateur Colpitts

Chaîne directe :

$$A(j\omega) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{1}{1 + R\left(jC_e\omega + \frac{1}{jl\omega}\right)}\right)$$

Chaîne de retour :

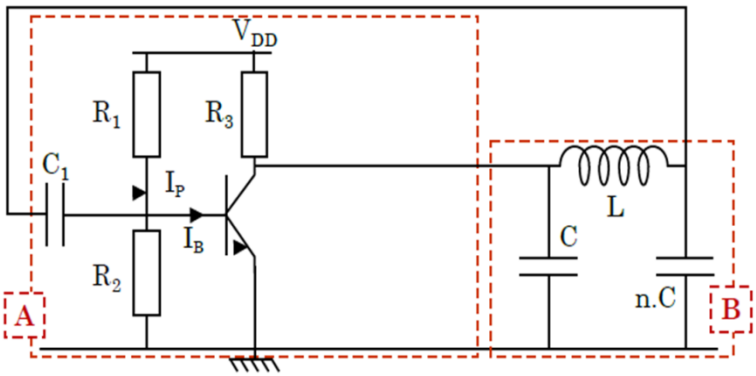
$$B(j\omega) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{C_e}{C_2} \qquad C_e = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Condition d'oscillation: on ferme l'interrupteur K

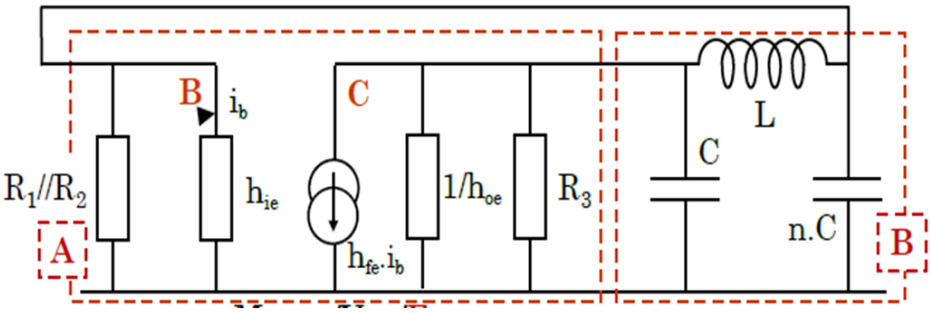
$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{C_2}{C_1} \qquad f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{l}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)}$$

On trouve à la sortie un signal s(t) quasi sinusoïdal, de fréquence f_0, à condition que $R_2 / R_1 > C_2/C_1$

Exemple d'oscillateur Colpitts avec transistor bipolaire



Le schéma petits signaux :



d- Oscillateur Clapp

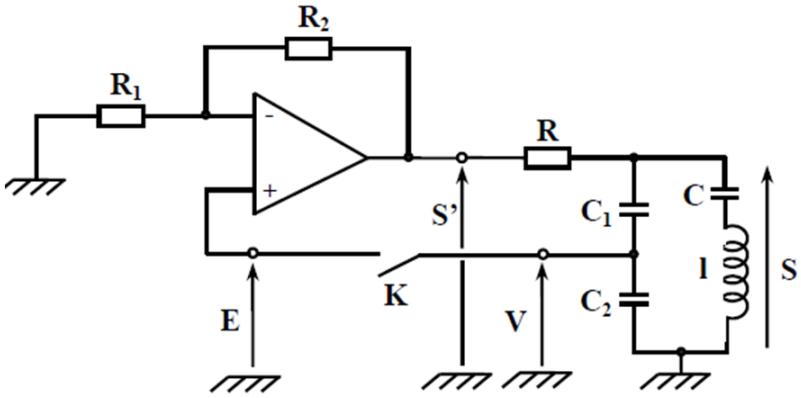


Figure III.6 : Exemple d'oscillateur Clapp

<u>Chaîne directe</u>

$$A(j\omega)=\frac{1+\dfrac{R_2}{R_1}}{1+R\left(jC_e\omega+\dfrac{1}{jl\omega+\dfrac{1}{jC\omega}}\right)}$$

Chaîne de retour :

$$B(j\omega)=\frac{C_1}{C_1+C_2}=\frac{C_e}{C_2} \qquad C_e=\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}$$

Condition d'oscillation: on ferme l'interrupteur K

$$\frac{R_2}{R_1}=\frac{C_2}{C_1} \qquad f_0=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{l}\left(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}+\frac{1}{C}\right)}$$

e- Oscillateur Hartley

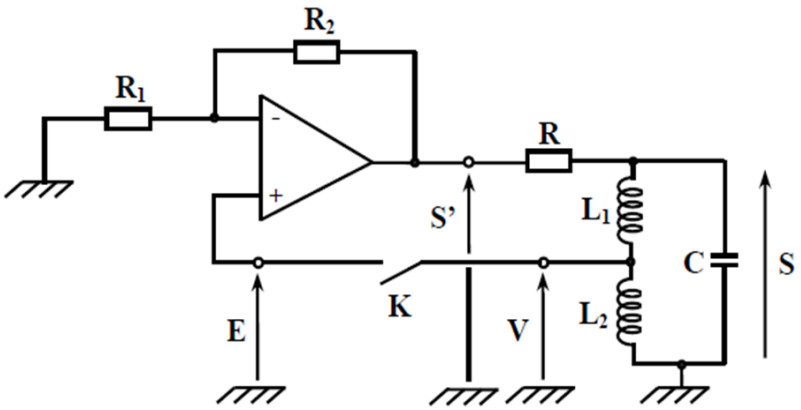


Figure III.7 : Exemple d'oscillateur Hartley

Chaîne directe :

$$A(j\omega)=\frac{1+\frac{R_2}{R_1}}{1+R\left(jC\omega+\frac{1}{jL\omega}\right)}$$

Chaîne de retour :

$$B(j\omega)=\frac{L_2}{L_1+L_2}=\frac{L_2}{L} \qquad L=L_1+L_2$$

Condition d'oscillation: on ferme l'interrupteur K

$$\frac{R_2}{R_1}=\frac{L_1}{L_2} \qquad f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{C(L_1+L_2)}}$$

III.3 Les oscillateur à résistance négative

Dans un circuit RLC, il y a échange permanent d'énergie entre la bobine et le condensateur, mais cette énergie décroît constamment à cause de la puissance dissipée par effet joule dans la

résistance. Le signal utile est une sinusoïde amortie, donc une pseudo sinusoïde et l'amplitude de la tension est une fonction exponentielle décroissante du temps.

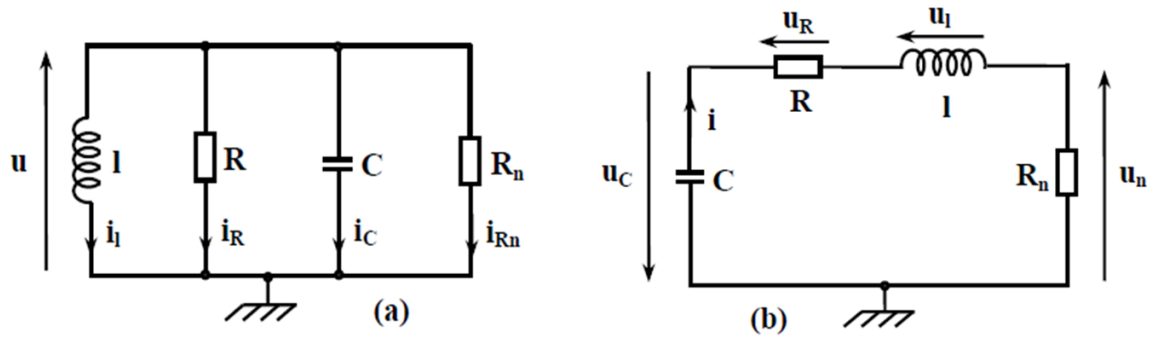


Figure III.8 : Circuit RLC a) parallèle et b) série

Pour avoir des oscillations sinusoïdales, il faut fournir au circuit une énergie égale à celle qui à été dissipée durant chaque pseudo période. Ce ci est possible en plaçant un dispositif qui présente un effet dit de **<u>résistance négative</u>**. Un simple montage à base d'AO peut être assimilé à une résistance négative.

La loi des nœuds, appliquée au circuit de la figure a) conduit à l'équation :

$$i_l + l\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_n}\right)\frac{di_l}{dt} + lC\frac{d^2 i_l}{dt^2} = 0$$

La loi des mailles, appliquée au circuit de la figure b) conduit à l'équation :

$$u_c + l\left(R + R_n\right)C\frac{du_c}{dt} + lC\frac{d^2 u_c}{dt^2} = 0$$

Dans les deux cas, si on réalise R_n = - R, les équations ainsi que leurs solutions générales prennent les formes suivantes :

$$i_l(t) = i_{lmax}\sin\left(\omega t + \varphi\right)$$
$$u_c(t) = u_{cmax}\sin\left(\omega t + \varphi\right)$$

Donc un signal sinusoïdal prend naissance dans les circuits étudiés.

<u>Réalisation pratique</u>

Dans cet exemple, la bobine est caractérisée par ses deux paramètres L et r du modèle série

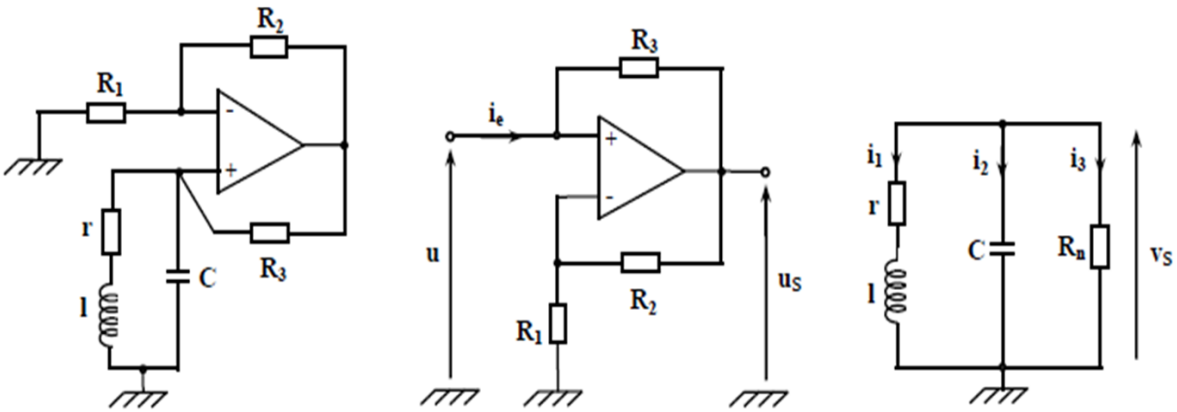


Figure III.9 : Exemple d'oscillateur à résistance négative

L'amplificateur Opérationnel supposé parfait, associé aux résistances R1, R2 et R3 est équivalent à une résistance négative Rn.

$$R_n = \frac{u}{i_e} = -\frac{R_1 R_3}{R_2}$$

III.4. Les oscillateurs à quartz

a- Introduction

La fréquence des oscillateurs peut varier suite à une variation d'un paramètre (température, tension d'alimentation…etc). Lorsque nous avons besoin de générer une fréquence de grandeprécision, on emploie des résonateurs constitués de cristaux piézo–électrique.

- Dès 1880, Pierre et Jacques Curie étudient les propriétés électriques des cristaux qui les ont menés à découvrir le phénomène de piézo-électricité.
- Le quartz est un matériau piézoélectrique pour lequel l'application d'un champ électrique provoque l'apparition de forces mécanique.
- Inversement, une force de compression exercée parallèlement à une direction du cristal (appelé axe mécanique) provoque l'apparition de charges électriques sur les deux faces perpendiculaires à l'axe électrique. Pour une force de traction, on constate que le signe des charges s'inverse. Plus l'effort mécanique est important, plus il y a de charges.

Figure III.10 : Le quartz

b- Modélisation électrique du quartz

Le quartz est modélisé par une lamelle reliée grâce à deux électrodes de connexion. Le schéma électrique du quartz est constitué par :

- Une capacité C_Q, une bobine L_Q et une résistance R_Q dont les valeurs dépendent de la nature et des caractéristiques du quartz.

- Une capacité C_M qui correspond aux deux armatures et au quartz comme diélectrique

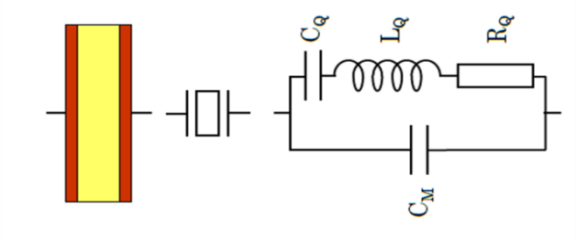


Figure III.11 : Modèle électrique du quartz

c- Impédance du quartz

A partir du schéma électrique du quartz on trouve l'expression de son impédance :

$$Z = \frac{-j}{\omega C_M} \cdot \frac{1-\left(\frac{\omega_s}{\omega}\right)^2}{1-\left(\frac{\omega_p}{\omega}\right)^2}$$

ω_S est la fréquence série : $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_Q C_Q}}$

ω_p est la fréquence parallèle : $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_Q \frac{C_Q C_M}{C_Q + C_M}}}$

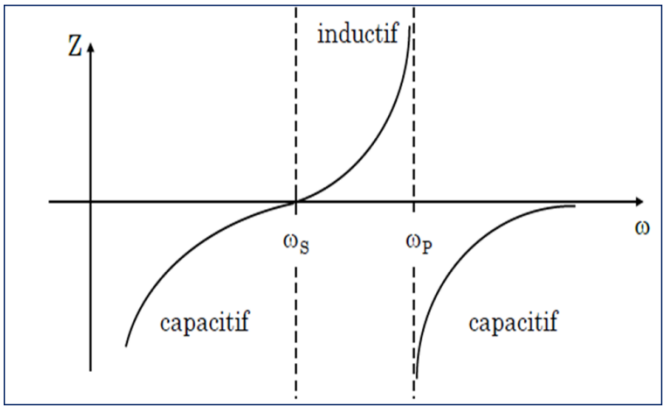
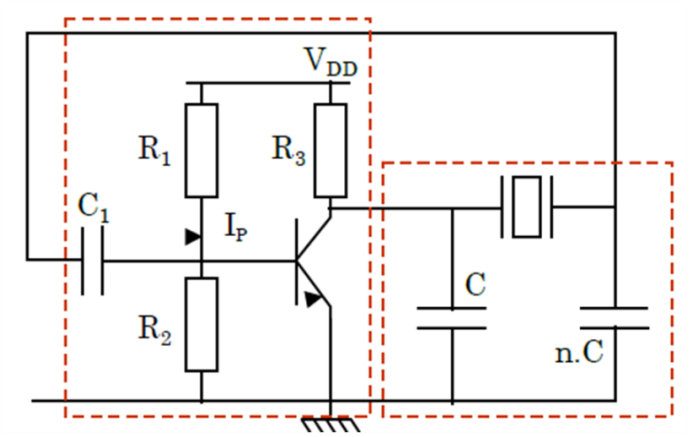


Figure III.12 : Comportement capacitif et inductif du quartz

- Les fréquences f_S et f_P sont très proches.
- Entre ces deux fréquences, le quartz a un comportement inductif sinon il est capacitif.

<u>Exemple: oscillateur Colpitts à quartz</u>



Chapitre IV : Les comparateurs et multivibrateurs astables

Dans ce volet on va utiliser l'amplificateur opérationnel en régime non linéaire, dans ce cas l'amplificateur prend deux valeurs dites tension de saturation V_{sat} ou $-V_{sat}$. L'obtention du mode non linéaire se fait en supprimant la contre réaction entre la sortie et l'entrée de l'amplificateur ce qui entraine un basculement entre les deus états de saturation V_{sat} ou $-V_{sat}$.

IV.1 Les comparateurs

Le comparateurs est un circuit permet d'effectuer des comparaisons analogiques entre les signaux

a- Comparateur simple

Ce comparateur s'appel aussi un comparateur à un seuil. Dans ce circuit on compare une tension d'entrée V_e à une tension de référence V_R.

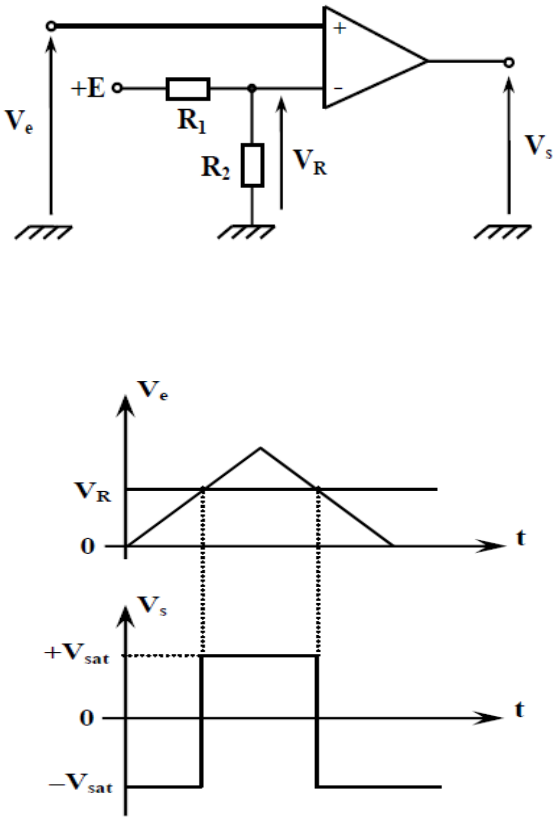


Figure IV.1 : Comparateur simple et son chronogramme de sortie

La tension de référence V_R s'écrit par : $V_R = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E$

Si $V_e > V_R$ alors $V_s = V_{sat}$

Si $V_e < V_R$ alors $V_s = -V_{sat}$

b- Comparateur à deux seuils

Ce comparateur s'appel aussi un comparateur à hystérésis ou trigger de Schmitt.

<u>Le comparateur avec inversion</u>

La borne inverseuse de l'amplificateur est liée à l'entrée.

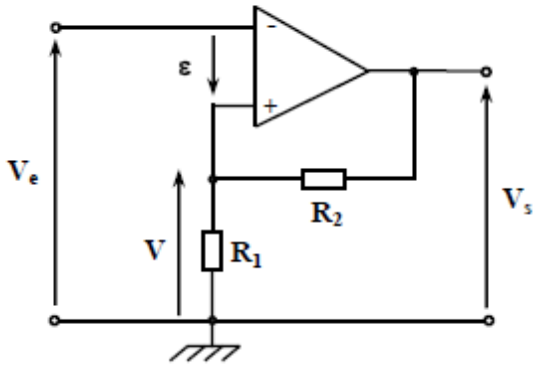


Figure IV.2 : Comparateur à hystérésis avec inversion

La différence entre la tension V_e et celle de V est donné par : $\varepsilon(t) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s(t) - V_e(t)$

On suppose au départ que $\varepsilon > 0$, donc $V_s = V_{sat}$

- Si V_e augmente, ε s'annule à un instant t_1 : $\varepsilon(t_1) = 0$

Si V_e continue à augmenter après t_1, ε devient négative et V_s bascule vers $-V_{sat}$.

On peut écrire donc : $V_e(t_1) = V_h = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

V_h est appelée seuil de basculement haut

- Si V_e diminue, ε s'annule à un instant t_2 : $\varepsilon(t_2) = 0$

Si V_e continue à diminuer après t_2, ε devient positive et V_s bascule vers V_{sat}.

On peut écrire donc : $V_e(t_2) = V_b = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

V_b est appelée seuil de basculement bas

On définit la tension d'hystérésis par la différence entre la tension du basculement haut et celui bas : $\Delta V = V_h - V_b = \frac{2R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

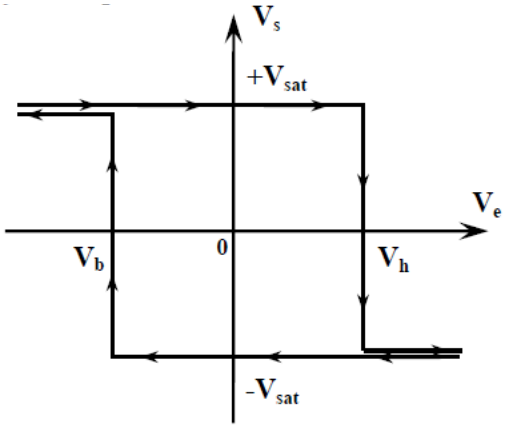


Figure IV.3 : Caractéristique de transfert pour un comparateur avec inversion

<u>Le comparateur sans inversion</u>

La borne non inverseuse de l'amplificateur est liée à l'entrée.

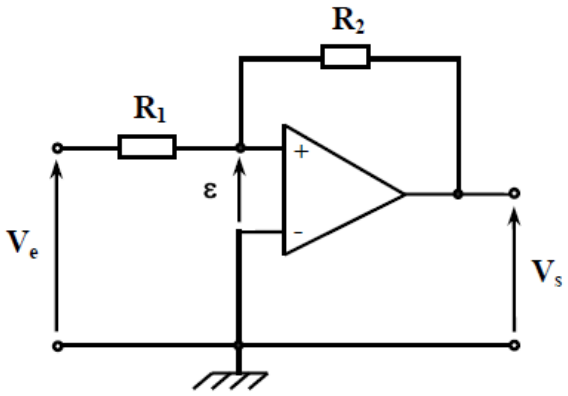


Figure IV.4 : Comparateur à hystérésis sans inversion

La tension ε est donnée par : $\varepsilon(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_e(t) + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s(t)$

On suppose au départ que $\varepsilon < 0$, donc $V_s = -V_{sat}$

- Si V_e augmente, ε s'annule à un instant t_1 : $\varepsilon(t_1) = 0$

Si V_e continue à augmenter après t_1, ε devient positive et V_s bascule vers V_{sat}.

On peut écrire donc : $V_e(t_1) = V_h = -\frac{R_1}{R_2} V_{sat}$

- Si V_e diminue, ε s'annule à un instant t_2 : $\varepsilon(t_2) = 0$

Si V_e continue à diminuer après t_2, ε devient négative et V_s bascule vers $-V_{sat}$.

On peut écrire donc : $V_e(t_2) = V_b = \frac{R_1}{R_2} V_{sat}$

La tension d'hystérésis est : $\Delta V = V_h - V_b = \frac{2R_1}{R_2} V_{sat}$

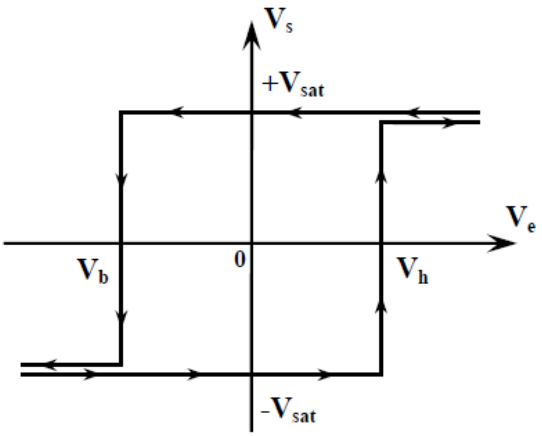


Figure IV.5: Caractéristique de transfert pour un comparateur sans inversion

IV.2 Les multivibrateurs astables

Les multivibrateurs sont des oscillateurs à relaxation qui délivrent un signal rectangulaire. Un multivibrateur astable bascule entre deux états jamais stables

a- Principe de base

Le montage de base d'un multivibrateur astable est le suivant :

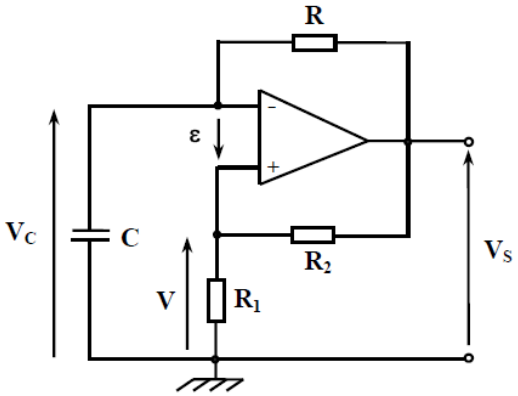


Figure IV.6: Multivibrateur astable

- On suppose qu'à l'instant t = 0 (à la mise sous tension), $V_s = V_{sat}$ et que le condensateur est initialement déchargé ($V_c = V^- = 0$).

On a : $V_B = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

D'après la loi des mailles V_s - Ri - V_c = 0, on montre que le condensateur se charge exponentiellement à travers la résistance R jusqu'à atteindre la tension V_{sat} :

$$V_c = V_{sat}\left(1 - \exp\left(\frac{t}{RC}\right)\right)$$

- à un instant t_1, lorsque le condensateur atteint la valeur $V_H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$, ε devient négative et V_s bascule vers $-V_{sat}$. Le condensateur se décharge jusqu'à $V_B = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

On montre dans ce cas par la loi des mailles que $V_c = (V_{sat} + V_H)\exp\left(-\frac{t - t_1}{RC}\right) - V_{sat}$

- à un instant t_2, lorsque le condensateur atteint la valeur V_B, ε devient positive et V_s bascule vers V_{sat}. Le condensateur se charge à travers R jusqu'à $V_H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$ selon la loi suivante : $V_c = (-V_{sat} + V_B)\exp\left(-\frac{t - t_2}{RC}\right) + V_{sat}$ (et le cycle recommence).

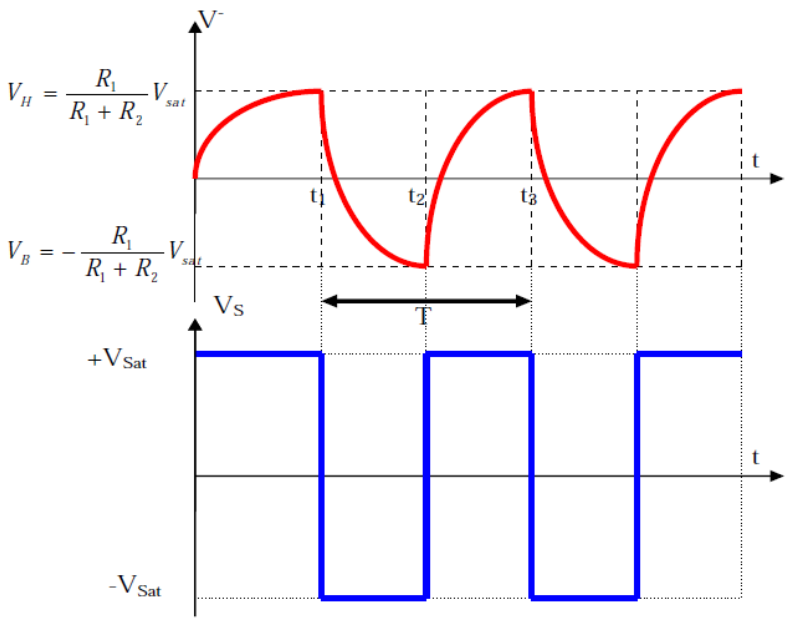


Figure IV.7: Chronogramme d'un multivibrateur astable

La période du signal rectangulaire généré par le multivibrateur astable est : T = t_3 – t_1

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

Références bibliographiques

Moez HAJJI, « Cours électronique analogique », ISET DE NABEUL (2014)

Guy Chateigner, « Manuel du génie électrique » Edition DUNOD 2006

Taher Neffati, « Introduction à l'électronique analogique » Edition DUNOD 2008

http://philippe.roux.7.perso.neuf.fr/