

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Larbi Ben M'hidi Oum El Bouaghi  
Institut des Sciences et des Techniques Appliquées  
Département de Réseaux et Télécommunications



---

# Electronique 04

---

**SUPPORT DE COURS**

*Destiné aux étudiants de Deuxième année Licence*

Présenté par

**Imad BENACER**

**Maitre de Conférences classe 'B'**

Département de Réseaux et Télécommunications  
ISTA Ain M'lila  
Université Larbi Ben M'hidi Oum El Bouaghi  
benacerimad@gmail.com

L'année universitaire : 2021-2022

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Larbi Ben M'hidi Oum El Bouaghi  
Institut des Sciences et des Techniques Appliquées  
Département de Réseaux et Télécommunications



---

# Electronique 04

---

## **SUPPORT DE COURS**

*Destiné aux étudiants de Deuxième année Licence*

**Présenté par**

**Imad BENACER**

**Maitre de Conférences classe 'B'**

Département de Réseaux et Télécommunications  
ISTA Ain M'lila  
Université Larbi Ben M'hidi Oum El Bouaghi  
benacerimad@gmail.com

L'année universitaire : 2021-2022

## **Avant-propos**

Le cours “Electronique 04” est principalement destiné aux étudiants de deuxième année Licence Professionnelle en Réseaux et Télécommunications.

Le contenu de ce polycopié est rédigé sous forme de cours détaillés, avec des exemples résolus et aussi simulé. Ce polycopié est structuré en quatre chapitres répartis comme suit : Après un premier chapitre qui est consacré aux quelques notions de base sur les oscillateurs, notamment leur structure de base, types de système bouclé et les conditions d’oscillation, nous présentons dans le deuxième chapitre les différents types d’oscillateurs à base d’amplificateur opérationnel, puis sera suivie par les multivibrateurs, soit à base d’un circuit intégré NE 555, soit à base d’amplificateur opérationnel. Le dernier chapitre est dédié à la boucle à verrouillage de phase PLL et leur principe de fonctionnement.

L’objectif de ce cours est essentiellement de mettre à la disposition de l’étudiant un document de travail qui lui permet de découvrir mieux les différentes structures d’oscillateurs, et leurs caractéristiques (condition d’oscillation, stabilité en fréquence, domaine de fonctionnement en fréquence), afin de pouvoir choisir un oscillateur pour une application donnée.

## Sommaire

### Chapitre I : Notions de bas sur les oscillateurs

I.1	Introduction .....	01
I.2	Description d'un système bouclé.....	01
I.3	Réaction et contre-réaction.....	02
I.3.1	Structure .....	02
I.3.2	Différents types de contre-réaction .....	04
I.4	Générateur de signaux.....	05
I.5	Oscillateurs sinusoïdal .....	05
I.5.1	Structure de base .....	06
I.5.2	Conditions d'oscillation .....	08
I.6	Concepts importants .....	08
I.6.1	Stabilité.....	08
I.6.2	Précision .....	09
I.6.3	Rapidité .....	10

### Chapitre II : Les Oscillateurs

II.1	Oscillateur basse fréquence.....	11
II.1.1	Oscillateur à pont de Wien .....	11
II.1.2	Stabilisation de l'amplitude des oscillations .....	15
II.1.3	Oscillateur à déphasage (à réseaux déphaseurs RC).....	16
II.2	Oscillateur haute fréquence (réseau de réaction LC).....	19
II.2.1	Etude du circuit.....	19
II.2.2	Oscillateur Colpitts .....	22
II.2.3	Oscillateur Hartley.....	25
II.2.4	Oscillateur Clapp .....	26
II.3	Oscillateur à résistance négative .....	26
II.4	Oscillateur à quartz.....	31

### Chapitre III : Les multivibrateurs

III.1	Introduction.....	35
III.2	Les Type de multivibrateur .....	35
II.2.1	Multivibrateur astable .....	35
II.2.2	Multivibrateur monostable .....	36
II.2.3	Multivibrateur Bistable .....	37

III.3	Comparateur à base d'amplificateur opérationnel .....	37
III.3.1	Comparateur simple.....	38
III.3.2	Comparateur à deux seuils (Trigger de Schmitt).....	38
III.3.2.1	Comparateur double seuil inverseur .....	38
III.3.2.2	Comparateur double seuil non inverseur.....	40
III.4	Temporisateur NE555 (NE555 Timer) .....	42
III.4.1	Brochage .....	42
III.4.2	Caractéristiques du NE555 .....	43
III.4.3	Constitution interne du circuit NE555 .....	43
III.4.4	Principe de fonctionnement .....	44
III.5	Multivibrateur à amplificateur opérationnel .....	45
III.5.1	Astable à amplificateur opérationnel .....	45
III.5.2	Monostable à amplificateur opérationnel .....	47
III.5.3	Bistable à amplificateur opérationnel .....	49
III.5.4	Générateur de signaux carré et triangulaire .....	50
III.6	Multivibrateur à circuit intégré NE 555 .....	52
III.6.1	Astable à base du NE555 .....	52
III.6.2	Monostable à base du NE555.....	55
III.6.3	Bistable à base du NE555 .....	57

### **Chapitre IV : Boucle à verrouillage de phase PLL**

IV.1	Introduction.....	58
IV.2	Structure d'une boucle à verrouillage de phase .....	58
IV.3	Etude des différents éléments de la PLL.....	60
IV.3.1	Filtres de boucle.....	60
IV.3.1.1	Filtre passe bas passif (ou cellule RC) .....	61
IV.3.1.2	Filtre actif.....	62
IV.3.2	Oscillateur contrôlé par tension (VCO) .....	63
IV.3.3	Comparateur de phase .....	64
IV.3.3.1	Comparateur de phase analogique ou le multiplieur .....	64
IV.3.3.2	Comparateur de phase numérique "OU EXCLUSIF" .....	65
IV.4	Principe de fonctionnement .....	68
	<b>Bibliographie</b> .....	72
	<b>Annexe : Canevas- Electronique 4</b> .....	73

## **CHAPITRE I**

---

### **NOTIONS DE BAS SUR LES OSCILLATEURS**

## I.1 Introduction

Dans la plupart des systèmes électroniques, il est souvent nécessaire d'avoir des signaux de forme spécifique (triangulaire, carrée, sinusoïdale...) et plus spécifiquement à un signal d'horloge.

De nombreux circuits électroniques nécessitent un signal d'horloge afin de séquencer leur fonctionnement. Il est donc nécessaire de leur adjoindre un oscillateur, la fonction d'un oscillateur sinusoïdal est de produire une tension sinusoïdale de manière autonome et son principe est basé sur l'instabilité des systèmes bouclés.

Un oscillateur est un montage électronique permettant d'obtenir un signal alternatif à partir de la tension continue des sources qui servent à polariser les composants actifs du montage.

## I.2 Description d'un système bouclé

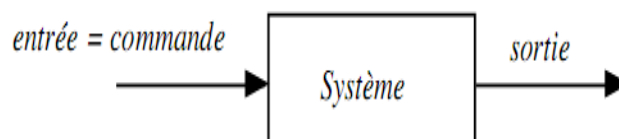
Un des objectifs d'un système asservi est de remplacer l'homme dans une tâche de régulation d'une grandeur, le régulateur ajuste alors automatiquement la commande afin de maintenir la grandeur de sortie à la valeur désirée (la consigne), ce domaine est extrêmement vaste. Nous ne ferons donc que lever un coin du voile.

On appelle asservissement un système asservi dont la sortie doit suivre le plus fidèlement possible la consigne (consigne variable).

Ex: suivi de trajectoire par un robot mobile

Un système se caractérise par ses grandeurs d'entrée et de sortie.

➤ Un système est en boucle ouverte lorsque la commande est élaborée sans l'aide de la connaissance des grandeurs de sortie



**Figure I.1** : Système en boucle ouverte.

➤ Il est possible de modifier les performances d'un système en superposant au signal d'entrée tout ou partie du signal de sortie, alors le système est dit en boucle fermée.

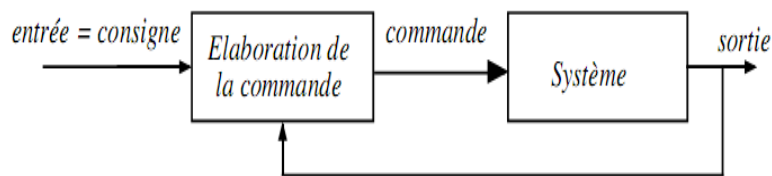


Figure I.2 : Système en boucle fermée.

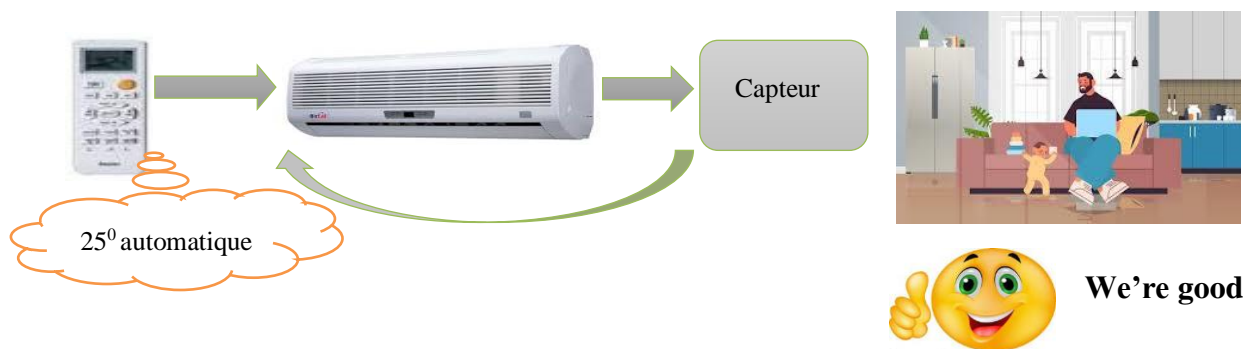
**Exemple :**

La climatisation. Il existe 2 modes dessus : "automatique" et "forcé".

**Boucle ouverte :** Sur "forcé", la climatisation produit du froid jusqu'à ce que l'utilisateur l'arrête manuellement.



**Boucle fermée :** Sur automatique, la climatisation se fixe à 25°C. Donc il y a un capteur de température dans la pièce, et tant que la température est au-dessus de 25°C, la climatisation s'allume et produit du froid. Dès que le capteur détecte moins de 25° elle s'arrête et ne se remet en route que quand la température a remonté. Ce circuit est appelé boucle fermée : le fonctionnement de la climatisation dépend de la température sur laquelle elle a le contrôle.



**I.3 Réaction et contre-réaction**

**I.3.1 Structure**

On constitue un montage à « réaction ». Si le signal ramené sur l'entrée à le même signe, la réaction est positive ; sinon, on a une réaction négative ou contre-réaction (en anglais feed-back).

Un montage à réaction comprend trois parties essentielles :

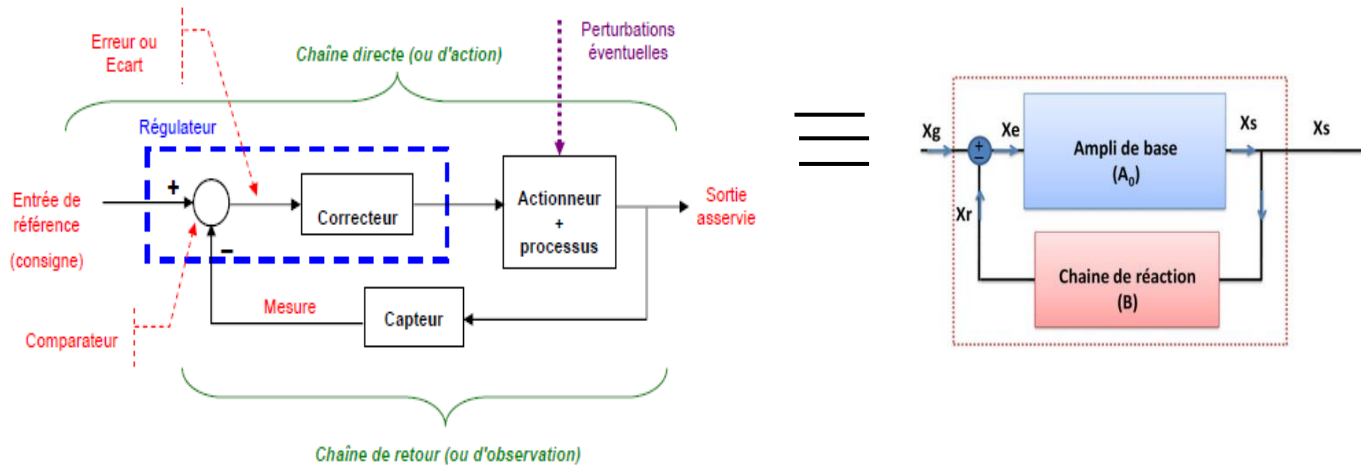


- ✓ Chaîne directe (chaîne d'action) : amplificateur de base.
- ✓ Chaîne de réaction.
- ✓ Comparateur d'entrée : il permet la réinjection d'un terme de réaction dans le circuit d'entrée.

L'ensemble forme un circuit bouclé.

Cette réinjection peut être :

- Additive : c'est la réaction positive
- Soustractive : c'est la réaction négative ou la contre réaction



**Figure I.3 :** Schéma fonctionnel de système à une boucle fermée.

$A_0$  : fonction de transfert (gain) de la chaîne directe (en boucle ouverte) :  $A_0 = \frac{X_s}{X_e}$

$B$  : fonction de transfert de la chaîne de retour :  $B = \frac{X_r}{X_s}$

$A_r$  : fonction de transfert du circuit en boucle fermée :  $A_r = \frac{X_s}{X_g}$

$$X_g = X_e + X_r = \frac{1}{A} X_s + B X_s \Rightarrow A_r = \frac{A}{1 + AB} \quad (\text{Formule de Black})$$

- Si  $1 + AB < 1 \Rightarrow A_r > A$  La réaction est positive.

Un système à réaction positive est instable : quand le signal d'entrée croît, la croissance du signal de sortie induit une nouvelle augmentation du signal d'entrée : le signal de sortie diverge jusqu'à ce que la saturation ou le blocage viennent limiter son amplitude.

- Si  $1 + AB > 1 \Rightarrow A_r < A$  La réaction est négative.

A priori il n'y a pas de problèmes de stabilité. Nous allons examiner les conséquences de la contre-réaction sur le fonctionnement des circuits.

- Cas particulier:  $1 + AB = 0$

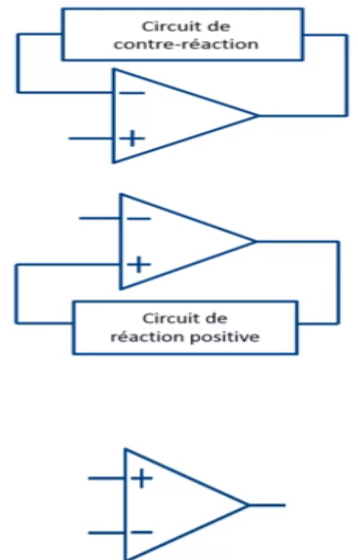
$A_f$  est alors infini : on obtient un système qui fournit un signal de sortie en l'absence de signal d'entrée. Cette condition est nommée « critère de Barkhausen »

La contre-réaction permet d'améliorer les performances globales d'un système. Elle permet d'assurer la constance du gain à une valeur indépendante des constituants de la chaîne d'action, elle réduit les distorsions (Amplitude et phase) et diminue le gain mais augmente la bande passante.

**NB :** La contre réaction est une partie de la réaction

On trouve le principe de la réaction dans plusieurs systèmes (mécanique, thermodynamique, électronique...). Dans notre cas, on s'intéresse aux circuits amplificateurs. On dit qu'il y a une réaction dans un amplificateur lorsqu'une fraction de la grandeur de sortie se trouve réinjectée dans le circuit d'entrée.

- Contre réaction ou réaction négative = existence d'un lien direct ou via un circuit électronique entre la sortie de l'amplificateur opérationnel et l'entrée inverseuse,
- Réaction positive = existence d'un lien direct ou via un circuit électronique entre la sortie de l'amplificateur opérationnel et l'entrée non inverseuse,
- Boucle ouverte = pas de lien entre la sortie et les deux entrées

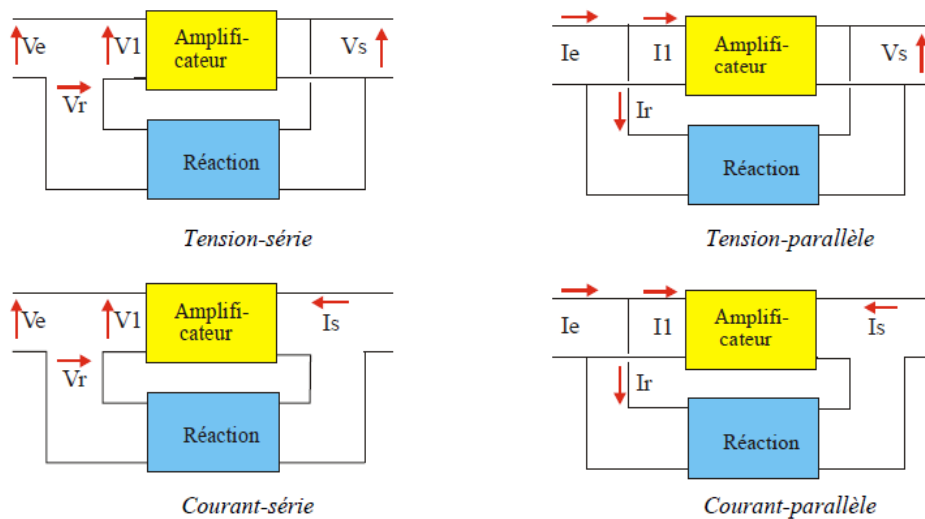


**NB :** L'amplificateur opérationnel ne sera jamais utilisé en boucle ouverte afin de ne pas atteindre la saturation

### I.3.2 Différents types de contre-réaction

Il peut y avoir contre-réaction en tension ou en courant.

Il existe pratiquement quatre types de montages. Ils correspondent aux différents modes d'association de deux quadripôles.



**Figure I.4** : Les différents types de contre-réaction (association de quadripôles).

### I.4 Générateur de signaux

Le générateur de signaux fait partie d'une classe d'appareils électroniques générant des signaux électroniques variables dans le temps qui vont servir de stimuli pour analyser des équipements ou des circuits... Ces signaux générés sont possédant des propriétés définies d'amplitude, de fréquence et de forme d'onde.

Le générateur de signaux permet de créer de nombreuses formes de signaux :

Sinusoidales, carrées, triangulaires, impulsions à rapport cyclique variable, signaux arbitraires.

Un générateur de signaux est un appareil produisant des formes d'onde répétitives. Ces appareils contiennent un oscillateur électronique, soit un circuit capable de créer un signal électrique répétitif (périodique), de forme sinusoïdale, carrée, en dents de scie, ou quelconque. L'oscillateur peut avoir une fréquence fixe ou variable.

### I.5 Oscillateurs sinusoïdal

Le fonctionnement d'un oscillateur sinusoïdal est basé sur la réinjection d'une fraction du signal de sortie à l'entrée d'un amplificateur, de sorte que la phase du signal injecté soit la même que la phase du signal d'entrée.

Une fois le système est alimenté, il fournit un signal périodique oscillant à sa sortie.

Les caractéristiques principales du signal produit par l'oscillateur sont :

- Son amplitude  $A$ ,
- Sa fréquence  $F$  ou sa période  $T$ , qui vaut  $1/F$ ,

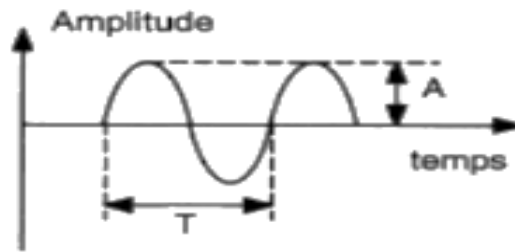


Figure I.5 : Caractéristiques d'un oscillateur.

La stabilité de la fréquence en fonction de la température, de la tension d'alimentation et du temps.

### I.5.1 Structure de base

Un modèle généralement accepté pour modéliser un oscillateur consiste en un système de réaction positive qui réinjecte une partie du signal de sortie à l'entrée comme l'illustre la Figure I.6. En d'autres termes, l'amplificateur, qui constitue la chaîne directe, est rebouclé entre l'entrée et la sortie par un quadripôle dépendant de la fréquence, constituant la chaîne de retour

L'oscillateur à boucle de réaction est un système en boucle fermée, il est constitué de deux blocs :

- Un amplificateur idéal ayant un gain  $A$  sur la chaîne directe.
- Un réseau de réaction sur la boucle de retour. Il s'agit d'un circuit oscillant passif ayant un gain  $B < 1$ .
- Un comparateur qui réalise la différence entre le signal d'entrée et la partie du signal de sortie réinjectée à l'entrée.

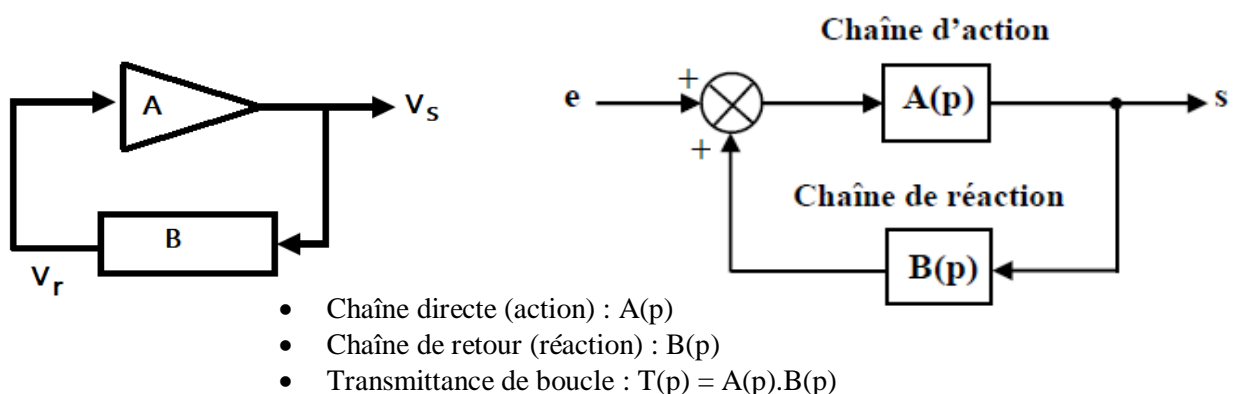


Figure I.6 : Modèle de base d'un oscillateur.

La portion du signal de sortie réinjectée en entrée est en phase avec le signal d'entrée (pour un déphasage de  $180^0$  de l'entrée  $A$  alors la sortie  $B$  doit aussi introduire un déphasage de  $180^0$ ).

La fonction de transfert en boucle ouverte, notée  $T_{BO}(p)$ , est définie par :

$$T_{BO}(p) = A(p) \cdot B(p) \quad (I.1)$$

où  $A(p)$  est la fonction de transfert de l'amplificateur, et  $B(p)$  étant celle du quadripôle de retour

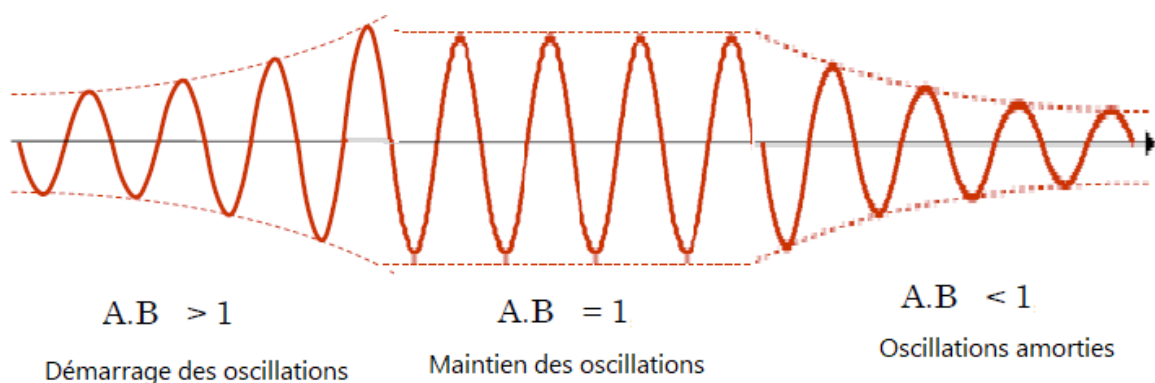
La fonction de transfert en boucle fermée, notée  $T_{BF}(p)$ , est définie par :

$$T_{BF}(p) = \frac{A(p)}{1 - A(p) \cdot B(p)} \quad (I.2)$$

**Remarques :** *L'amplitude des oscillateurs est limitée par la saturation des composants.*

Le principe de fonctionnement peut être résumé par les points suivants :

- L'amplificateur est alimenté par une source de tension continue, ce qui produit un bruit de forme aléatoire et faible amplitude tourne dans la boucle.
- Ce bruit va être amplifié par l'amplificateur à chaque tour si le gain de la boucle  $A \cdot B$  vérifie la condition :  $A \cdot B > 1$ . C'est la condition de **démarrage des oscillations**.
- Le réseau de réaction est un circuit résonant donc il fonctionne comme un filtre en éliminant toutes les autres composantes fréquentielles de signal à part  $f_0$ .
- À l'entrée de l'amplificateur, on obtient un signal sinusoïdal  $V_r$  de fréquence  $f_0$ .
- Après le démarrage des oscillations, l'oscillateur doit garder une amplitude stable à la sortie, donc le gain de la boucle doit vérifier la condition :  $AB=1$ . C'est la condition de l'entretien des oscillations.
- Pour assurer le démarrage de l'oscillateur, il suffit de mettre  $AB$  légèrement supérieur à 1.
- L'entretien de l'oscillation est assuré soit par la saturation de l'amplificateur, soit par un circuit de contrôle de gain qui assure  $AB = 1$  après le démarrage.



**Figure I.7 :** Signal de sortie d'un oscillateur à boucle de réaction suivant le cas du gain de la boucle.

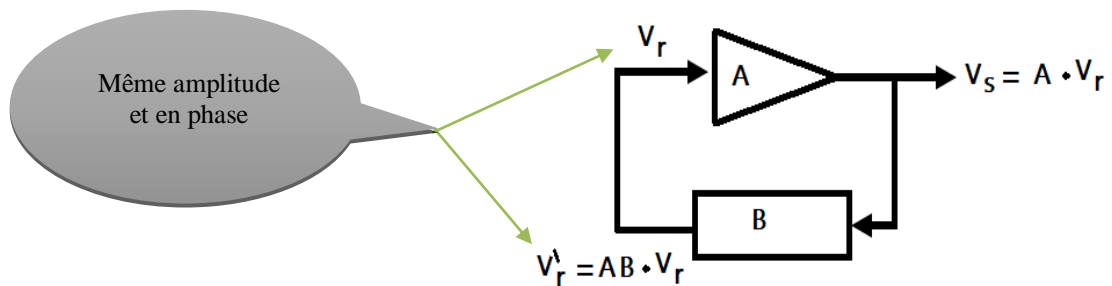
### I.5.2 Conditions d'oscillation

Pour avoir des oscillations, il faut répondre aux deux critères de BARKHAUSEN

- Le déphasage total de la boucle (amplificateur + Boucle de retour) doit être de 0 ou  $2\pi$
- Le gain total de la boucle (amplificateur + Boucle de retour) doit être de 1

C.à.d.

- $|A \cdot B| = 1$  Permet de déterminer condition d'entretien des oscillations
- $\varphi_A + \varphi_B = 0 [2\pi]$  Permet de déterminer la fréquence des oscillations



**Figure I.8 :** Condition d'oscillation.

- Si le gain  $AB > 1$ , l'amplitude de signal tend théoriquement vers l'infinie.
- Si le gain  $AB < 1$ , les oscillations sont amorties.

**Exemple :** Soit un circuit résonant utilisé comme boucle de retour dans un oscillateur, le gain de ce circuit est 0.2 avec une phase de  $90^\circ$  pour  $f=500$  Hz.

Pour que cet oscillateur fonctionne, il doit avoir un gain de 5 avec un déphasage de  $90^\circ$ .

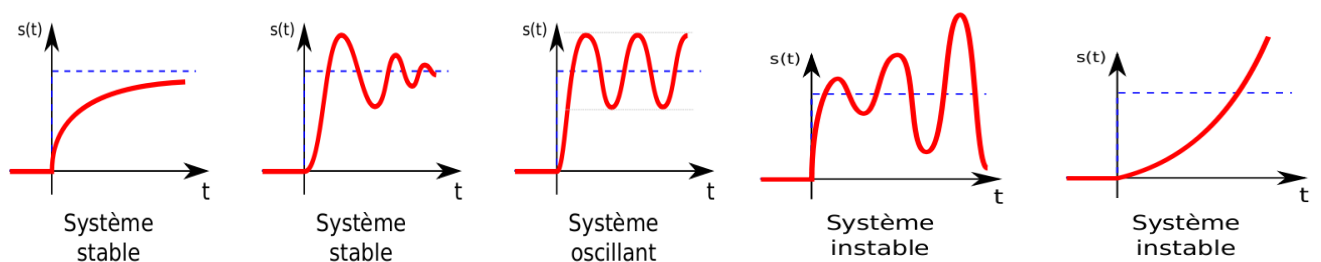
## I.6 Concepts importants

### I.6.1 Stabilité

On dit qu'un système est stable si pour une entrée constante, la sortie reste constante quelles que soient les perturbations.

La mauvaise conception d'un contrôle peut conduire à un système bouclé instable !

La stabilité d'oscillateur représente sa capacité à osciller à la même fréquence quel que soit les conditions d'environnement, notamment la température ambiante.



**Figure I.9 :** Allure de sortie des systèmes stable, oscillant et instable.

Si on design un oscillateur pour que  $AB = 1$  et  $\omega = \omega_0$  et qu'ensuite les paramètres physiques changent (par exemple, variation de température), on peut perdre de l'amplitude et même l'oscillation.

- En **petits signaux**, l'amplification de boucle est supérieure à 1, ce qui permet le démarrage de l'oscillateur

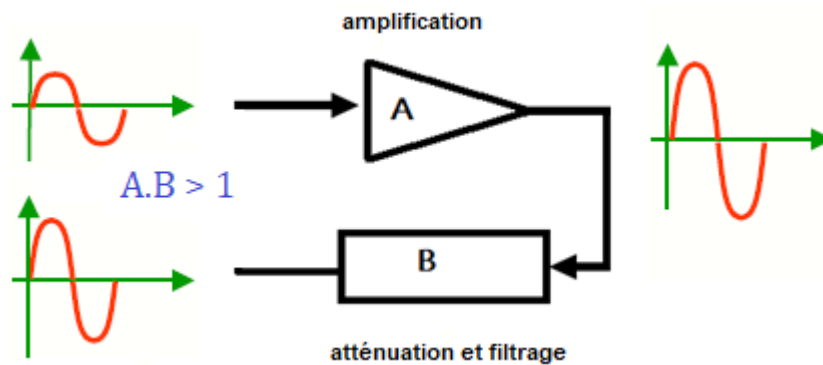


Figure I.10: Démarrage de l'oscillation.

- Aux **fortes amplitudes**, l'amplification de boucle est ramenée à 1 par l'écrêtage, ce qui permet l'entretien des oscillations.

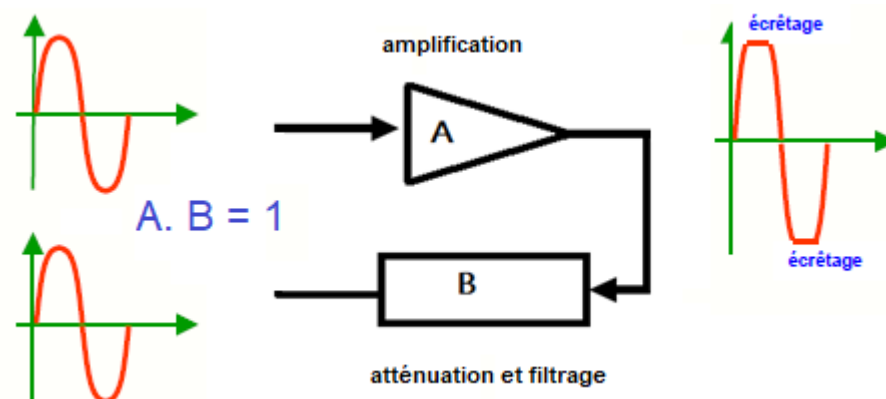


Figure I.11: Ecrêtage à cause de température élevé.

La variation de la température se traduit souvent par un écrêtage du signal fournit par l'oscillateur puisque son amplitude est limitée par la saturation de l'amplificateur de la chaîne directe.

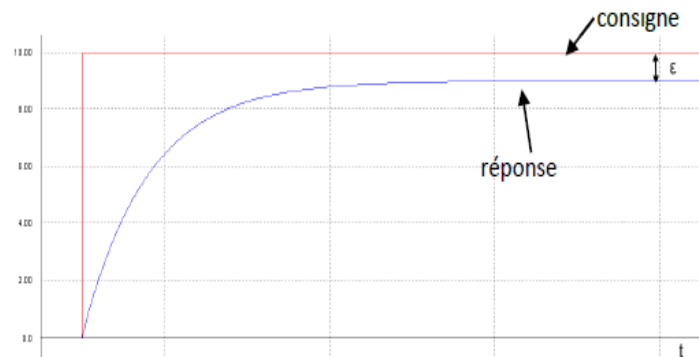
### I.6.2 Précision

La précision est caractérisée par l'écart entre la consigne et la sortie.

#### Précision statique :

On appelle précision statique, l'écart entre la sortie et l'entrée lorsque le système est stabilisé ( $t \rightarrow +\infty$ ).

Dans le cas où la consigne est constante (échelon) on définira l'erreur ( $\varepsilon$ ) comme la différence entre la sortie demandée et la sortie obtenue en régime permanent. L'erreur peut être constante, nulle ou tendre vers l'infini.

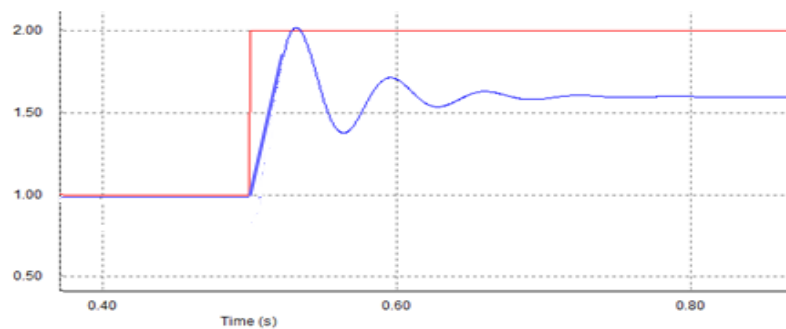


**Figure I.12 :** Courbe illustrative de l'écart entre la sortie et l'entrée.

**Précision dynamique** : l'écart entre la sortie et l'entrée pendant l'évolution du signal.

### I.6.3 Rapidité

La rapidité caractérise le temps mis par le système pour que la sortie atteigne sa nouvelle valeur.



**Figure I.13 :** Rapidité de réponse.



## **CHAPITRE II**

---

### **LES OSCILLATEURS**

**II.1 Oscillateur basse fréquence**

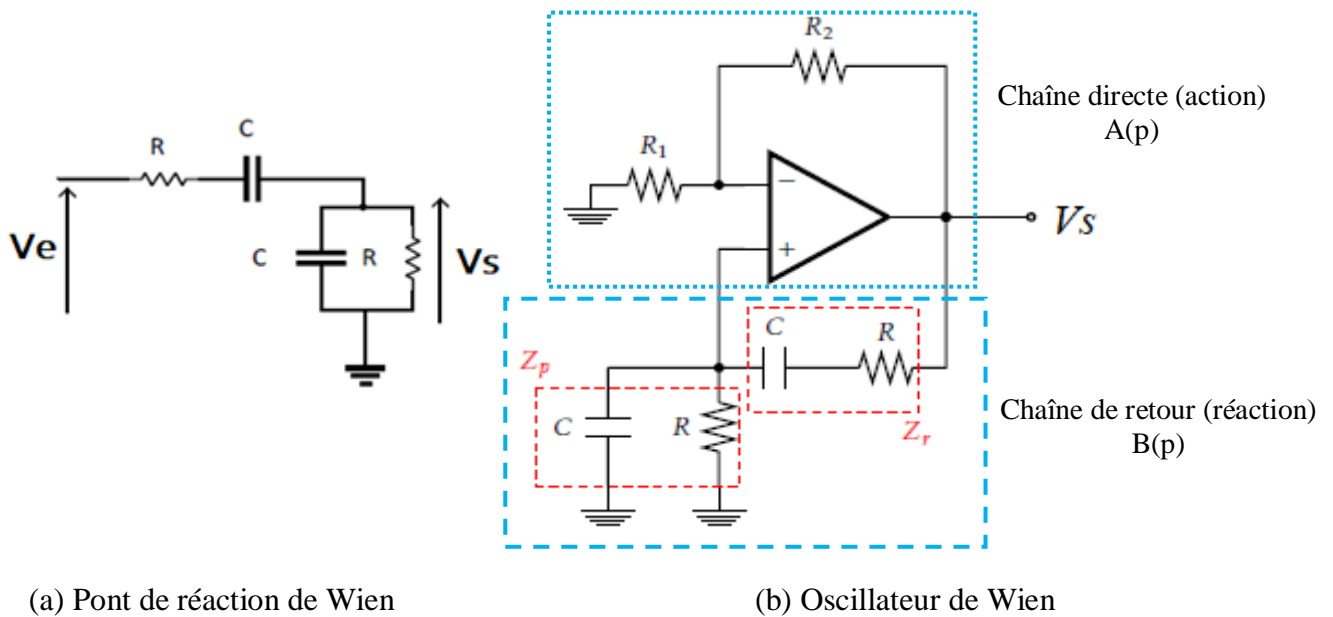
Les oscillateurs en basse fréquence sont formés essentiellement d'un étage amplificateur opérationnel ayant un grand gain. Le réseau de réaction est exclusivement composé de résistance et de condensateur, il ne comporte pas des inductances et des capacités. Comme pour les amplificateurs à contre-réaction, les résultats essentiels résultent du calcul de fonction de transfert en boucle ouverte.

Les oscillateurs en basse fréquence couvrent une plage de fréquence, de quelques fractions de Hz jusqu'à quelques centaines de KHz.

**II.1.1 Oscillateur à pont de Wien**

Le circuit pour l'oscillateur de Wien est donné dans la figure II.1. C'est un des oscillateurs les plus simples à réaliser, de plus la facilité de sa démonstration mathématique.

La réaction étant de type tension -série. Le quadripôle de réaction (R,C) est appelé « réseaux de Wien » ou « pont de Wien » .



**Figure II.1** : Oscillateur à pont de Wien.

**Chaîne directe**

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

Chaîne de retour

$$Z_p = R // C = \frac{R \frac{1}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{R}{1 + jRC\omega} \quad (\text{II.2})$$

$$Z_s = R \text{ Série } C = R + \frac{1}{jC\omega} = \frac{1 + jRC\omega}{jC\omega} \quad (\text{II.3})$$

La fonction de transfert de la chaîne de retour **B** est donnée par :

$$\begin{aligned} B(j\omega) &= \frac{V_s}{V_e} = \frac{Z_p}{Z_p + Z_s} = \frac{\frac{R}{1 + jRC\omega}}{\frac{R}{1 + jRC\omega} + \frac{1 + jRC\omega}{jC\omega}} = \frac{R}{R + \frac{1 - R^2 C^2 \omega^2 + 2jRC\omega}{jC\omega}} \\ &= \frac{jRC\omega}{jRC\omega + 1 - R^2 C^2 \omega^2 + 2jRC\omega} \\ B(j\omega) &= \frac{jRC\omega}{1 - R^2 C^2 \omega^2 + 3jRC\omega} \quad (\text{II.4}) \end{aligned}$$

Condition d'oscillation

La fonction de transfert complet **T(jω)** est donnée par :

$$\begin{aligned} T(j\omega) &= A(j\omega).B(j\omega) = \frac{jRC\omega}{1 - R^2 C^2 \omega^2 + 3jRC\omega} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \\ T(j\omega) &= \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{3 + j \left( RC\omega - \frac{1}{RC\omega} \right)} \quad (\text{II.5}) \end{aligned}$$

Selon le critère de Barkhausen, la phase doit être nulle.

La pulsation d'oscillation est calculée lorsque la fonction de transfert est réelle, ceci revient à annuler la partie imaginaire.

$$RC\omega - \frac{1}{RC\omega} = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$\text{Alors la fréquence d'oscillation } f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (\text{II.6})$$

L'amplitude doit être 1, donc :  $1 + \frac{R_2}{R_1} = 3 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 2$

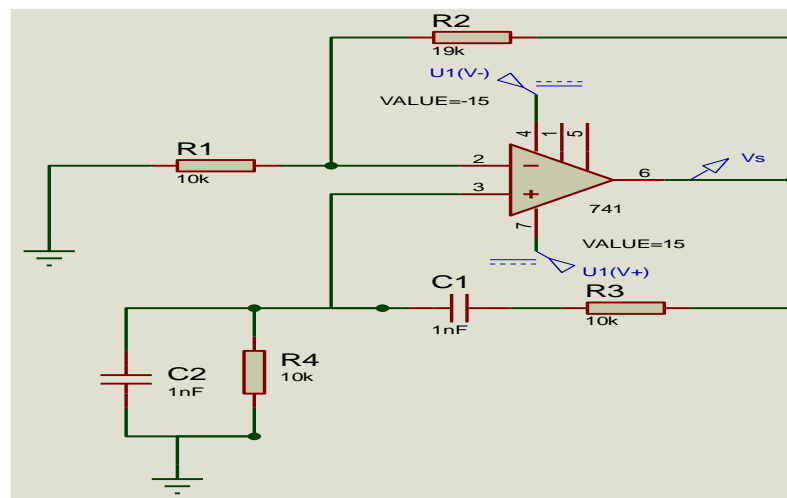
$$\Rightarrow R_2 = 2 R_1 \tag{II.7}$$

**Exemple**

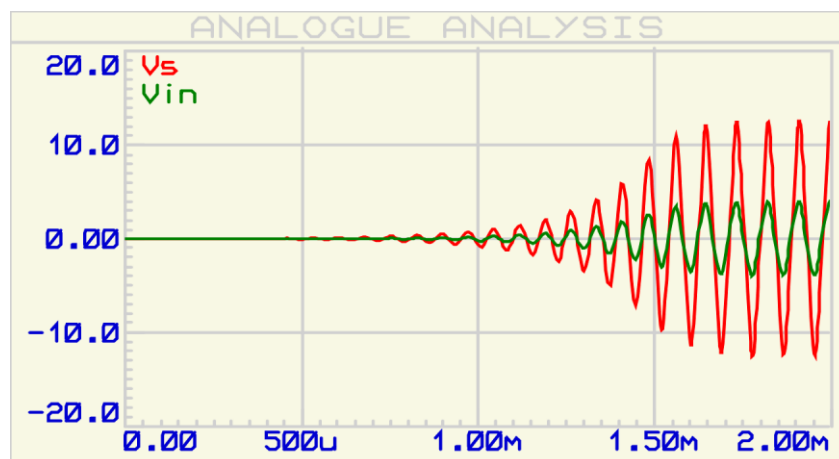
Soit le montage de la figure II.2 simuler sous Proteus ISIS, avec  $R_1=R_3=R_4=10K\Omega$ ,  $C_1=C_2=1nF$  et  $R_2$  variable.

La fréquence d'oscillation est égale à :  $f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$

$f_o = 15\,923,566\text{ Hz}$



**Figure II.2 :** Simulation d'un oscillateur à pont de Wien à base d'amplificateur Opérationnel 741 sur Proteus.

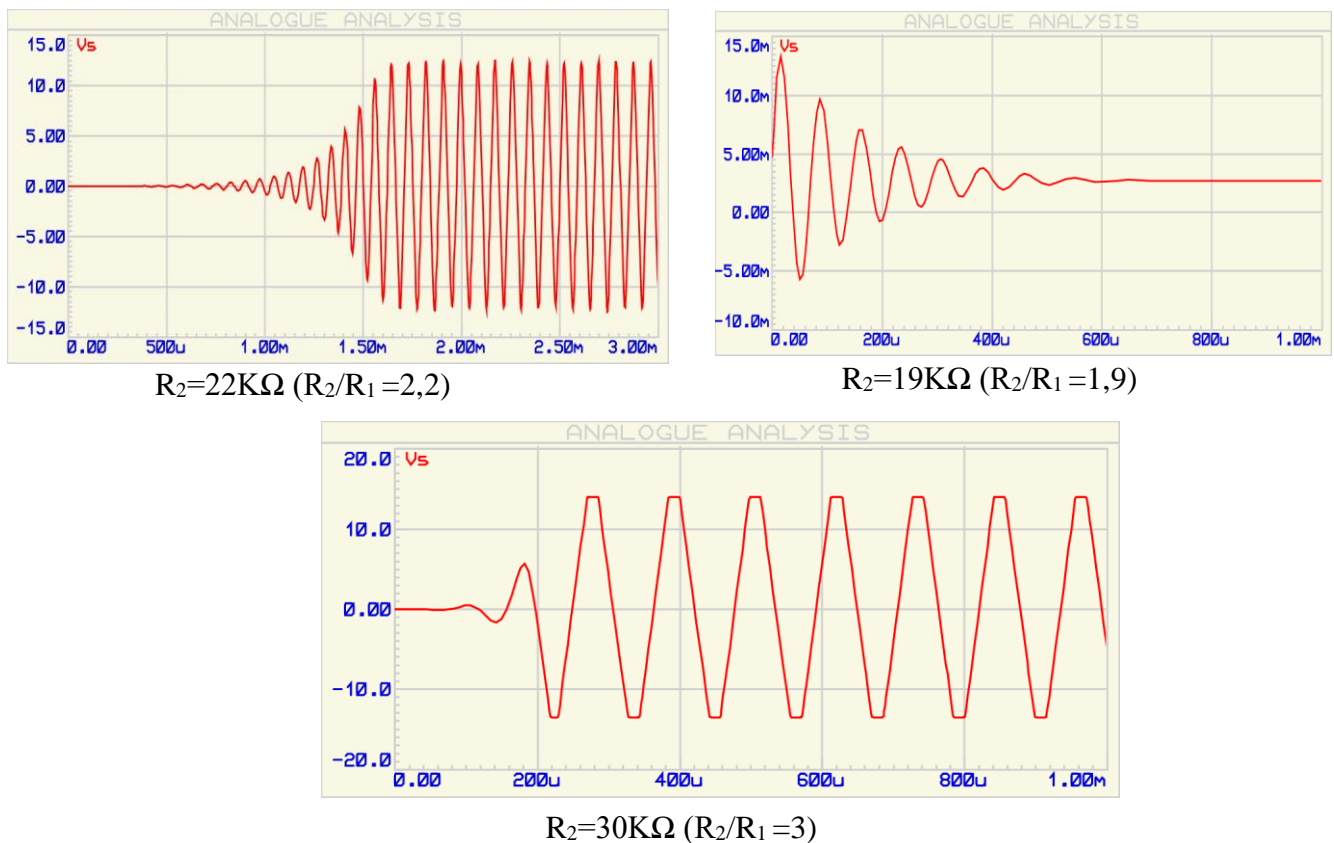


**Figure II.3 :** Résultat de simulation du signal de sortie et d'entrée avec un gain=3,2.

La figure II.3 représente l'allure des signaux d'entrée et de sortie, pour les résistances  $R_2 = 22 \text{ K}\Omega$  et  $R_1 = 10 \text{ K}\Omega$  donc gain de la chaîne directe (amplificateur) :  $A = 1 + R_2/R_1 = 1 + 2,2 = 3,2$

La figure II.4 représente l'allure des oscillations en régime permanent est fonction du rapport  $R_2/R_1$ .

Pour le premier cas, après le démarrage des oscillations ( $AB > 1$ ), l'oscillateur garde une amplitude stable à la sortie, donc le gain de la boucle doit vérifier la condition :  $AB = 1$ . C'est la condition de l'entretien des oscillations.



**Figure II.4** : Résultat de simulation du signal de sortie suivant le cas du gain de la boucle.

Dans le deuxième cas, les oscillations amorties ( $AB < 1$ ), donc pour assurer le démarrage de l'oscillateur, il suffit de mettre  $AB$  légèrement supérieur à 1.

Écrêtage du signal fournit par l'oscillateur dans le troisième cas, puisque son amplitude est limitée par la saturation de l'amplificateur

### II.1.2 Stabilisation de l'amplitude des oscillations

La variation de la température se traduit souvent par un écrêtage du signal fournit par l'oscillateur puisque son amplitude est limitée par la saturation de l'amplificateur. Une solution pour éviter la saturation du signal de sortie est de contrôler l'amplitude de ce signal en introduisant un élément non linéaire (thermistance) : on réalise alors un Contrôle Automatique de Gain (CAG) illustré dans la figure II.5.

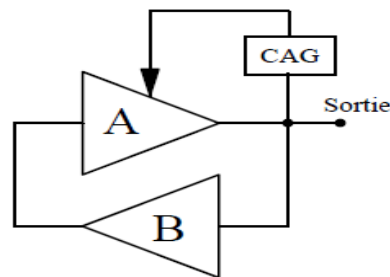


Figure II.5 : Stabilisation par CAG.

Un exemple est illustré sur la figure II.6 pour stabiliser l'amplitude des oscillations

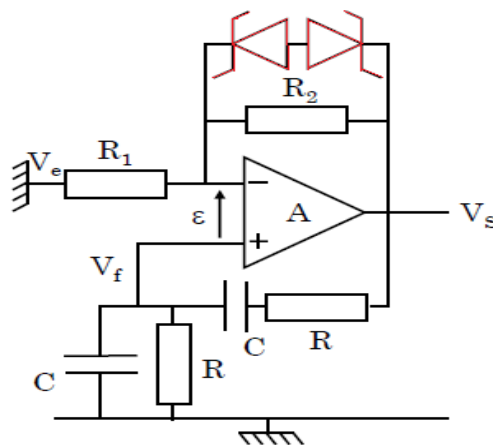
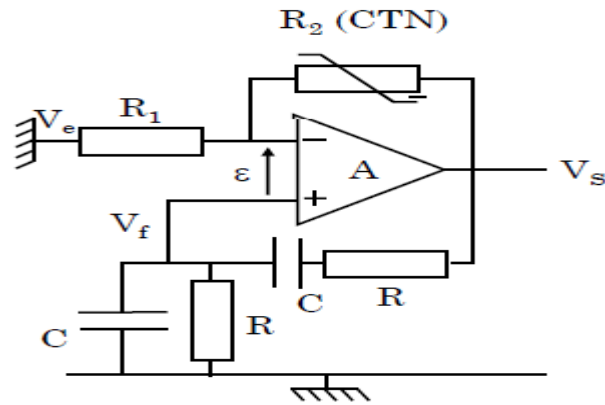


Figure II.6 : Oscillateur à pont de Wien avec CAG (Zener).

La mise de deux diodes Zener têtes bêtes en parallèle avec la résistance  $R_2$  permet d'ajouter un courant supplémentaire en parallèle de  $R_2$  ce qui permet à une diminution du gain.

Un autre exemple illustré dans la figure II.7 pour stabiliser l'amplitude des oscillations via une résistance a coefficient de température négatif (CTN).

Les CTN (Coefficient de Température Négatif, en anglais NTC, Negative Temperature Coefficient) sont des thermistances dont la résistance diminue, de façon relativement uniforme, quand la température augmente, et vice-versa.



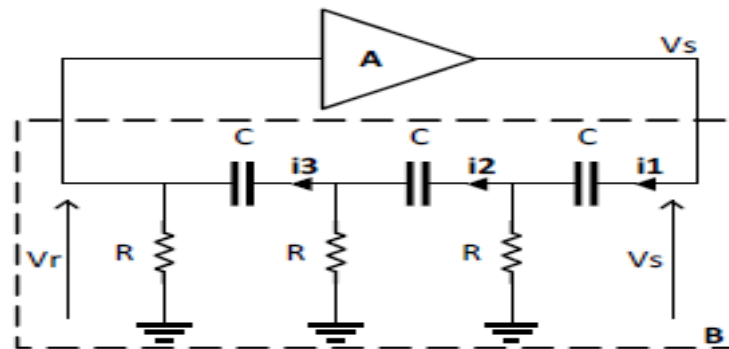
**Figure II.7** : Oscillateur à pont de Wien avec CAG (CTN).

Quand  $V_s$  augmente, le courant dans la *CTN* augmente ce qui induit son échauffement et provoque une diminution du gain

### II.1.3 Oscillateur à déphasage (à réseaux déphaseurs RC)

Il est formé essentiellement d'un étage amplificateur et d'un réseau passif, constitué de résistances et condensateurs, qui introduisent un déphasage en contre-réaction de 0 ou  $\pi$  pour compenser celui introduit par l'amplificateur. La fréquence et la condition d'oscillation sont obtenues en appliquant la procédure de calcul habituelle

L'oscillateur à déphasage est montré à la figure II.8.



**Figure II.8** : Déphaseur à base de cellules R-C en série.

L'amplificateur inverseur déphase le signal par  $180^\circ$ . L'oscillation est possible quand le déphasage total à travers le réseau est de  $180^\circ$  pour obtenir une phase totale de  $360^\circ$  (ou bien  $0^\circ$ ) à travers la boucle.

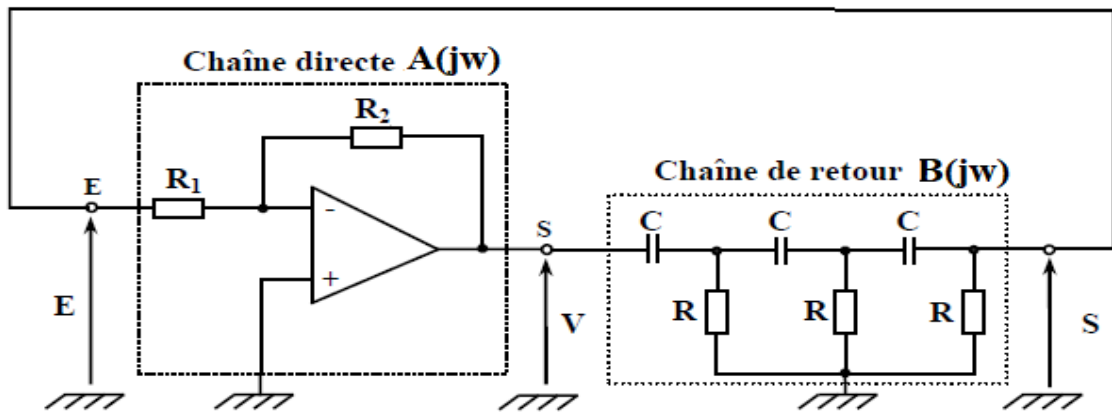


Figure II.9 : Oscillateur à réseau déphaseur (passe haut) à base d'un amplificateur Opérationnel.

Chaîne directe

$$A(j\omega) = \frac{V}{E} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{II.8}$$

Chaîne de retour

$$B(j\omega) = \frac{S}{V}$$

$$B(j\omega) = \frac{(jRC\omega)^3}{1 + 5(jRC\omega) + 6(jRC\omega)^2 + (jRC\omega)^3} \tag{II.9}$$

Condition d'oscillation

La fonction de transfert complet  $T(j\omega)$  est donnée par :

$$T(j\omega) = A.B = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{(jRC\omega)^3}{1 + 5(jRC\omega) + 6(jRC\omega)^2 + (jRC\omega)^3} \tag{II.10}$$

Selon le critère de Barkhausen :

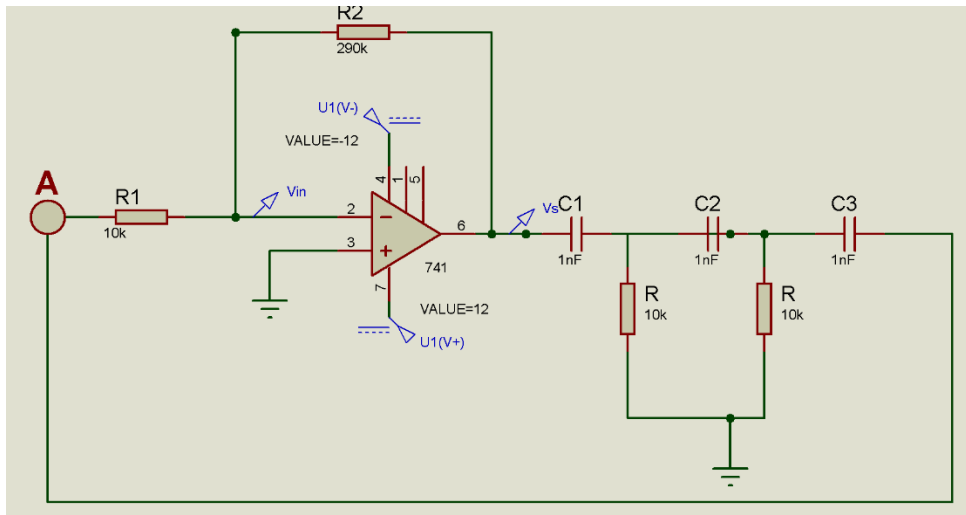
$$R_2 = 29.R_1 \quad \omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{6}} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot RC\sqrt{6}}$$

Exemple :

On veut réaliser un oscillateur à déphasage d'une fréquence environ de 65 kHz (Figure II.10 simuler sous Proteus ISIS)

- $f_0 \approx 65$  kHz est obtenue pour  $C = 1$ nF et  $R = 10$  K $\Omega$
- L'amplification minimale devra donc être  $A_{min} = -29$
- Pour assurer le démarrage, on prend par exemple  $A = 36$ , ce qui correspond à  $R_2 = 360$  K $\Omega$

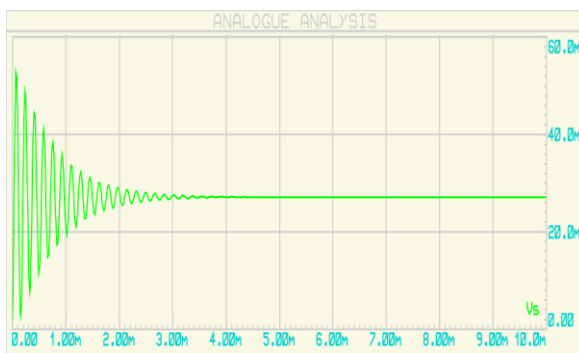




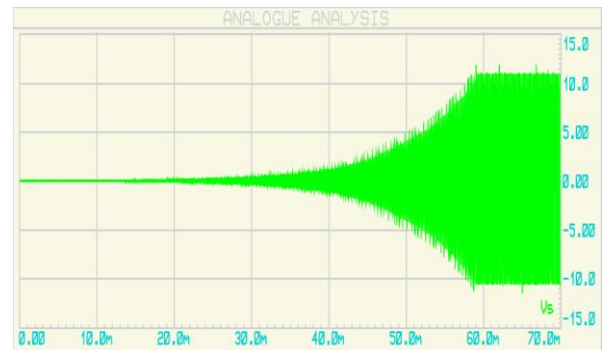
**Figure II.10** : Simulation d'un oscillateur à déphasage à base d'amplificateur Opérationnel 741 sur Proteus.

La résistance **R** placée entre le point A et l'entrée inverseuse de l'AOP joue deux rôles. C'est la résistance d'entrée et c'est aussi la résistance de la troisième cellule de filtrage

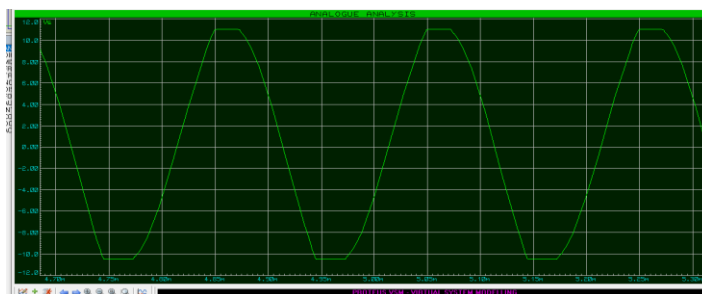
La figure II.11 représente l'allure des oscillations en régime permanent est fonction du rapport  $-R_2/R_1$  (gain A).



$R_2=290K\Omega$  ( $R_2/R_1=29$ )



$R_2=360K\Omega$  ( $R_2/R_1=36$ )



$R_2=500K\Omega$  ( $R_2/R_1=50$ )

**Figure II.11** : Le résultat de simulation du signal de sortie suivant le cas du gain de la boucle.

Si  $R_2$  est trop faible, il n'y a pas d'oscillation et si elle est trop grande, l'AOP sature ce qui provoque l'écrêtage du signal fournit par l'oscillateur.

## II.2 Oscillateur haute fréquence (réseau de réaction LC)

Les oscillateurs R-C ne permettent pas d'obtenir des fréquences d'oscillation élevées. Quand on a besoin de fréquences plus élevées, comme dans les émetteurs récepteurs AM et FM par exemple, on utilise des oscillateurs LC comprenant des inductances et des condensateurs, Ces derniers donnent des fréquences très stables.

Les oscillateurs en haute fréquence couvrent une plage de fréquence, de centaine de kHz à quelques dizaines de MHz.

Une fraction de la tension aux bornes du circuit accordé est réinjectée à l'entrée d'un amplificateur inverseur constituant la chaîne directe (Figure II.12).

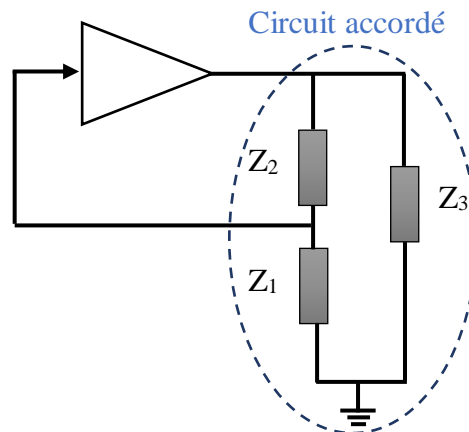


Figure II.12 : Oscillateur LC.

### II.2.1 Etude du circuit

Pour étudier ce système, on remplace l'amplificateur (considéré idéal) par son circuit équivalent (Figure II.13) :

- Une impédance d'entrée infinie,
- Une résistance de sortie  $R_S$ ,
- Un gain en tension à vide ( $-G$ ).

Le gain est négatif, car l'amplificateur est inverseur.

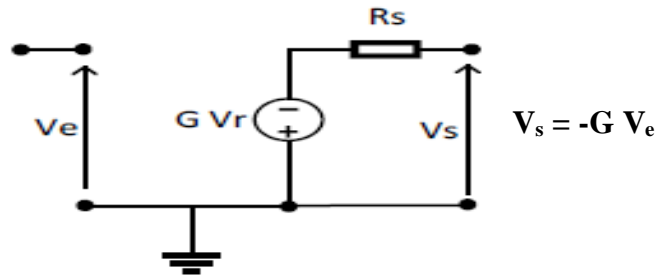


Figure II.13 : Circuit équivalent d'un amplificateur idéal.

Le circuit équivalent de l'oscillateur LC avec l'amplificateur est montré à la figure II.14.

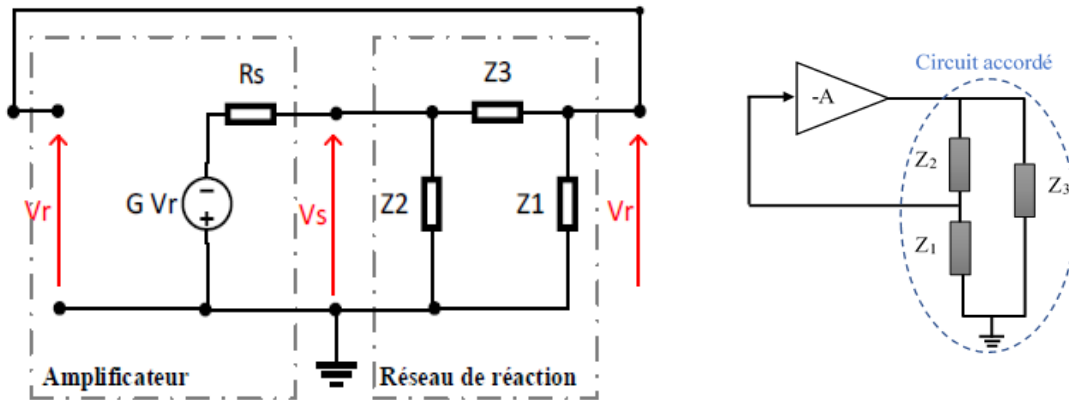


Figure II.14 : Circuit équivalent de l'oscillateur LC.

Chaîne directe

Pour simplifier les calculs, on remplace la chaîne de réaction par son impédance d'entrée Ze (Figure II.15).

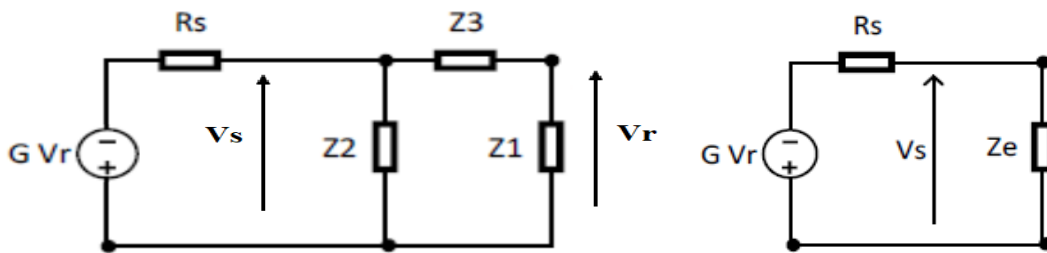


Figure II.15 : Circuit simplifié de l'oscillateur LC.

Ou Ze est égale à :

$$Z_e = Z_2 // (Z_1 + Z_3) = \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \tag{II.11}$$

Par le diviseur de tension, il est possible d'écrire :

$$V_s = \frac{Z_e}{Z_e + R_s} (-G V_r) \tag{II.12}$$

Alors

$$A = \frac{V_s}{V_r} = -G \frac{Z_e}{Z_e + R_s} \quad (\text{II.13})$$

Chaîne de retour

$$B = \frac{V_r}{V_s} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \quad (\text{II.14})$$

Condition d'oscillation

$$\begin{aligned} AB = 1 &\Rightarrow \frac{-GZ_e}{Z_e + R_s} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} = 1 \\ &\Rightarrow \frac{-G \cdot \left( \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \right)}{\left( \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \right) + R_s} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} = 1 \\ &\Rightarrow \frac{-GZ_1Z_2}{Z_2(Z_1 + Z_3) + R_s(Z_1 + Z_2 + Z_3)} = 1 \\ &\Rightarrow -GZ_1Z_2 = Z_2(Z_1 + Z_3) + R_s(Z_1 + Z_2 + Z_3) \end{aligned}$$

Les impédances Z1, Z2 et Z3 sont des réactances jY

$$GY_1Y_2 = -Y_2(Y_1 + Y_3) + jR_s(Y_1 + Y_2 + Y_3)$$

Selon le critère de Barkhausen (partie imaginaire nulle) ce qui donne l'équation II.15

$$Y_1 + Y_2 + Y_3 = 0 \quad (\text{II.15})$$

Pour la partie réelle :

$$GY_1 = -(Y_1 + Y_3) \quad (\text{II.16})$$

Ce qui donne l'équation II.17

$$(G + 1) \cdot Y_1 = -Y_3 \quad (\text{II.17})$$

Le paramètre G (le gain) est un réel positif, alors Y1 et Y3 sont de signe différent, alors les réactances Y1 et Y3 de nature différente.

C.à.d. Si  $Y_1$  est une capacité,  $Y_3$  donc inductance et vice versa.

On peut écrire l'équation II.15 sous la forme suivante :

$$Y_2 = -(Y_1 + Y_3)$$

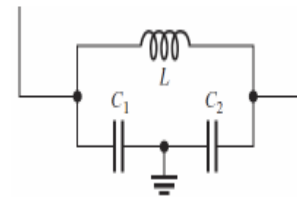
Puis on remplace ce dernier dans l'équation II.16, on obtient :

$$GY_1 = Y_2$$

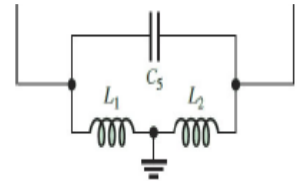
Les réactances  $Y_1$  et  $Y_2$  sont de même signe, donc de même type de réactance ( $Y_1$  et  $Y_2$  sont des inductances ou des capacités)

Les combinaisons possibles donc :

- $Y_1$  et  $Y_2$  sont capacitives et  $Y_3$  est inductive, ce qui nous donne un oscillateur de Colpitts



- $Y_1$  et  $Y_2$  sont inductives et  $Y_3$  est capacitive, ce qui nous donne un oscillateur de Hartley



### II.2.2 Oscillateur Colpitts

L'oscillateur Colpitts, inventé par Edwin H. Colpitts, est un type d'oscillateur *LC*. La figure II.16 montre un oscillateur Colpitts à base d'amplificateur opérationnel, la fréquence d'oscillation est déterminée par une inductance  $L$  qui est connectée en parallèle à la combinaison en série de condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ , la réaction est de type tension série.

En régime harmonique, nous avons :

$$Z_1 = \frac{1}{jC_1\omega} \quad Z_2 = \frac{1}{jC_2\omega} \quad Z_3 = jL\omega$$

D'après l'équation II.15 on a :

$$Y_1 + Y_2 + Y_3 = 0$$

$$-\frac{1}{C_1\omega_0} + \frac{-1}{C_2\omega_0} + L\omega_0 = 0$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}}$$

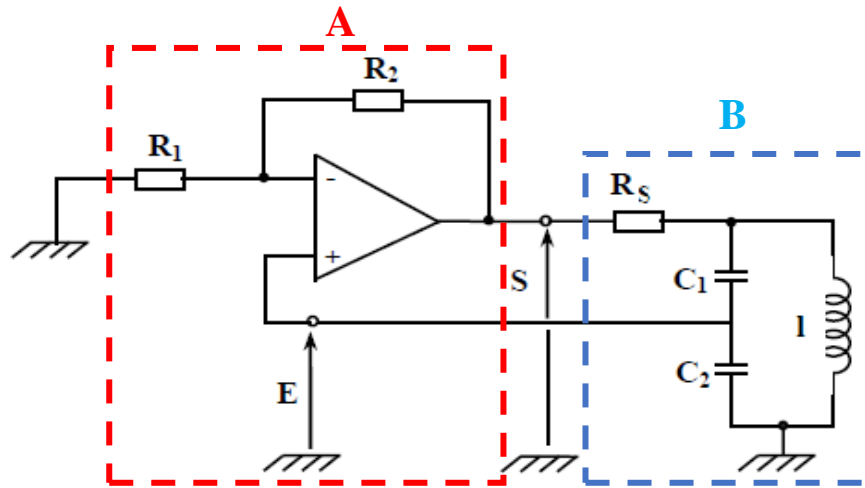


Figure II.16 : Oscillateur Colpitts à base d'amplificateur Opérationnel.

### Condition d'oscillation

La fréquence d'oscillation est égale:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{eq}}}$$

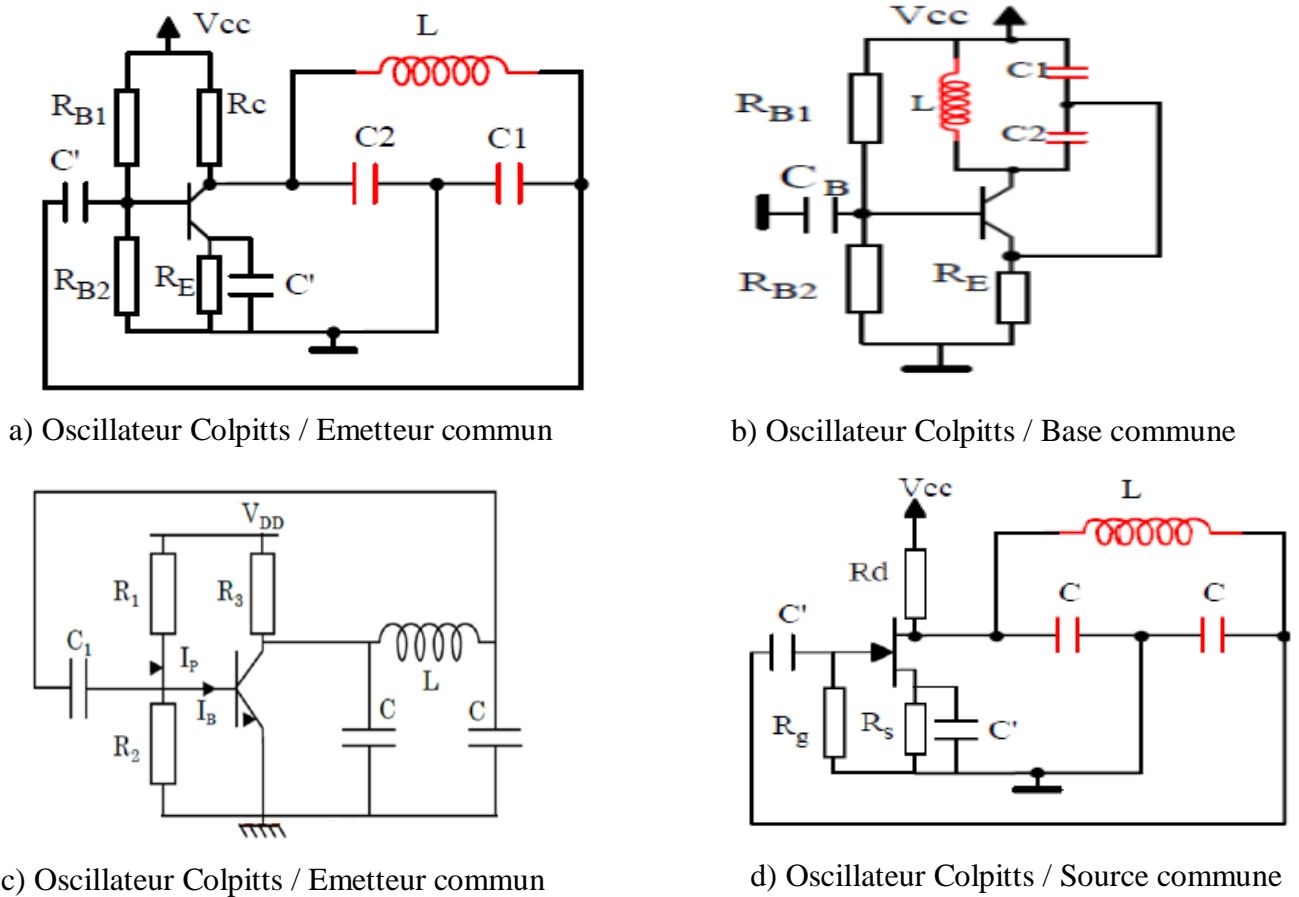
Avec

$$C_{eq} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{C_2}{C_1}$$

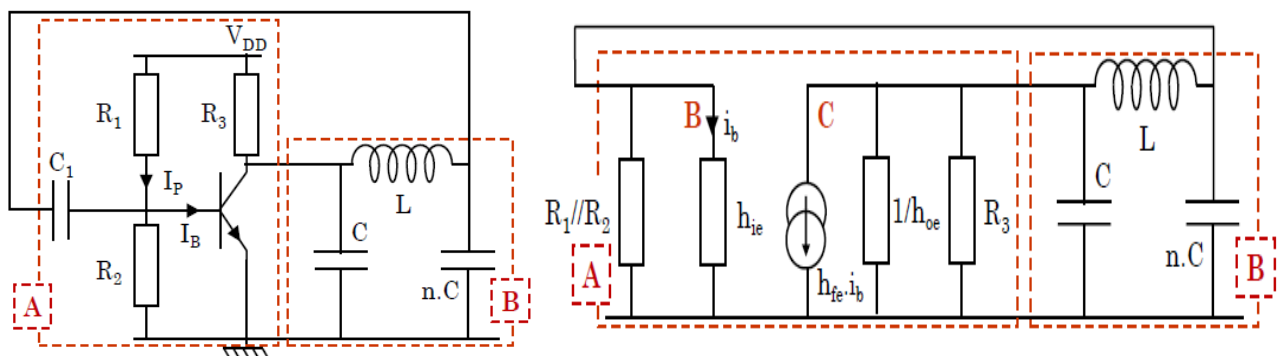
Si on veut travailler en fréquences élevées, il est préférable d'exploiter un montage amplificateur à transistor.

Il existe une multitude de configuration pour l'oscillateur Colpitts comme illustrer dans la figure II.9.



**Figure II.17 :** Différentes configurations pour Oscillateur Colpitts exploitant un montage amplificateur à transistor.

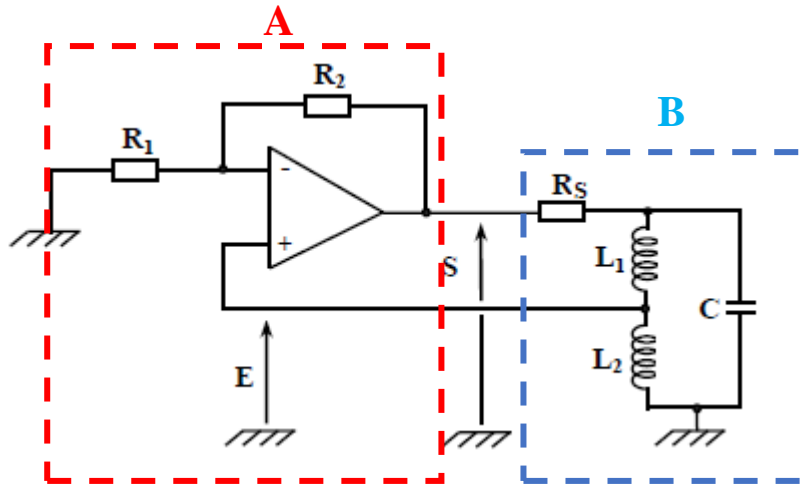
Si on prend l'exemple d'oscillateur Colpitts avec transistor bipolaire Emetteur commun, il faut présenter le schéma dynamique équivalent (petits signaux) pour simplifier les calculs.



**Figure II.18 :** Oscillateur Colpitts avec transistor bipolaire Emetteur commun et son schéma dynamique équivalent.

**II.2.3 Oscillateur Hartley**

L'oscillateur Hartley inventé par Ralph Hartley est le dual de l'oscillateur Colpitts. La figure II.19 montre un oscillateur Hartley à base d'amplificateur opérationnel, la fréquence d'oscillation est déterminée par un condensateur  $C$  qui est connectée en parallèle à la combinaison en série de inductances  $L1$  et  $L2$ , la réaction est de type tension série.



**Figure II.19** : Oscillateur Hartley à base d'amplificateur Opérationnel.

En régime harmonique, nous avons :

$$Z_1 = jL_1\omega \quad Z_2 = jL_2\omega \quad Z_3 = \frac{1}{jC\omega}$$

D'après l'équation II.15 on a :

$$Y_1 + Y_2 + Y_3 = 0$$

$$L_1\omega_0 + L_2\omega_0 - \frac{1}{C\omega_0} = 0$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C \cdot (L_1 + L_2)}} \quad / \omega = 2\pi \cdot f$$

**Condition d'oscillation**

La fréquence d'oscillation est égale:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C \cdot (L_1 + L_2)}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C \cdot L_{eq}}}$$

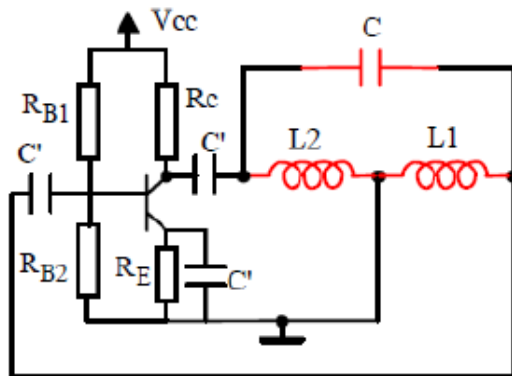


Avec

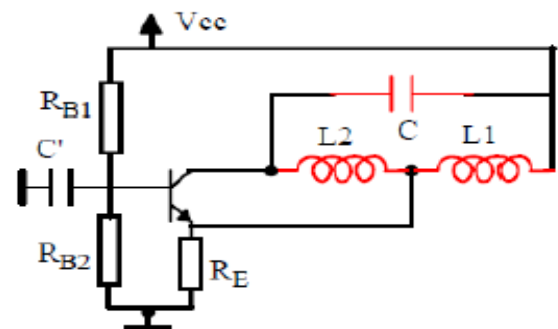
$$L_{eq} = L_1 + L_2$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{L_1}{L_2}$$

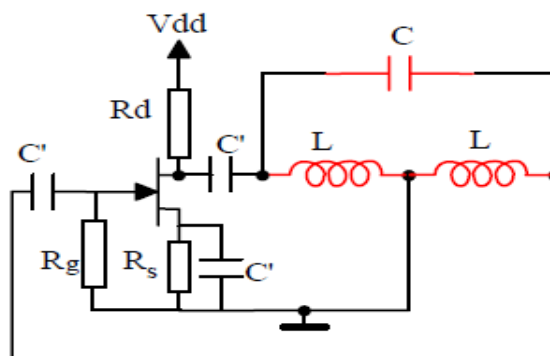
Il existe une multitude de configuration pour l'oscillateur **Hartley** qui utilise un amplificateur à un transistor comme illustrer dans la figure II.20.



a) Oscillateur Hartley / Emetteur commun



b) Oscillateur Hartley / Base commune



c) Oscillateur Hartley / Source commune

**Figure II.20** : Déférent configuration pour Oscillateur Colpitts exploiter un montage amplificateur à transistor.

### II.2.4 Oscillateur Clapp

L'oscillateur inventé par « James K. Clapp » en 1948, est une amélioration de l'oscillateur Colpitts. On ajoute une capacité en série avec la bobine. L'oscillateur Clapp est bien adapté aux fréquences élevées même plusieurs gigahertz.

La figure II.21 montre un oscillateur Clapp à base d'amplificateur opérationnel et un transistor bipolaire.

La condition d'entretien des oscillations reste inchangée

$$Y_1 + Y_2 + Y_3 = 0$$

$$-\frac{1}{C_1 \omega_0} + \frac{-1}{C_2 \omega_0} + L \omega_0 + \frac{-1}{C_3 \omega_0} = 0$$

La fréquence d'oscillation devient :

$$f_0 = \frac{1}{2.\pi \sqrt{LC_{eq}}} \quad \text{avec} \quad \frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$$

La valeur de  $C_3$  est choisie pour qu'elle soit suffisamment faible devant  $C_1$  et  $C_2$ . Alors :

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC_3}} \quad f_0 \approx \frac{1}{2.\pi \sqrt{LC_3}}$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{C_2}{C_1}$$

La fréquence d'oscillation ne dépend que de  $C_3$ , donc la fréquence fonctionnement de l'oscillateur Clapp est plus stable que celle de l'oscillateur Colpitts.

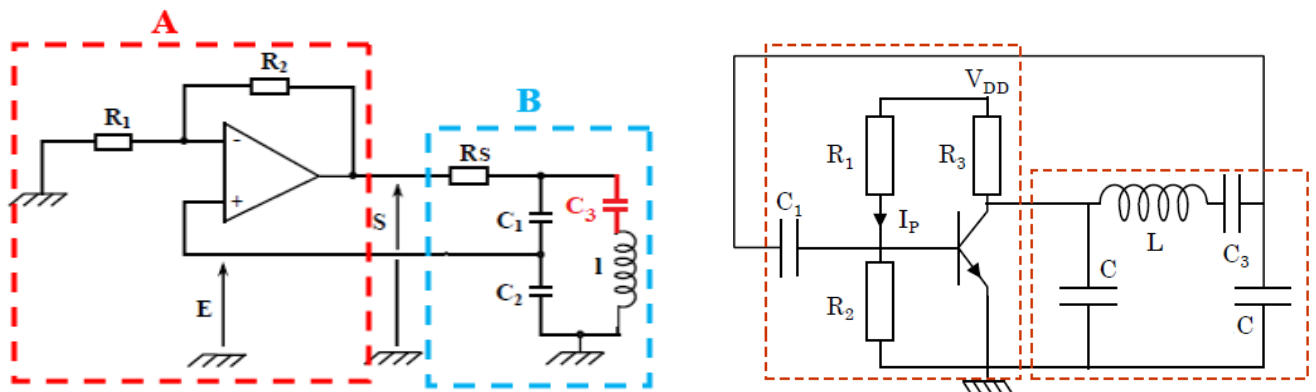
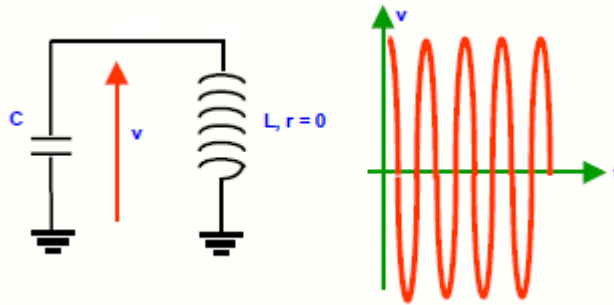


Figure II.21 : Oscillateur Clapp à base d'amplificateur Opérationnel et un transistor bipolaire.

### II.3 Oscillateur à résistance négative

Soit un circuit qui contient une inductance en série avec un condensateur initialement chargé. Lorsqu'il se décharge, le condensateur produit un courant électrique  $i_c$  qui crée un champ magnétique dans la bobine.

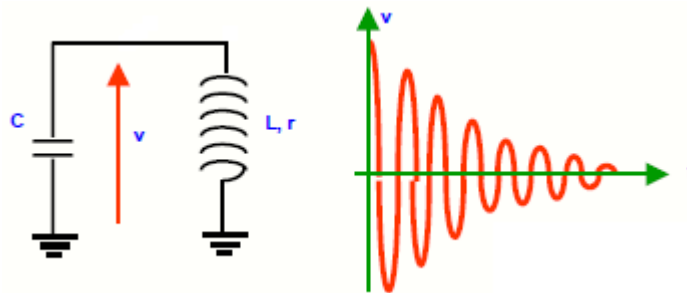
Le montage suivant constitue un oscillateur électrique LC. En l'absence de résistance on dit que l'oscillateur est non amorti.



**Figure II.22 :** Oscillation libre d'un circuit  $LC$  idéale.

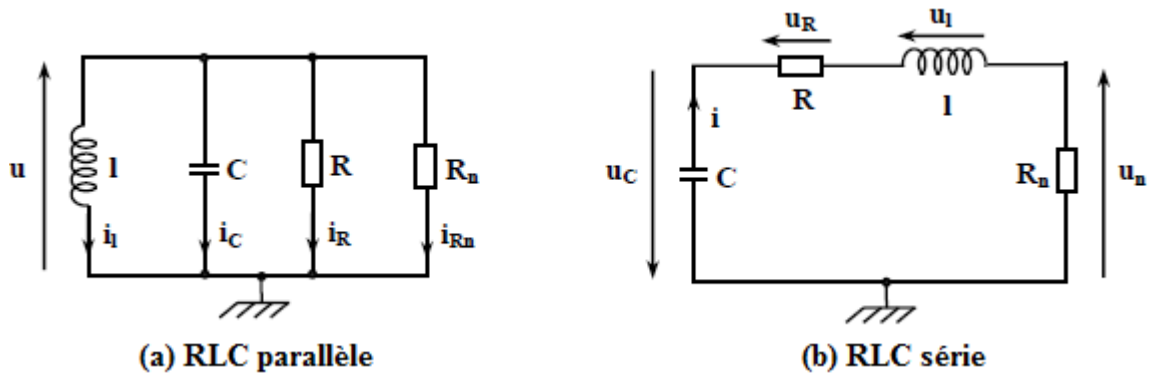
Dans un circuit réel, il y a toujours des pertes par effet joule dans les parties résistives de circuit (la résistance de la bobine).

En présence de résistance  $r$  l'énergie électromagnétique totale stockée dans C et L diminue au cours du temps car elle est dissipée en chaleur dans la résistance par effet Joule, le signal utile est une sinusoïde amortie.



**Figure II.23 :** Oscillation libre d'un circuit  $LC$  réel, où  $r$  représente les pertes dans le circuit.

Pour compenser ces pertes, il suffit de connecter une résistance négative à un circuit oscillant  $RLC$  (voir figure II.24) pour éliminer sa résistance équivalente des pertes, et créer un oscillateur sans pertes et sans amortissement. La condition d'oscillation est  $R = Rn$ . (à l'opposition d'une résistance positive, une résistance négative fournit de l'énergie).



**Figure II.24 :** Oscillation libre d'un circuit *RLC* réel, où  $R_n$  représente les pertes dans le circuit.

- Suivant la loi des noeuds, appliqué au circuit de la figure II.24 (a) on exprime l'équation suivante :

$$i_L + i_c + i_R + i_{R_n} = 0$$

$$i_L + C \frac{du}{dt} + \frac{u}{R} + \frac{u}{R_n} = 0 \quad / u(t) = L \frac{di_L}{dt}$$

On obtient finalement l'équation différentielle suivante :

$$LC \frac{d^2 i_L}{dt^2} + L \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{R_n} \right) \frac{di_L}{dt} + i_L = 0 \quad (II.18)$$

- Suivant la loi des mailles, appliqué au circuit de la figure II.b on exprime l'équation suivante :

$$i_L + i_c + i_R + i_{R_n} = 0$$

$$i_L + C \frac{du}{dt} + \frac{u}{R} + \frac{u}{R_n} = 0 \quad / u(t) = L \frac{du_c}{dt}$$

On obtient finalement l'équation différentielle suivante :

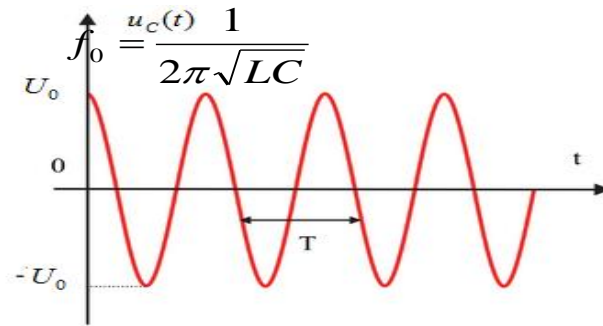
$$LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} + C(R + R_n) \frac{du_c}{dt} + u_c = 0$$

Si  $R = -R_n$ , la solution générale des équations différentielle pour les deux cas prennent les formes suivantes :

$$i_L(t) = I_0 \sin(w_0 t + \varphi)$$

$$u_c(t) = U_0 \sin(w_0 t + \varphi)$$

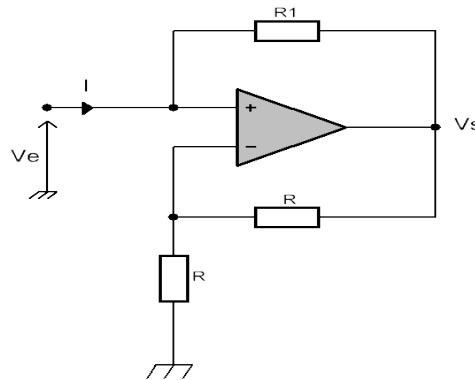
L'amplitude crête du signal généré est égale à  $U_0$  et la fréquence d'oscillation  $f_0$  est égale a :



**Figure II.25 :** Évolution du signal  $u_c(t)$  aux bornes du condensateur lorsque  $R + R_n = 0$ .

Les dispositifs actifs qui peuvent être utilisés pour réaliser une résistance négative par exemple : la diode gunn, la diode tunnel, l’amplificateur opérationnel...etc.

Il est possible d’émuler une résistance négative par un montage à AOP, le montage est illustré ci-dessous.



**Figure II.26 :** Émulation d’une résistance négative avec un montage à AOP.

Le montage de la figure II.26 utilise les deux types de contre-réaction : négative et positive. L’AOP est supposé idéal, en régime linéaire ( $V_+ = V_-$ )

$$V_- = \frac{R}{R + R} V_s = \frac{V_s}{2}$$

$$V_e - V_s = R_1 \cdot I \Rightarrow V_s = V_e - R_1 \cdot I$$

alors 
$$V_- = \frac{V_e - R_1 \cdot I}{2}$$

or 
$$V_+ = V_e = V_-$$

$$V_e = \frac{V_e - R_1 \cdot I}{2} \Rightarrow V_e = -R_1 \cdot I$$

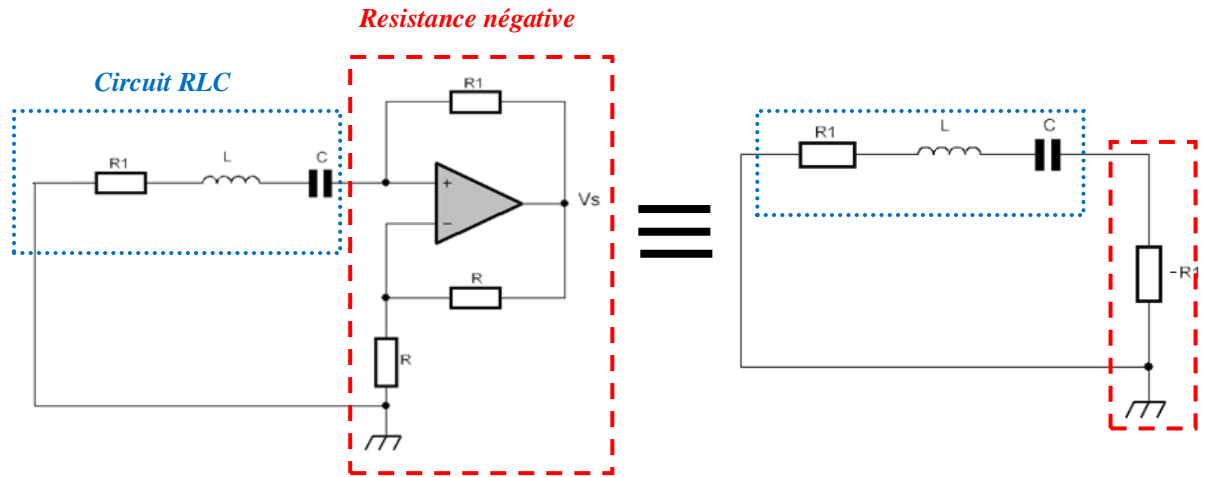


Figure II.27 : Circuit *RLC* couplé à une résistance négative à AOP.

### II.4 Oscillateur à quartz

Le quartz est un minéral à caractère cristallin composé de silice ( $\text{SiO}_2$ ), il est très commun dans la nature. Le quartz est un matériau piézoélectrique pour lequel l'application d'une force mécanique sur les faces d'un Quartz il génère une tension électrique. Ce phénomène est appelé piézo-électricité. Il permet d'obtenir une conversion mécanique-électrique.



Aussi, si on applique une tension électrique aux bornes d'un quartz, provoque l'apparition de forces ou bien une déformation mécanique (piézo-électricité inverse) (voir figure II.28).

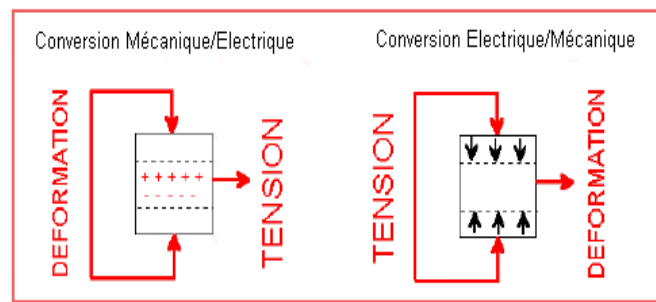
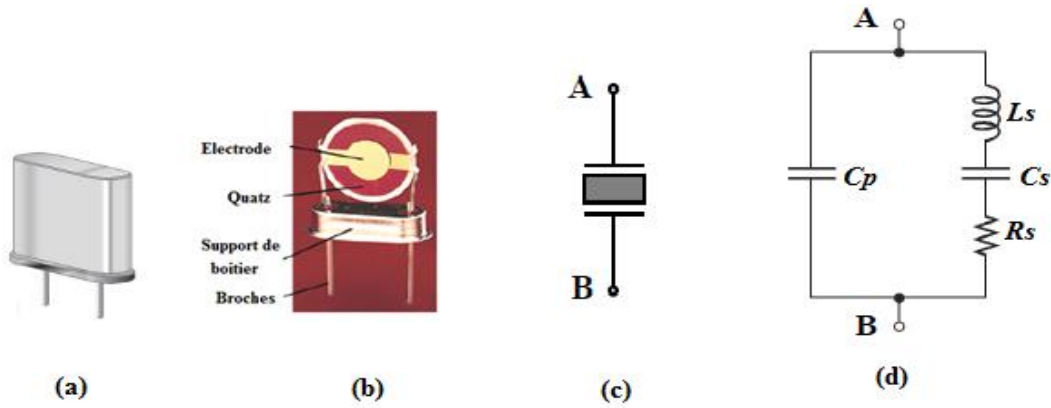


Figure II.28 : Effet piézo-électrique et piézo-électrique inverse.

Les oscillateurs à quartz sont destinés à produire des signaux de haute précision très stables en fréquence dans un intervalle de température donné et dans le temps. C'est le cas par exemple des émetteurs radiophoniques qui doivent garder des fréquences très précises fixées à l'avance. C'est le cas aussi des étalons de temps dans les montres électroniques.

Le symbole ainsi que le modèle équivalent d'une lame de quartz, sont donnés par la figure II.29.



**Figure II.29** : Le quartz : a) Le composant avec boîtier. b) Le composant sans le boîtier. c) Symbole d) circuit équivalent.

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

- Une capacité  $C_s$ , une bobine  $L_s$  et une résistance  $R_s$  dont les valeurs dépendent de la nature et des caractéristiques du quartz.
- Une capacité  $C_p$  qui correspond aux deux armatures et au quartz comme diélectrique

En négligeant  $R_s$  devant  $L_s\omega$  et  $\frac{1}{C_s\omega}$  l'expression de l'impédance du quartz s'écrit :

$$Z_Q(\omega) = \left( \frac{1}{jC_p\omega} \right) // \left( jL_s\omega + \frac{1}{jC_s\omega} \right)$$

$$Z_Q(\omega) = \frac{\left( \frac{1}{jC_p\omega} \right) \left( jL_s\omega + \frac{1}{jC_s\omega} \right)}{jL_s\omega + \frac{1}{jC_s\omega} + \frac{1}{jC_p\omega}} = \frac{1 - L_s C_s \omega^2}{(jC_p\omega)(jC_s\omega) \left( jL_s\omega + \frac{1}{jC_s\omega} \right)}$$

$$Z_Q(\omega) = \left( \frac{1}{j\omega} \right) \left[ \frac{(1 - L_s C_s \omega^2)}{(C_p + C_s) - (L_s C_s C_p \omega^2)} \right]$$

On pose  $f_s$  fréquence de résonance série, et  $f_p$  fréquence de résonance parallèle :

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad \text{et} \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_s C_{eq}}} \tag{II.20}$$

Avec

$$C_{eq} = \frac{C_s C_p}{C_s + C_p} \quad f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad \text{et} \quad f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_{eq}}} \tag{II.21}$$

Finalement l'expression de  $Z_Q$  s'exprime comme suivant :

$$Z_Q(\omega) = \frac{1}{j(C_p + C_s)\omega} \left[ \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2} \right] \quad (\text{II.22})$$

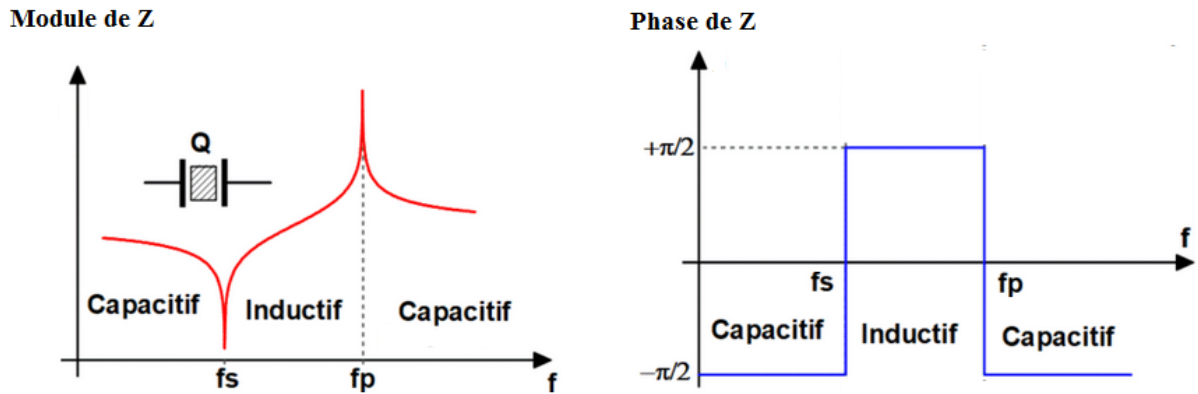


Figure II.30 : Les variations de  $Z_Q$  en fonction de la fréquence.

Entre ces deux fréquences, le quartz a un comportement inductif sinon il est capacitif.

La stabilité en fréquence d'un oscillateur à quartz résulte de la valeur importante du facteur de qualité  $Q$ , ce dernier défini comme le rapport de la largeur de la bande passante à la fréquence de résonance

Le facteur de qualité  $Q$  du quartz (sans unité) est lié à  $L$  et  $R$  par la relation :

$$\text{Série : } Q_s = \frac{L\omega_s}{R} \quad \text{Parallèle : } Q_p = \frac{L\omega_p}{R} \quad (\text{II.23})$$

**Exemple**

Soit un quartz a les valeurs suivantes,  $C_s = 0,05$  pF,  $L_s = 3$ H et  $C_p = 10$  pF. Calculer a les fréquences d'oscillation série et parallèle.

**Solution**

La fréquence d'oscillation série est donnée par :

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{3 \times 0.05 \times 10^{-12}}}$$

$$f_s = 411150 \text{ Hz ou } 411 \text{ KHz}$$



La fréquence d'oscillation parallèle est donnée par :

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s \left( \frac{C_s C_p}{C_s + C_p} \right)}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{3 \left( \frac{10 \times 10^{-12} \times 0.05 \times 10^{-12}}{10 \times 10^{-12} + 0.05 \times 10^{-12}} \right)}}$$

$f_p = 411910 \text{ Hz}$  ou 412K Hz

Donc, la fréquence d'oscillation du quartz sera comprise entre 411 kHz et 412 kHz.

A l'aide d'un quartz, on fabrique aussi bien des oscillateurs de signaux carrés fournissant des signaux binaires (horloge des microprocesseurs) que des oscillateurs sinusoïdaux.

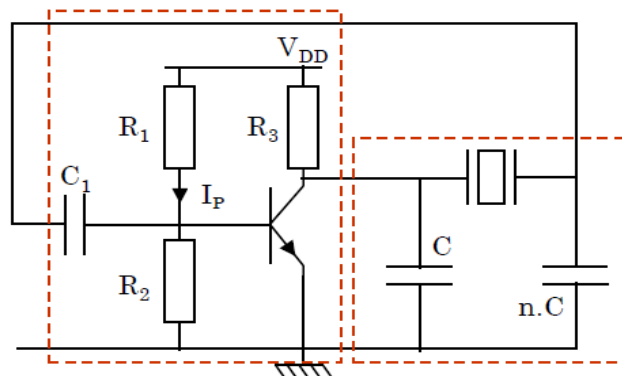


Figure II.31 : Oscillateur Colpitts à quartz en mode parallèle.

La bobine est remplacée par le quartz et le circuit oscille lorsque le quartz a un comportement inductif.

Un autre exemple de montage délivrant des signaux binaires (créneaux) stabilisés par un quartz (oscillateur d'horloge) est donné ci-dessous :

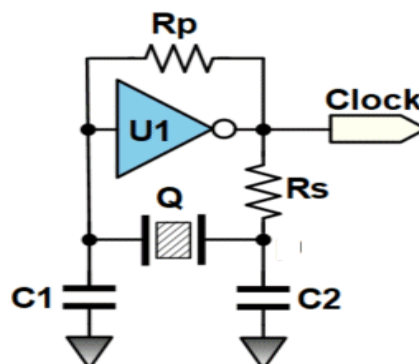


Figure II.32 : Oscillateur de Pierce.

## **CHAPITRE III**

---

### **LES MULTIVIBRATEURS**

### III.1 Introduction

Les multivibrateurs sont des montages qui permettent de générer en sortie une tension rectangulaire donc les niveaux hauts et bas (deux états de fonctionnement) sont plus ou moins stables.

Selon la stabilité de ces états, on distingue :

- ❑ Les multivibrateurs astables (Les deux états sont instables),
- ❑ Les multivibrateurs monostables (seulement un état est stable).
- ❑ Les multivibrateurs bistables (Les deux états sont stables).

Il y a deux états de fonctionnement:

#### Etat stable

Le système reste indéfiniment dans cet état, donc pour changer cet état il faut appliquer une commande extérieure.

#### Etat instable (ou quasi-stable)

Le système reste dans cet état durant un temps fixe, appelé durée de l'état instable qui est fonction des éléments constituant le circuit. Après cette durée le système bascule automatiquement vers l'autre état.

Tout multivibrateur comporte obligatoirement les organes suivants:

- Un élément actif (le transistor, l'amplificateur opérationnel, les portes logiques etc.),
- Un organe accumule de l'énergie (le condensateur),
- Un organe qui dissipe de l'énergie (résistance).

En fonction de l'élément actif, on distingue

- Les multivibrateurs à transistor (commutation: bloqué-saturée),
- Les multivibrateurs à amplificateur opérationnel **AOP** (comparateurs),
- Les multivibrateurs à circuit intégré (NE 555).

### III.2 Les Type de multivibrateur

#### III.2.1 Multivibrateur astable

Un astable ou horloge est un générateur de signaux rectangulaires autonome c.à.d. les signaux rectangulaires apparaissent en sortie du circuit dès la mise sous tension sans qu'il soit nécessaire de lui appliquer une impulsion de commande (Figure III.1).

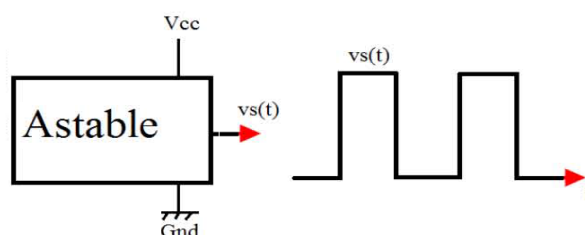


Figure III.1 : Symbolisation d'un astable.

Il délivre à sa sortie un signal rectangulaire caractérisé par sa période T et son rapport cyclique  $\alpha = t_1/T$  (Figure III.2)

T1: durée du niveau haut.

On dira aussi des oscillateurs à relaxation car les transistors ou les amplificateurs opérationnels utilisés dans ces circuits fonctionnent respectivement en commutation et en comparateurs.

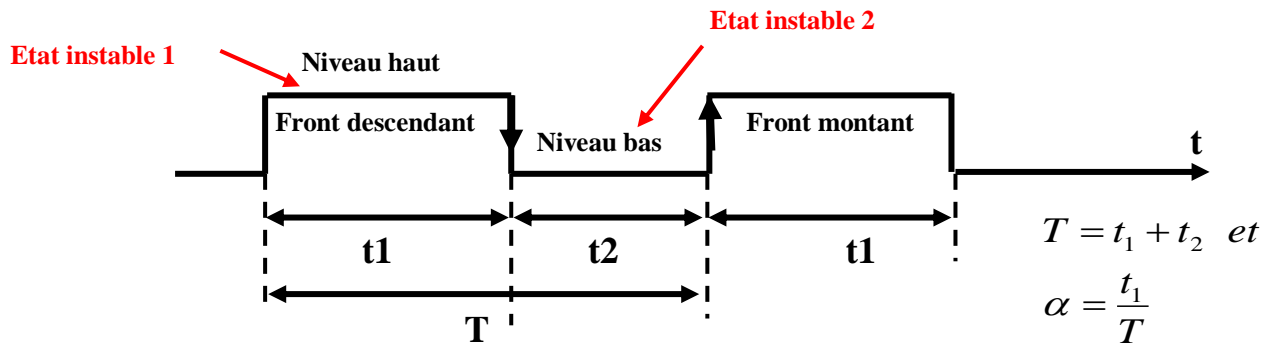


Figure III.2 : Les paramètres d'un signal rectangulaire généré par astable.

Les paramètres T et  $\alpha$  sont fixés par le choix de composants passifs ou d'une tension de réglage.

### III.2.2 Multivibrateur monostable

C'est un montage qui possède 2 états (un état stable et un état instable), c'est pour cette raison qu'on l'appelle « monostable ». L'état stable dure jusqu'à l'application, à  $t = t_1$ , d'un signal de commande (commande extérieure) qui fait passer le système à l'état instable. Le système revient automatiquement à l'état stable après la durée  $\Delta T$  (Figure III.3).

La durée  $\Delta T$  de l'état instable est indépendante de la forme et de l'intensité de l'impulsion de commande mais dépend plutôt d'un réseau RC.

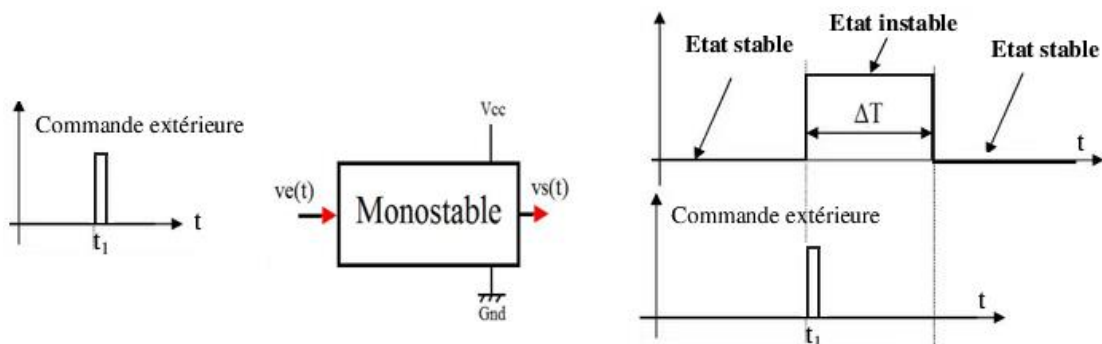


Figure III.3 : Principe de fonctionnement d'un montage monostable.

### III.2.3 Multivibrateur Bistable

C'est un montage qui possède deux états stables. On passe d'un état stable 1 à l'état stable 2 par l'action d'une deux impulsions de déclenchement séparé (commande extérieure). On peut les utiliser pour réaliser un diviseur de fréquence, mémoire binaire, générateur de signaux rectangulaires synchronisé par un signal extérieur ...etc.

Les multivibrateurs bistables très utilisés dans les calculatrices, ils jouent le rôle de relais à 2 positions.

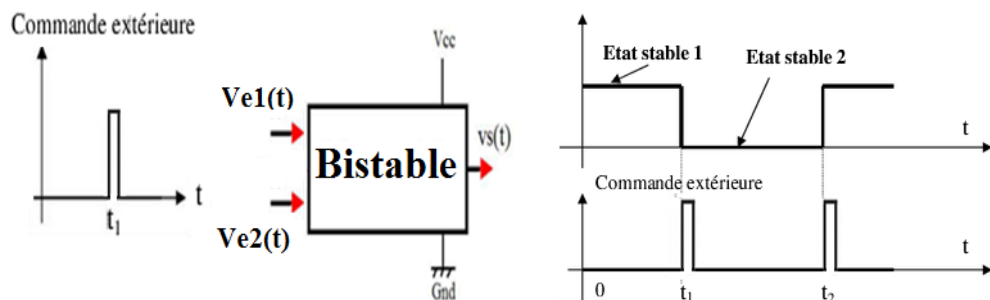


Figure III.4 : Principe de fonctionnement d'un montage bistable.

### III.3 Comparateur à base d'amplificateur opérationnel

Les multivibrateurs à amplificateur opérationnel utilisent l'amplificateur opérationnel en comparateur.

L'amplificateur opérationnel étant supposé idéal, il a un gain  $A$  considéré comme infini ( $A=\infty$ ). Ici, il fonctionnera en régime non linéaire donc la tension de sortie peut varier entre les valeurs extrêmes  $+V_{sat}$  et  $-V_{sat}$  (tension de saturation) qui sont légèrement inférieures aux tensions d'alimentation.

La saturation de la sortie est obtenue pour des tensions d'entrée très faibles

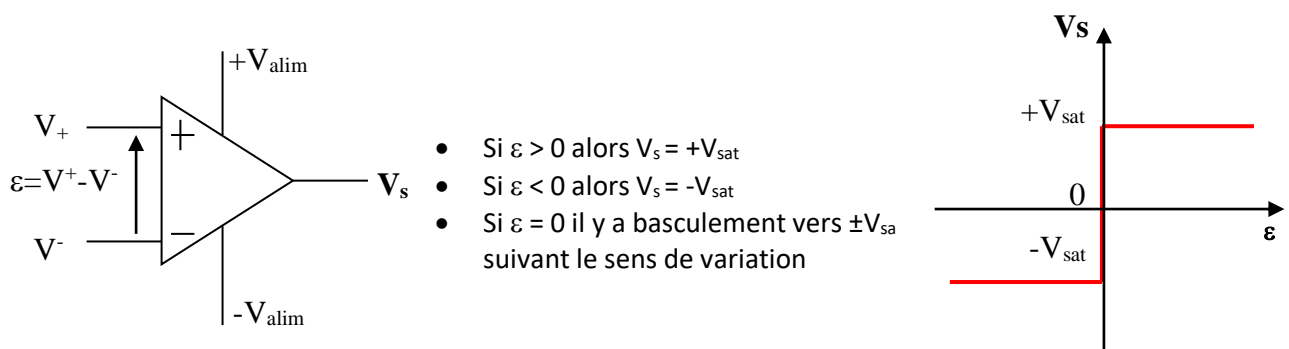


Figure III.5 : Schéma d'amplificateur opérationnel et fonction de transfert du comparateur à AOP.

Le comparateur est un amplificateur opérationnel à très haut gain et extrêmement rapide car il n'a pas de compensation en fréquence. Il est donc conçu et utilisé pour basculer rapidement d'un niveau de saturation vers l'autre.

### III.3.1 Comparateur simple

Ce comparateur s'appelle aussi un comparateur à un seuil (Mono seuil). La figure III.6 montre les basculements du comparateur pour une tension d'entrée  $V_e$  sinusoïdale d'amplitude égale à 5 et une fréquence de 100 Hz placée sur  $V_-$  avec  $V_+ = 0$  (courbe en bas) ou bien  $V_e$  placée sur  $V_+$  avec  $V_- = 0$ .

Les basculements de la sortie ont bien lieu aux changements de signe de la tension d'entrée.

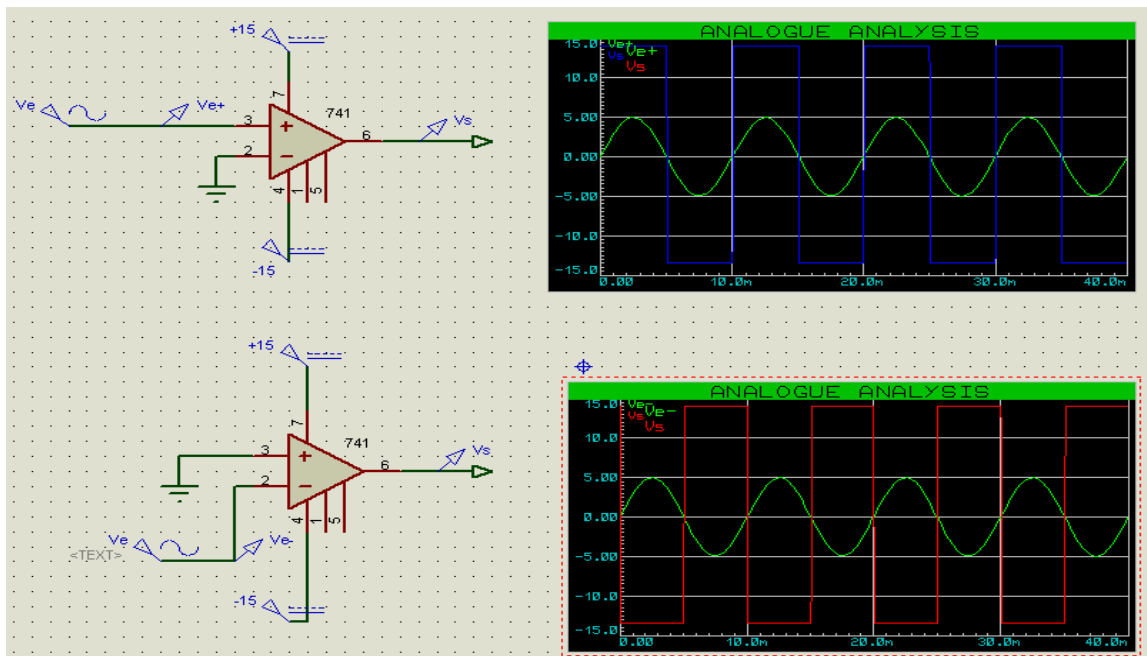


Figure III.6 : Le résultat de simulation du signal de sortie d'un comparateur simple sur Proteus.

### III.3.2 Comparateur à deux seuils (Trigger de Schmitt)

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

#### III.3.2.1 Comparateur double seuil inverseur

Le trigger de schmitt fait appel à une boucle de réaction (feedback) sur l'entrée non-inverseuse, il fonctionne donc en mode saturé, et non en mode linéaire, ce qui fait basculer ce dernier à  $-V_{sat}$  lorsque l'on dépasse le seuil positif, et à  $+V_{sat}$  lorsque l'on passe en dessous du seuil négatif (Figure III.7).

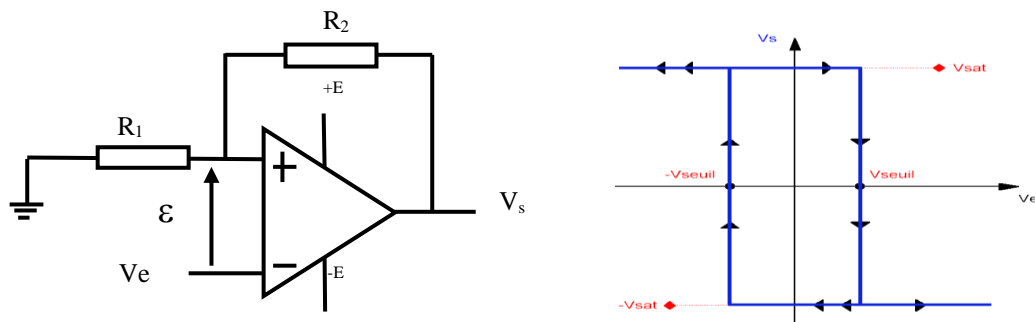


Figure III.7 : Comparateur à hystérésis inverseur avec caractéristique  $V_s = f(V_e)$ .

On compare  $V_+$  et  $V_- = V_e$ , la sortie basculer à chaque changement de signe de  $\epsilon = V^+ - V^-$ .

$$V_+ = V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{III.1}$$

à  $t = 0 \quad V_s = +V_{sat}$

$$\begin{cases} \text{Si } (V_e = V_-) < V_+ \Rightarrow V_s = V_{sat} \quad \text{et} \quad V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s \\ \text{Si } (V_e = V_-) > V_+ \Rightarrow V_s = -V_{sat} \quad \text{et} \quad V_+ = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s \end{cases}$$

La tension à laquelle  $V_s$  change de  $+V_{sat}$  à  $-V_{sat}$  est appelée la tension de seuil  $V_{seuil}$

$$\begin{cases} \text{Si } V_s = +V_{sat} \quad \text{alors} \quad V_{seuil} = V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \end{cases} \tag{III.2}$$

$$\begin{cases} \text{Si } V_s = -V_{sat} \quad \text{alors} \quad V_{seuil} = -V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \end{cases} \tag{III.3}$$

Traduisons cela par des graphiques  $V_s = f(V_e)$  de la figure III.8.

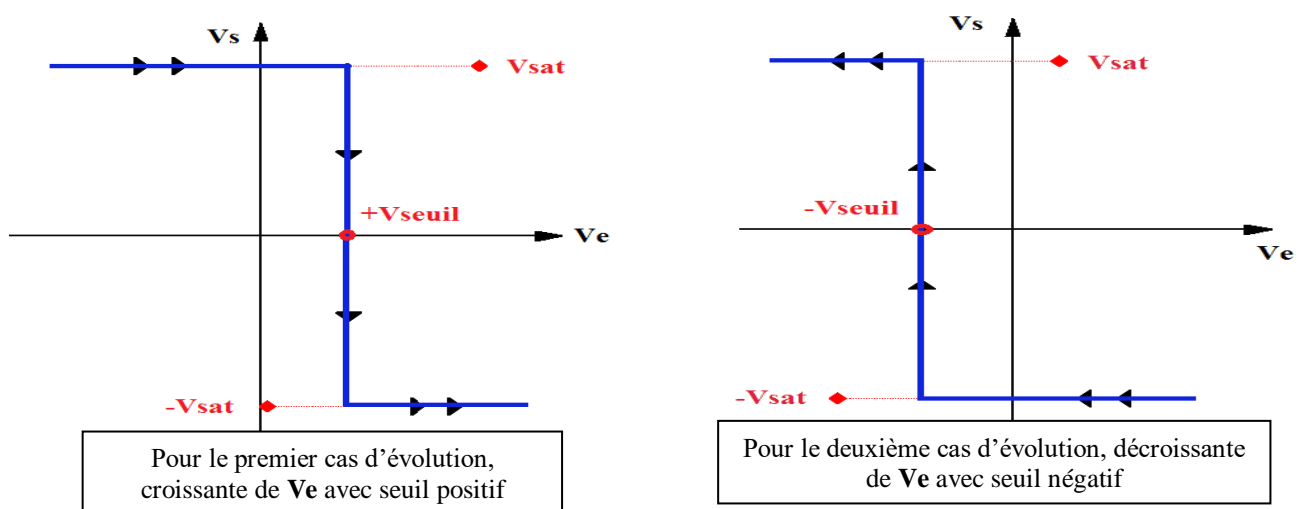


Figure III.8 : Caractéristique de transfert  $V_s = f(V_e)$  suivant l'entrée  $V_e$ .

Si l'on assemble ces deux courbes, on obtient un phénomène dit d'hystérésis qui caractérise le principe fondamental de ce montage, comme illustré dans la figure III.9.

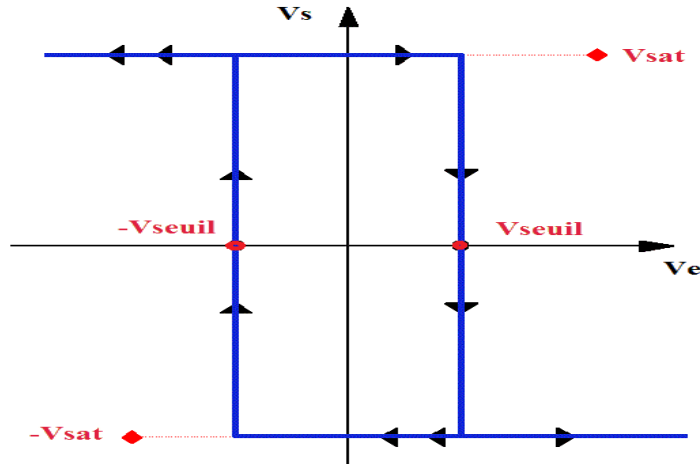


Figure III.9 : Caractéristique de transfert pour un comparateur double seuil inverseur.

La tension d'hystérésis est définie par la différence entre les tensions du basculement  $+Vs_{sat}$

et  $-Vs_{sat}$  par :

$$\Delta V = \frac{2R_1}{R_1 + R_2} V_S \tag{III.4}$$

### III.3.2.2 Comparateur double seuil non inverseur

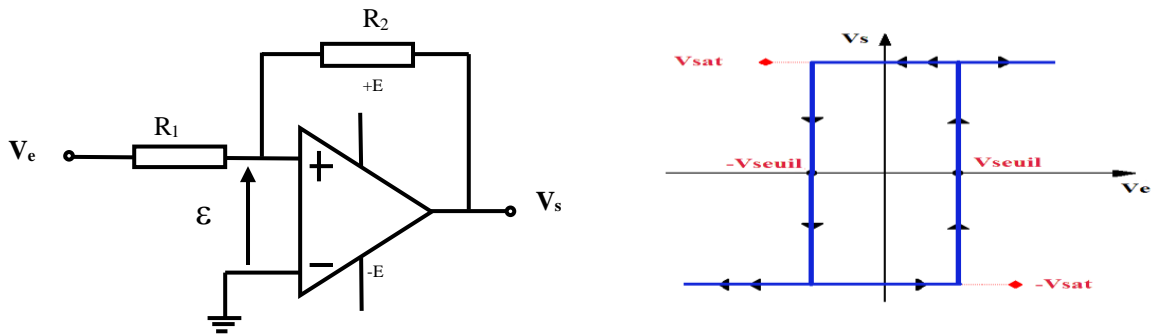


Figure III.10 : Comparateur à hystérésis non inverseur avec caractéristique  $V_s=f(V_e)$ .

On compare  $V^+$  et  $V^- = 0$

$$\varepsilon = V^+ - V^- \text{ donc } \varepsilon = V^+$$

Suivant le théorème de superposition on a :

$$\varepsilon = V_+ = V_S \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_e \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{III.5}$$



Si  $V_e$  augmenter ou diminuer,  $\varepsilon$  s'annule à un instant  $t$  c.à.d.  $\varepsilon(t) = 0$

$$V_+ = 0 \quad \text{si} \quad V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_e \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0 \quad (III.6)$$

Ceci donne les 2 seuils de  $V_e$  qui basculeront  $V_s$  ( $+V_{sat}$  et  $-V_{sat}$ ), soit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{seuil} = V_H = \frac{R_1}{R_2} V_{sat} \\ V_{seuil} = V_B = -\frac{R_1}{R_2} V_{sat} \end{array} \right. \quad (III.7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{seuil} = V_B = -\frac{R_1}{R_2} V_{sat} \\ V_{seuil} = V_H = \frac{R_1}{R_2} V_{sat} \end{array} \right. \quad (III.8)$$

Traduisons cela par des graphiques  $V_s=f(V_e)$  de la figure III.11.

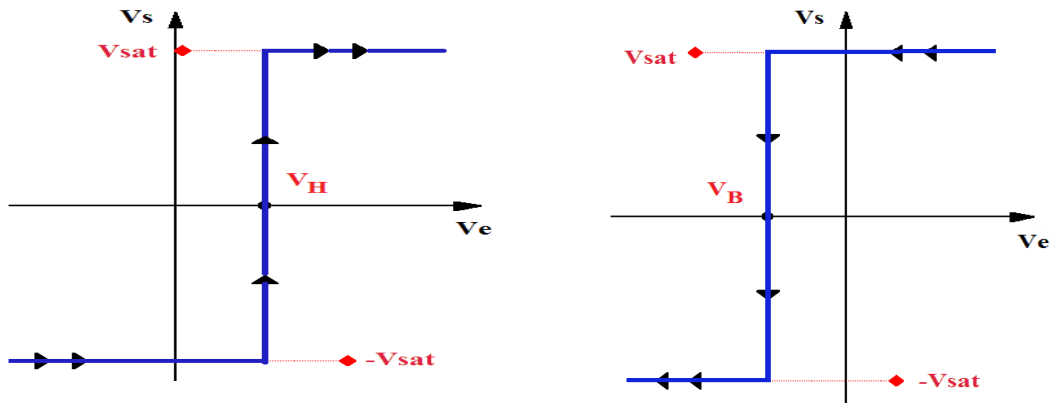


Figure III.11 : Caractéristique de transfert  $V_s=f(V_e)$  suivant l'entrée  $V_e$ .

La caractéristique globale de ce circuit est donnée à la figure III.12.

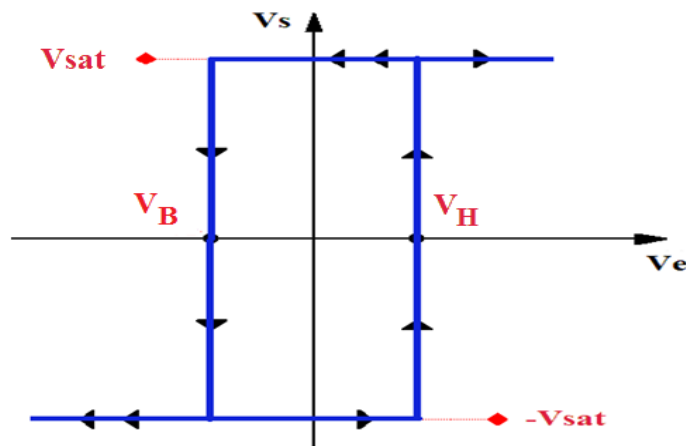


Figure III.12 : Caractéristique de transfert pour un comparateur double seuil non inverseur.

La tension d'hystérésis est :  $\Delta V = V_H - V_B = \frac{2R_1}{R_2} V_{sat}$  (III.9)

### III.4 Temporisateur NE555 (NE555 Timer)

Le circuit intégré **NE555** (plus couramment nommé **555**) très connu des électroniciens permet de réaliser diverses fonctions selon son mode de câblage, notamment la temporisation ou en mode multivibrateur.

Le NE555 a été créé en 1970 par Hans R. Camenzind et commercialisé en 1971 par Signetics, ce circuit est toujours utilisé de nos jours en raison de sa facilité d'utilisation, son faible coût et sa stabilité. Le NE555 est un circuit qui peut être utilisé comme un multivibrateur monostable, bistable ou astable très précis

Le circuit intégré NE 555 est un dispositif de chronométrage (Timer) de précision très populaire et utile, ce circuit intégré permet de réaliser avantageusement des signaux rectangulaires (multivibrateur astable) ou des impulsions de durée précise (monostable), aussi on peut utiliser le NE 555 comme base de temps, temporisateur...

On peut aussi réaliser une base de temps avec le NE555, sachant que la durée est déterminée par un condensateur et une résistance.

#### III.4.1 Brochage

C'est un petit circuit fourni en boîtier **DIP (Dual In Line Package)** à 8 broches. Ce circuit possède une grande stabilité, le NE555 existe aussi en version double avec l'appellation NE 556 en boîtier DIP 14.

La figure III.13 présente le brochage du NE555 et NE 556.

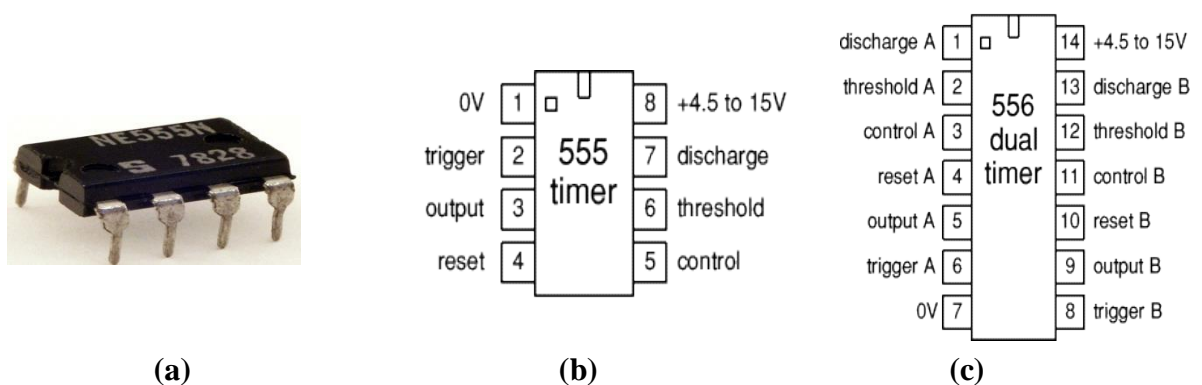


Figure III.13 : a) NE 555 dans un boîtier DIP, b,c) Brochage des NE 555 et 556.

<i>N°</i>	<i>Nom Eng</i>	<i>Nom FR</i>	<i>Description</i>
1	GND	masse	C'est 0V
2	TRIGGER	Déclenchement	Gâchette, amorce la temporisation
3	OUTPUT	Sortie	Signal de sortie
4	RESET	RAZ	Remise à zéro, interruption de temporisation
5	CONTROL	Contrôle	Accès à la référence interne (2/3 de VCC)
6	THRESHOLD	SEUIL	Signal la fin de temporisation lorsque la tension dépasse 2/3 VCC
7	DISCHARGE	Décharge	Servant à décharge le condensateur de temporisation
8	VCC	VCC	Tension d'alimentation entre 4.5V et 15V

**Tableau III.1 : Description des broches du NE555.**

### III.4.2 Caractéristiques du NE555

- Fonctionne sous des tensions d'alimentation de 4,5V à 15V,
- Fréquence plus grande que : 500 KHz,
- La tension de sortie à l'état haut varie de  $V_{cc} - 1,7\text{ V}$  à  $V_{cc} - 2,5\text{V}$  suivant la tension d'alimentation et la charge.
- La tension de sortie à l'état bas varie de 0,2 V à 2 V suivant la tension d'alimentation et la charge.
- Courant des sorties de l'ordre de 200 mA (IN/OUT)
- Température de fonctionnement: 0°C à +70°C
- Sorties compatibles TTL

### III.4.3 Constitution interne du circuit NE555

On peut voir à partir du schéma bloc de la figure III.14 les différents composants du NE555, soit :

- Deux amplificateurs opérationnels de type comparateurs
- Trois résistances configurées en diviseur de tension, Les deux tensions respectivement de 1/3 et 2/3 de  $V_{cc}$  servent de références aux comparateurs.
- Une bascule RS (SET-RESET) contrôlée par les comparateurs
- Une porte logique de type inverseur
- Un transistor pour décharger le condensateur de temporisation (fonctionne soit en régime bloqué soit en régime saturé)

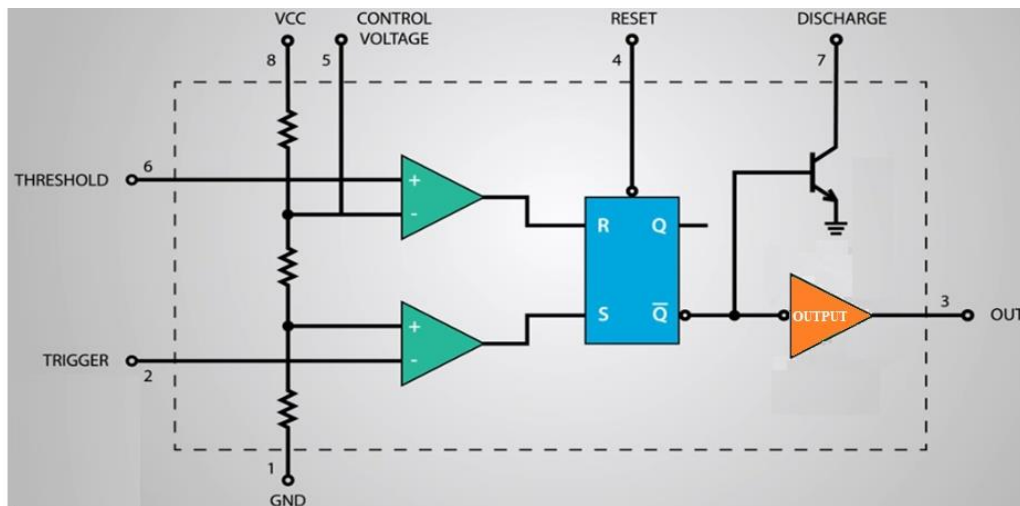


Figure III.14 : Schéma bloc interne du circuit NE 555.

### III.4.4 Principe de fonctionnement

L'opération du circuit NE555 suit la logique de fonctionnement du schéma bloc présenté et peut prendre 4 états différents. Ces états sont résumés dans les deux tableaux ci-dessous.

- **Reset** est à un niveau bas : la bascule est remise à zéro et le transistor de décharge s'active la sortie reste impérativement à un niveau bas. Aucune autre opération n'est possible.
- **Triger**  $< 1/3 V_{CC}$  : la bascule est activée (SET) et la sortie est à un niveau haut, le transistor de décharge est désactivé.
- **Threshold**  $> 2/3 V_{CC}$  : la bascule est remise à zéro (RESET) et la sortie est à un niveau bas, le transistor de décharge s'active.
- **Threshold**  $< 2/3 V_{CC}$  & **Triger**  $> 1/3 V_{CC}$  : la bascule conserve son état précédent de même que pour la sortie et le transistor de décharge.

Reset	Seuil $> 2/3 V_{CC}$	Déclenchement $> 1/3 V_{CC}$	S	R	Q	$\bar{Q}$	Sortie 3	Transistor
VCC	non	non	1	0	1	0	1	bloqué
VCC	non	oui	0	1	0	1	0	saturé
VCC	oui	non	1	0	1	0	1	bloqué
VCC	oui	oui	0	0	M	M	M	M
0V	----	----	---	---	0	1	0	saturé

L'état M correspond à l'état mémoire, c'est à dire que la sortie reste dans le même état que l'état précédent.

Reset	déclenchement	Seuil	Q	Transistor
<u>0</u>	Quel que soit x	Quel que soit x	0	Active (saturé)
<u>1</u>	$< 1/3 V_{CC}$	Quel que soit x	1	Inactive (Bloqué)
<u>1</u>	$> 1/3 V_{CC}$	$> 2/3 V_{CC}$	0	Active (saturé)
<u>1</u>	$> 1/3 V_{CC}$	$< 2/3 V_{CC}$	M	M

### III.5 Multivibrateur à amplificateur opérationnel

Les multivibrateurs sont des oscillateurs à relaxation qui délivrent un signal rectangulaire.

#### III.5.1 Astable à amplificateur opérationnel

Un multivibrateur astable bascule entre deux états jamais stables. Ces oscillateurs produisent de manière autonome leur signal de sortie (c.à.d. sans signal d'entrée).

Le montage de base d'un multivibrateur astable est représenté à la figure III.5.

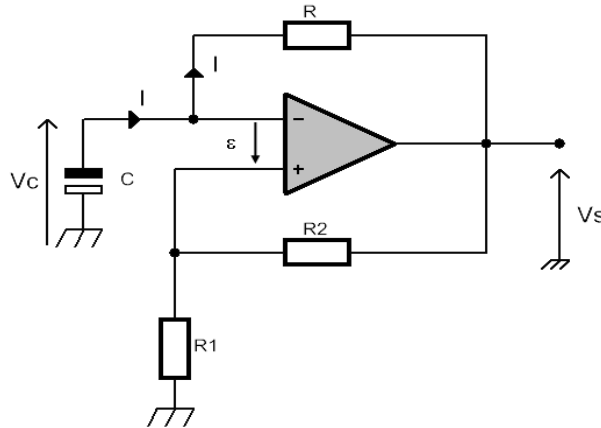


Figure III.15: Multivibrateur astable à base d'AOP.

La réaction positive dans un amplificateur opérationnel garantit un fonctionnement en régime de saturation.

Ce circuit comporte deux boucles de contre-réaction : une négative via la résistance  $R$  et le condensateur  $C$ , et l'autre positive via un pont diviseur de tensions. On compare la tension  $V_+$  à la tension  $V_c$  de la capacité  $C$ , il y aura donc une notion de temps à prendre en compte (charge/décharge de  $C$ )

À  $t = 0$ , on qu'on  $V_s = +V_{sat}$  suppose que le condensateur  $C$  est initialement déchargé, donc  $V_c = V_- = 0$ .

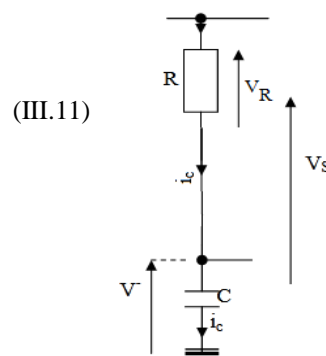
$$V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} \tag{III.10}$$

La loi des mailles autour de l'AOP donne :

$$V_s - R \cdot i - V_c = 0$$

or

$$i = c \cdot \frac{dV_c}{dt_2}$$



L'équation III.10 donne :

$$V_c + Rc \cdot \frac{dV_c}{dt_2} = V_s = +V_{sat}$$

Dont la solution s'écrit

$$V_c = Rc \cdot e^{-\frac{t}{Rc}} + V_{sat} \tag{III.12}$$

où

$$V_c(t = 0) = 0 \quad \text{donc} \quad Rc + V_{sat} = 0$$

Le condensateur **C** se charge exponentiellement à travers la résistance **R** jusqu'à atteindre la tension **Vsat** suivant l'expression suivante :

$$V_c(t) = V_{sat} (1 - e^{-\frac{t}{Rc}}) \tag{III.13}$$

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

D'après la loi des mails de l'équation III.10, l'expression de la tension aux bornes du condensateur  $V_c(t)$  devient :

$$V_c(t) = (V_{sat} + V_H) e^{-\frac{(t-t_1)}{Rc}} - V_{sat} \tag{III.14}$$

- A un instant  $t_2$ , lorsque le condensateur atteint la valeur min  $V_B$ ,  $\epsilon$  devient positive et  $V_s$  bascule vers  $+V_{sat}$ . Le condensateur se charge jusqu'à la valeur max  $V_H$  selon la loi suivant :

$$V_c(t) = (-V_{sat} + V_B) e^{-\frac{(t-t_2)}{Rc}} + V_{sat} \tag{III.15}$$

Pour un instant  $t_3$ , un nouveau cycle peut recommencer.

La période du signal rectangulaire généré par le multivibrateur astable est

$$T = 2RC \cdot Ln(1 + \frac{2R_1}{R_2}) \tag{III.16}$$

Les étapes précédentes sont résumées dans le chronogramme de la figure III.16

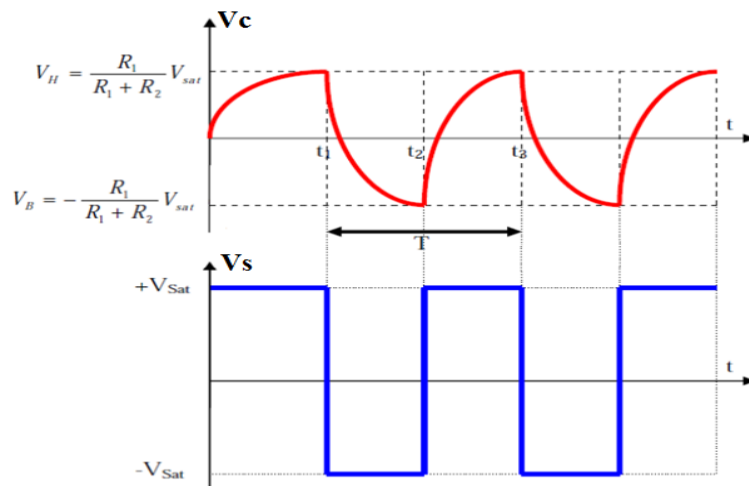


Figure III.16: Chronogramme d'un multivibrateur astable.

### III.5.2 Monostable à amplificateur opérationnel

Pour constituer un monostable, on ajoute au comparateur de Schmitt une contre-réaction entre la sortie et l'entrée - avec une cellule RC. L'AOP fonctionne ici comme un comparateur.

Le montage de base d'un multivibrateur monostable est représenté à la figure III.17.

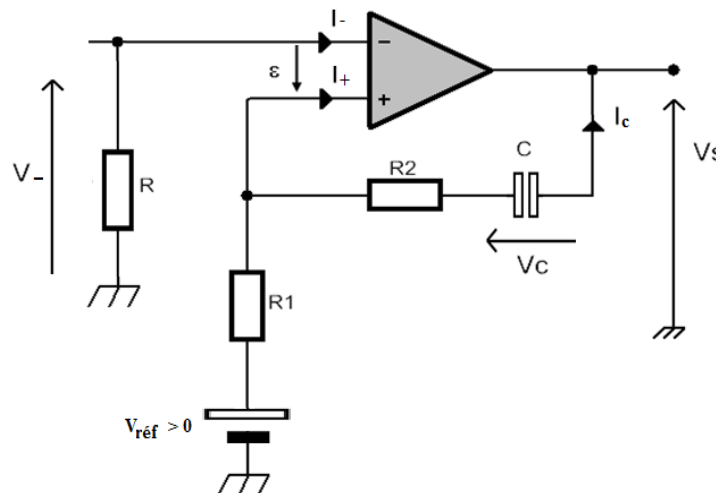


Figure III.17: Multivibrateur monostable à base d'AOP.

En cas d'absence d'une impulsion de commande,  $V_- = -R \cdot i = 0$ , dans ce cas aucun courant ne circule dans le circuit  $R_1$ ,  $R_2$  et  $C$  ( $i_+ = 0$ ), donc  $V_+ = V_{ref}$

Deux cas possible suivant  $V_{ref}$  :

$$\begin{cases} V_{ref} > 0, \text{ alors } V_+ > V_- \rightarrow V_s = +V_{sat} \\ V_{ref} < 0, \text{ alors } V_+ < V_- \rightarrow V_s = -V_{sat} \end{cases}$$

Notre étude c'est pour  $V_{ref} > 0$

Pour le basculement de montage, il faut appliquer une impulsion sur l'entrée inverseuse de l'A.O.P supérieure à  $V_{ref}$ , le condensateur va se charger via  $R_1 + R_2$

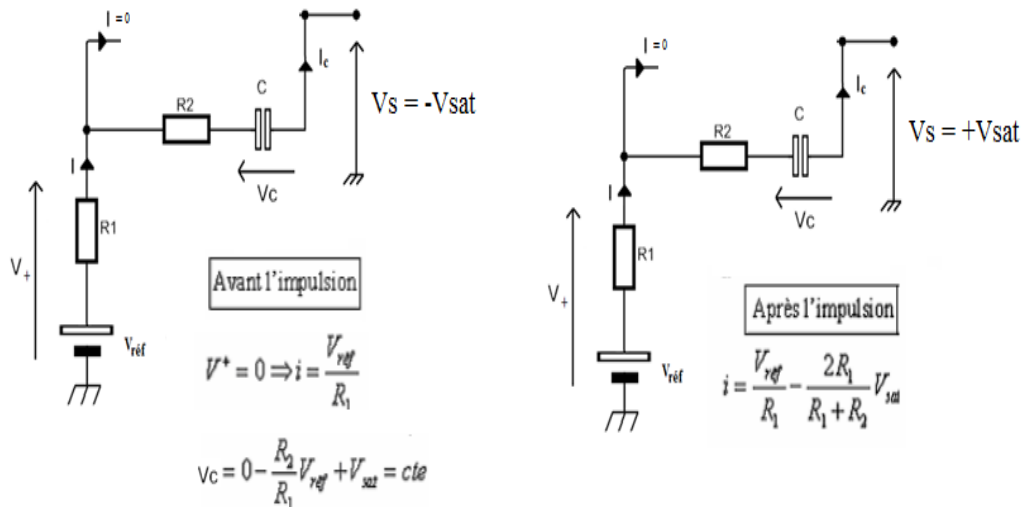


Figure III.18: Chargement de condensateur avant et après l'impulsion de commande.

L'allure des signaux du montage monostable sont illustrées dans la figure III.19.

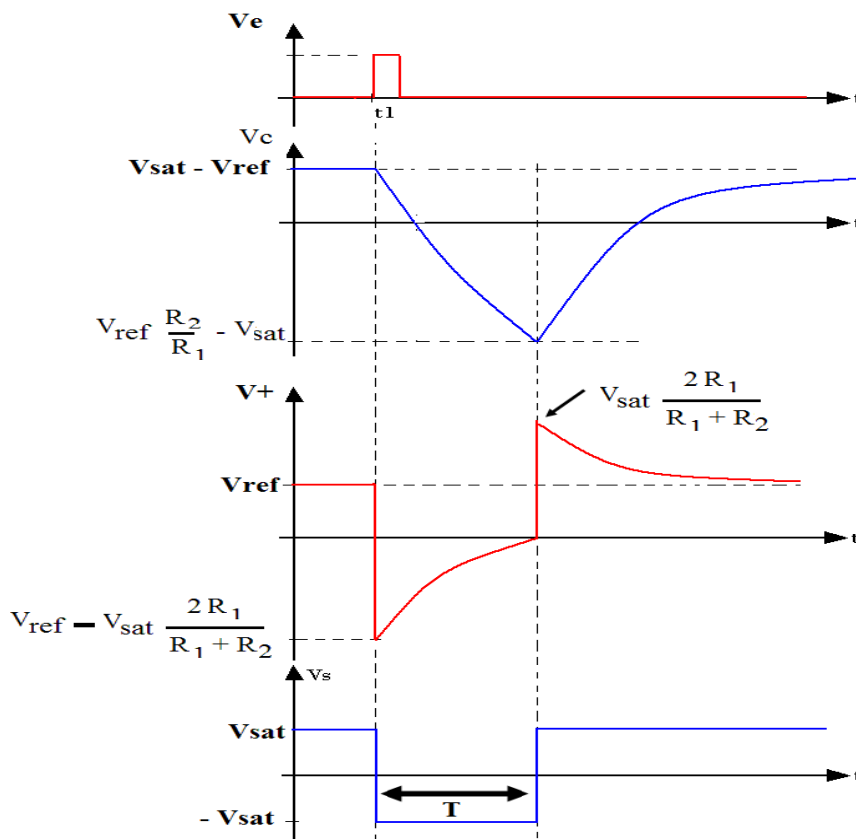


Figure III.19: Chronogramme d'un multivibrateur monostable.



La durée T du signal rectangulaire généré par le multivibrateur monostable est

$$T = (R_1 + R_2)C \cdot \text{Ln}\left(\frac{2R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{V_{sat}}{V_{ref}}\right) \quad (\text{III.17})$$

### III.5.3 Bistable à amplificateur opérationnel

Le montage de base d'un multivibrateur bistable est représenté à la figure III.20.

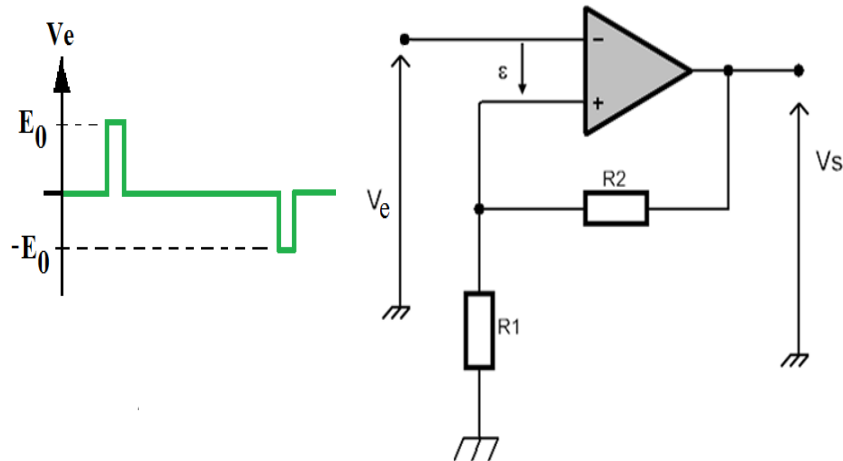


Figure III.20: Multivibrateur bistable à base d'AOP.

On compare  $V_+$  et  $V_- = V_e$ , la sortie bascule à chaque changement de signe de  $\varepsilon = V^+ - V^-$ .

$$V_+ = V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{avec} \quad E_0 > \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$$

A  $t = 0$ , en l'absence d'une impulsion d'entrée,  $V_e = 0$ , dans ce cas aucun courant ne circule

dans le circuit  $R_1, R_2$  ( $i_+ = 0$ ), donc  $V_s = +V_{sat}$  et  $V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

- Si on applique une impulsion positive  $V_e = +E_0 > \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$  la sortie va basculer et on aura  $V_s = -V_{sat}$  et  $V_+ = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

- Si on applique une autre impulsion négative  $V_e = -E_0$ , la sortie va basculer et on aura

$$V_s = +V_{sat} \quad \text{et} \quad V_+ = +\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$$

Les chronogrammes de montage bistable sont illustrés dans la figure III.21.

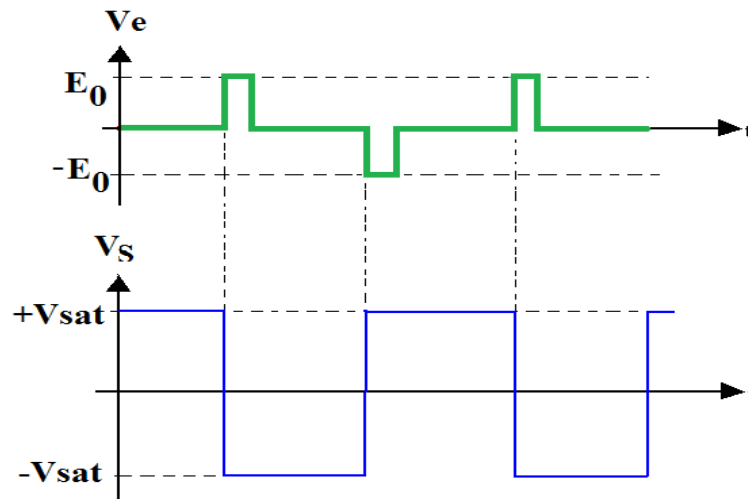


Figure III.21: Chronogramme d'un multivibrateur bistable.

### III.5.4 Générateur de signaux carré et triangulaire

Nous avons un autre exemple d'oscillateur à relaxation avec deux amplificateurs opérationnels associables en cascade (Figure III.22).

Le principe des générateurs de fonctions qui sont des montages produisant au moins deux formes d'ondes différentes.

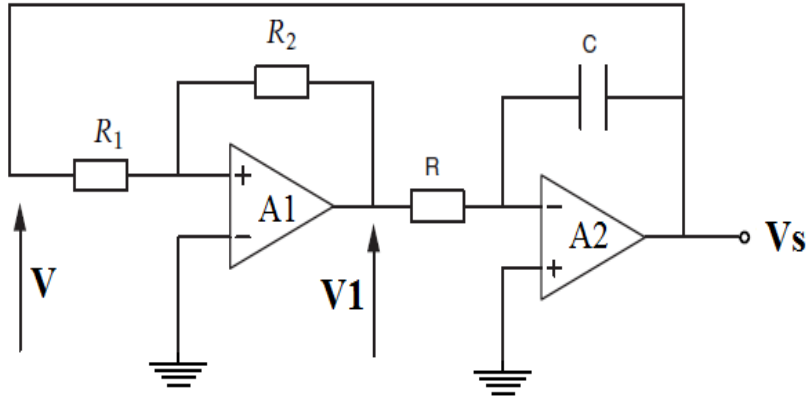


Figure III.22 : Oscillateur à relaxation à deux amplificateurs opérationnels.

Le premier amplificateur **A1** monté en bascule de Schmitt produit une tension rectangulaire et le second **A2**, monté en intégrateur génère une tension triangulaire, comme l'intégrateur est inverseur, on utilisera dans ce cas un comparateur non inverseur.

A1 est toujours saturé, et la tension constante à sa sortie sera intégrée par A2 puis réinjectée à l'entrée du trigger.

Considérant que le signal de sortie du Schmitt est symétrique et qu'il vaut :  $V_1(t) = \pm V_{sat}$

La tension  $V$  fournie par l'intégrateur vaudra :

$$V_c(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_1(t) dt + V_{c0} = \pm \frac{V_{sat}}{RC} t + V_c(0) \quad (\text{III.18})$$

L'intégrateur délivre une rampe linéaire croissante dont la pente mathématique vaut :

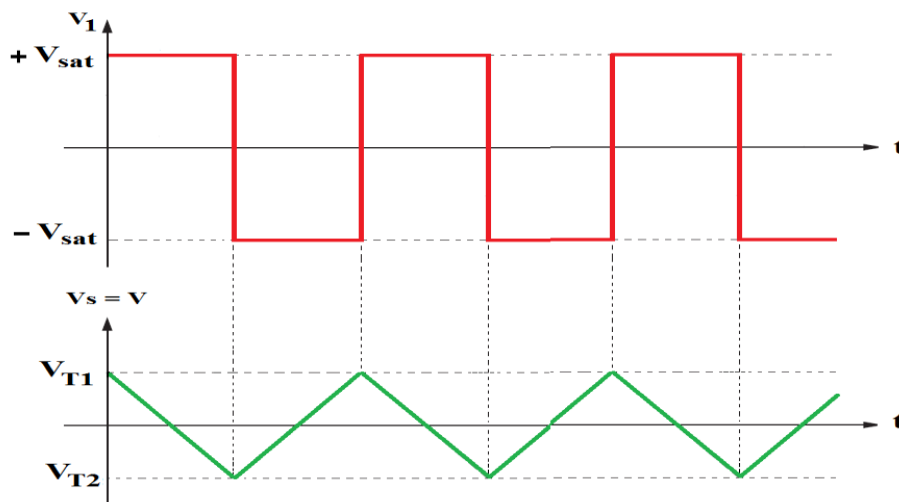
$$P_{math} = \pm \frac{V_{sat}}{RC} \quad (\text{III.19})$$

Le temps nécessaire pour aller d'un seuil à l'autre est égal à la demi-période du signal. On voit ainsi que la pente générée par le circuit vaut :

$$P_{gen} = \pm \frac{V_{T1} - V_{T2}}{T/2} = \pm \frac{2V_{sat} \frac{R_1}{R_2}}{T/2} = \pm \frac{4R_1R_2}{T} \cdot V_{sat} \quad (\text{III.20})$$

En égalant les pentes de (III.19) et (III.20), ce qui donne le période  $T$  des signaux carrés et triangulaire

$$T = 4RC \frac{R_1}{R_2} \quad (\text{III.21})$$

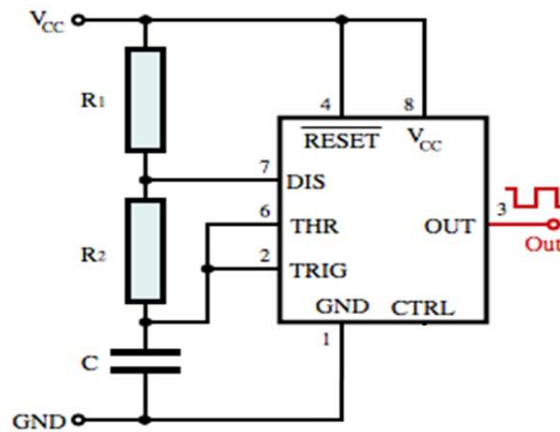


**Figure III.23 :** Chronogramme d'un Oscillateur à relaxation à deux amplificateurs opérationnels.

### III.6 Multivibrateur à circuit intégré NE 555

#### III.6.1 Astable à base du NE555

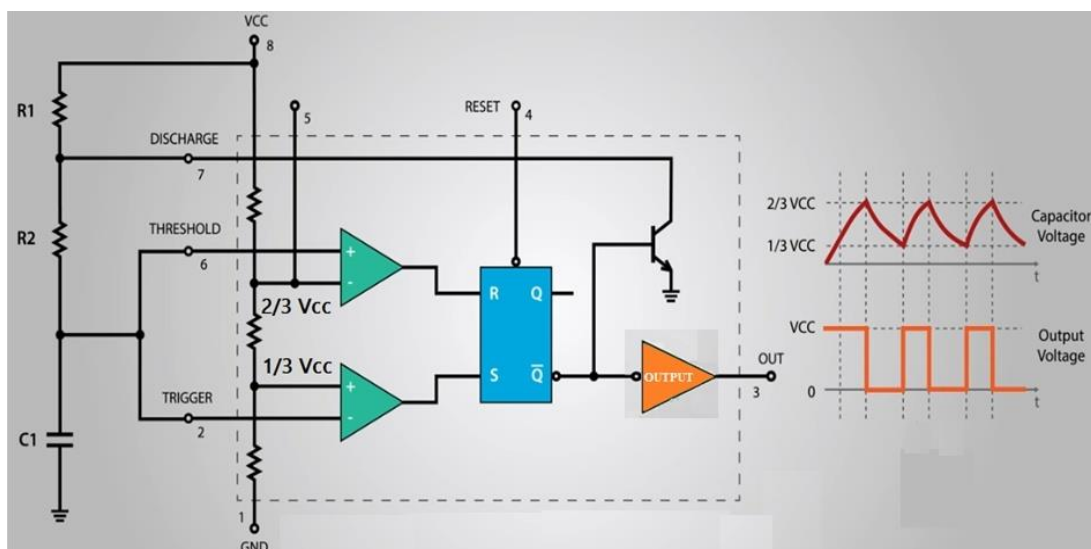
La configuration astable permet d'utiliser le NE555 comme oscillateur. Le schéma d'astable à circuit intégré NE555 est donné sur la figure ci-dessous



**Figure III.24** : Diagramme schématique du NE555 en configuration astable.

L'astable oscille dès sa mise sous tension. Les deux résistances et un condensateur permettent de modifier la fréquence d'oscillations ainsi que le rapport cyclique.

Le condensateur se charge à travers les deux résistances  $R_1$  et  $R_2$  de  $1/3$  de  $V_{cc}$  à  $2/3$  de  $V_{cc}$ . Pendant ce temps la sortie est à l'état haut. Le condensateur se décharge ensuite à travers la résistance  $R_2$  (via la broche 7) de  $2/3$  de  $V_{cc}$  à  $1/3$  de  $V_{cc}$ . Pendant ce temps la sortie est à l'état bas. Ce phénomène devient périodique et la sortie se présente sous forme d'un signal rectangulaire de période  $T$  (Figure III.25).



**Figure III.25** : Diagramme détaillée du NE555 en configuration astable avec les signaux  $V_c$  et  $V_{out}$ .

➤ A la mise sous tension, le condensateur C1 se charge à travers les résistances en série  $R_1$  et  $R_2$  puisque le transistor est ouvert (Q est au niveau Haut). La table de vérité ci-dessous vous indique le fonctionnement de la bascule RS.

S	R	Q
0	0	mémoire
0	1	mise à 0
1	0	mise à 1
1	1	état interdit

➤ Lorsque  $V_c$  atteint le seuil  $1/3 V_{cc}$ , l'entrée S passe au niveau Haut et Q repasse au niveau Haut. Le condensateur C se recharge avec une constante de temps

$$T_H = 0.693 * (R_1 + R_2) * C_1 \quad (\text{III.22})$$

➤ Lorsque la tension  $V_c$  atteint  $2/3 V_{cc}$ , l'entrée R passe au niveau Haut, donc la sortie Q passe au niveau bas. Ceci ferme le transistor. Le condensateur C1 se décharge à travers la résistance  $R_2$ . La constante du temps de décharge vaut

$$T_B = 0.693 * R_2 * C_1 \quad (\text{III.23})$$

et le cycle continue ainsi indéfiniment.

La période T et la fréquence du signal rectangulaire, ainsi que le rapport cyclique  $\alpha$ , sont donnés par les formules suivantes :

On a :

$$T = T_H + T_B \quad (\text{III.24})$$

$$T_H = 0.693 * (R_1 + R_2) * C_1 + 0.693 * R_2 * C_1 \quad (\text{III.25})$$

$$T_B = 0.693 * (2R_2 + R_1) * C_1 \quad (\text{III.26})$$

Donc la fréquence est

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{C_1(2R_2 + R_1)} \quad (\text{III.27})$$

Le rapport cyclique  $\alpha$  :

$$\alpha = \frac{T_H}{T_B + T_H} * 100\% \quad (\text{III.28})$$

$$\alpha = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} * 100\% \quad (\text{III.29})$$

**Exemple :**

a) Multivibrateur astable à circuit intégré NE 555 avec un rapport cyclique > 50%

Pour :  $R_1 = 2.89 \text{ K}\Omega$ ,  $R_2 = 5.77 \text{ K}\Omega$ ,  $C_1 = 100 \text{ nF}$ ,  $V_{cc} = 15 \text{ V}$

Résultats:

Fréquence: 1 KHz

Rapport cyclique : 60%

$T_H = 600 \mu\text{s}$ ,  $T_B = 400 \mu\text{s}$

B) Multivibrateur astable à circuit intégré NE 555 avec un rapport cyclique > 80%

Pour :  $R_1 = 8.66 \text{ K}\Omega$ ,  $R_2 = 2.89 \text{ K}\Omega$ ,  $C_1 = 10 \text{ nF}$ ,  $V_{cc} = 15 \text{ V}$

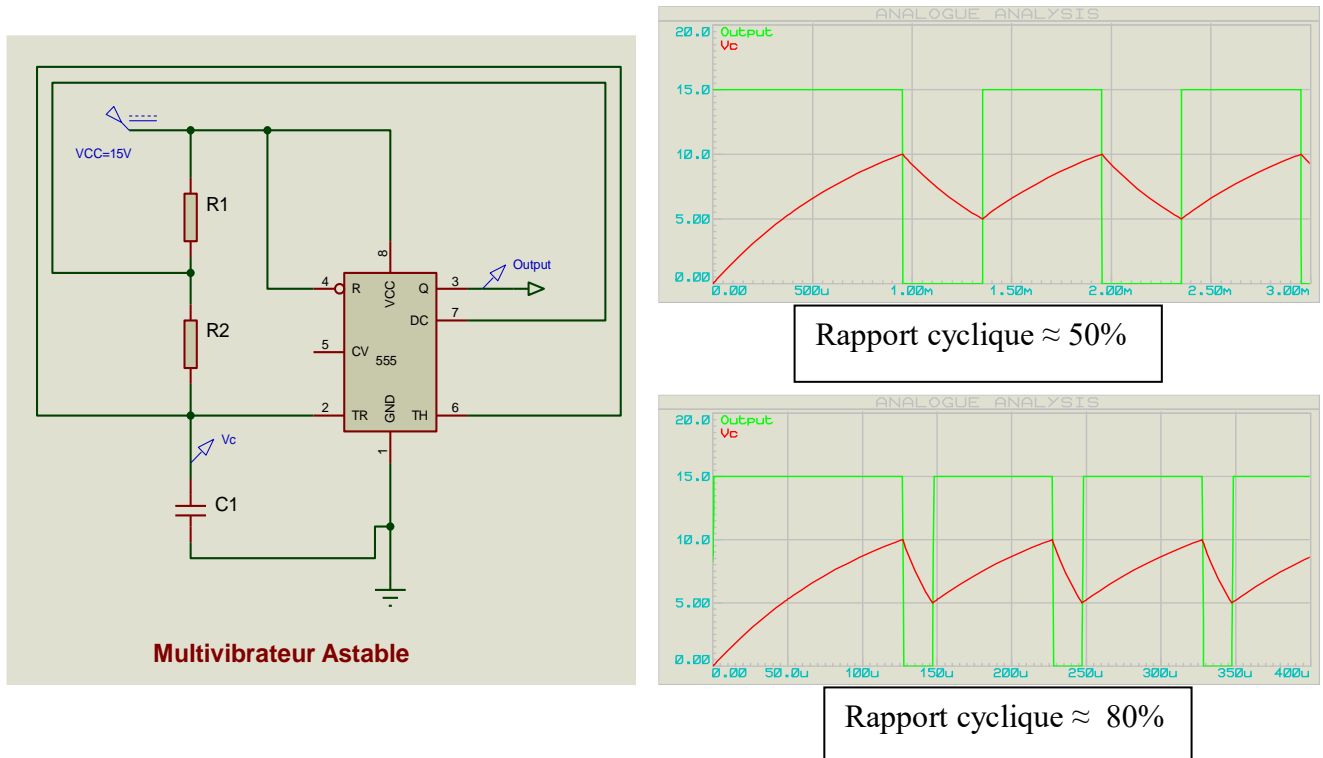
Résultats:

Fréquence: 10 KHz

Rapport cyclique : 80%

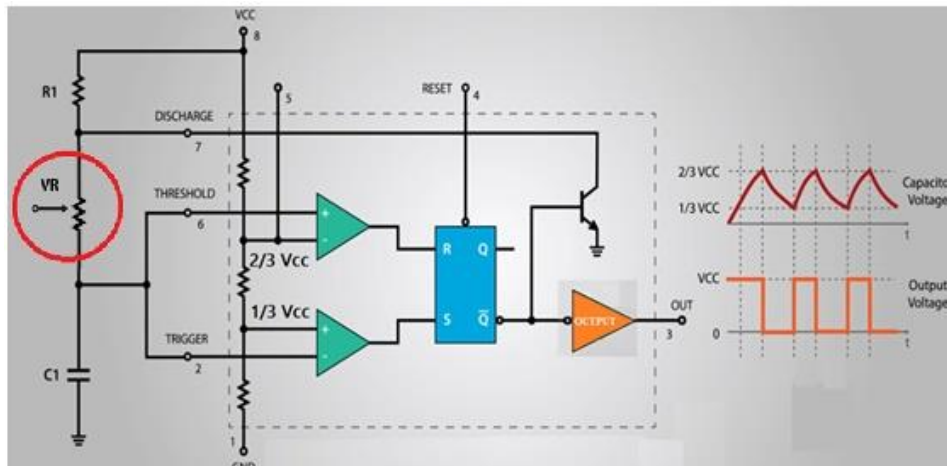
$T_H = 80 \mu\text{s}$ ,  $T_B = 20 \mu\text{s}$

La figure III.26 représente les résultats de simulation des signaux  $V_c$  et de sortie **NE555**, pour les rapports cycliques 50% et 80% sur Proteus.



**Figure III.26 :** Le résultat de simulation d'un NE555 en configuration astable sur Proteus.

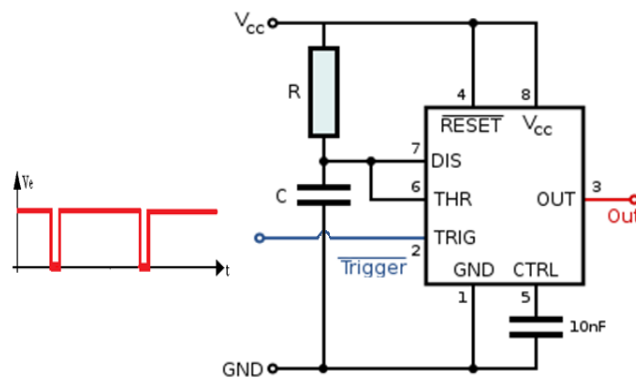
**NB : Le changement de la résistance R2 par un potentiomètre nos permet de contrôler la fréquence et le rapport cyclique de signal carrée (signal de sortie)**



**Figure III.27 :** NE555 en configuration astable avec potentiomètre de contrôle de la fréquence et le rapport cyclique.

### III.6.2 Monostable à base du NE555

La configuration monostable à circuit intégré NE555 est donné sur la figure ci-dessous



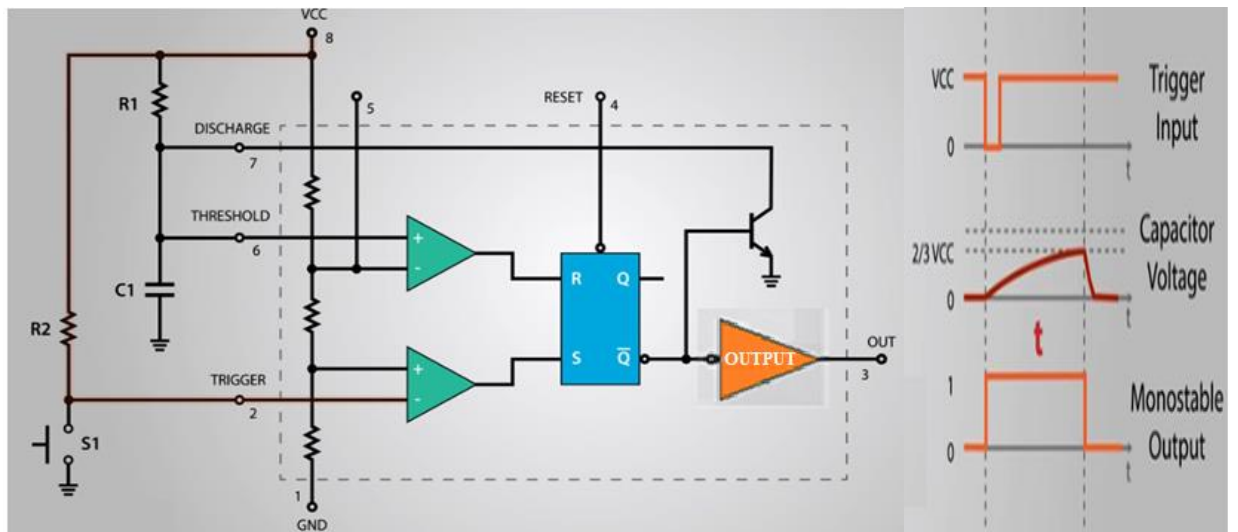
**Figure III.28 :** Diagramme schématique du NE555 en configuration monostable.

Le déclenchement du monostable est réalisé par une impulsion à l'état bas ( $< 1/3 V_{cc}$ ) sur l'entrée de déclenchement (broche 2). Le monostable à sa sortie active à l'état haut (état instable).

Ici on utilise un bouton poussoir  $S_I$  pour envoyer la commande de début de temporisation comme illustré dans la figure III.29, la durée de l'impulsion correspond au temps nécessaire pour que la tension aux bornes du condensateur  $C_1$  atteigne  $2/3$  de  $V_{cc}$  (le condensateur se charge à travers  $R_1$ ).

La largeur d'impulsion de la sortie du NE555 est déterminée par  $R_1$  et  $C_1$  par la relation suivante :

$$T = 1.1 * R_1 * C_1 \tag{III.30}$$



**Figure III.29** : Diagramme détaillée du NE555 en configuration monostable avec les signaux  $V_c$  et  $V_{out}$ .

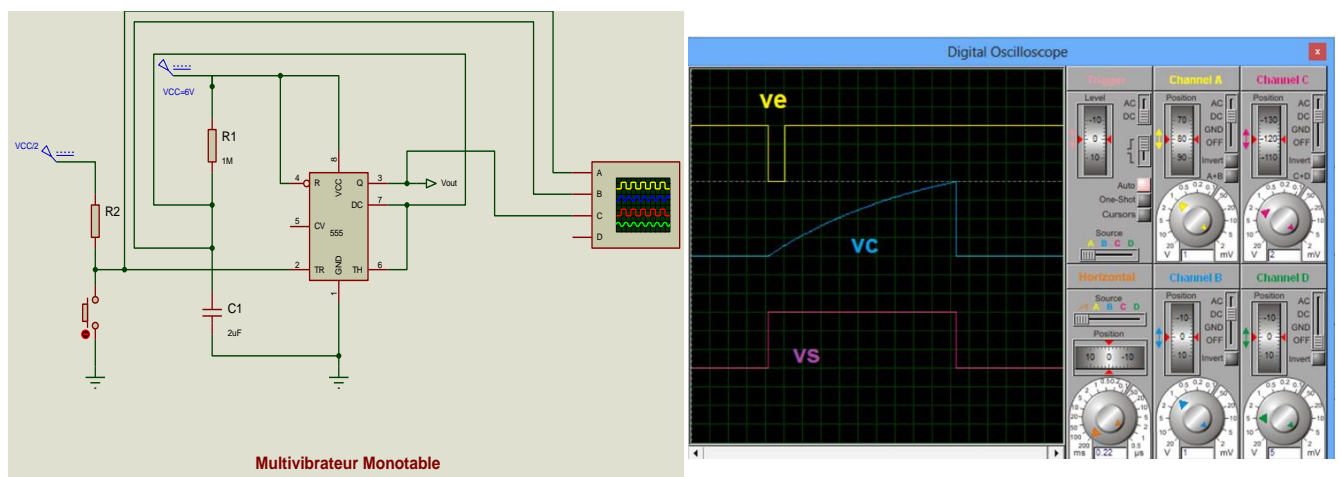
**Exemple :**

a) Multivibrateur monostable à circuit intégré NE 555

Pour :  $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $C_1 = 2 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $V_{cc} = 6 \text{ V}$

Résultats:

Largeur d'impulsion: 2.2 ms



**Figure III.30** : Le résultat de simulation d'un NE555 en configuration monostable sur Proteus.



III.6.3 Bistable à base du NE555

La configuration monostable à circuit intégré NE555 est donné sur la figure ci-dessous. En mode bistable, il n’y a plus de condensateur. On opère sur le NE555 manuellement.

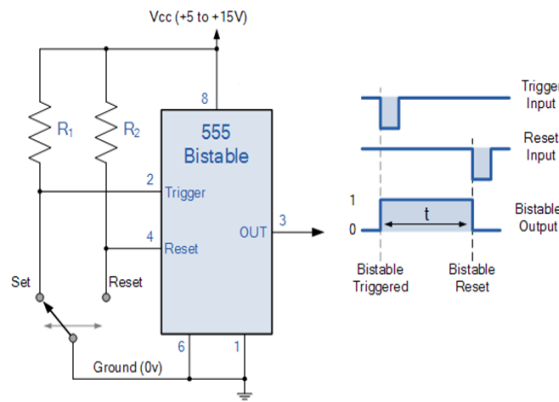


Figure III.31 : Diagramme schématique du NE555 en configuration bistable.

Le déclenchement du bistable est réalisé par deux impulsion sur l’entrée de déclenchement (broche 2) et l’entrée de reset (broche 4) à l’état bas, le monostable à sa sortie active à l’état haut.

Ici on utilise un switch ou bien deux boutons (S1, S2) poussoir pour envoyer les commandes de début et la fin de temporisation comme illustré dans la figure III.32.

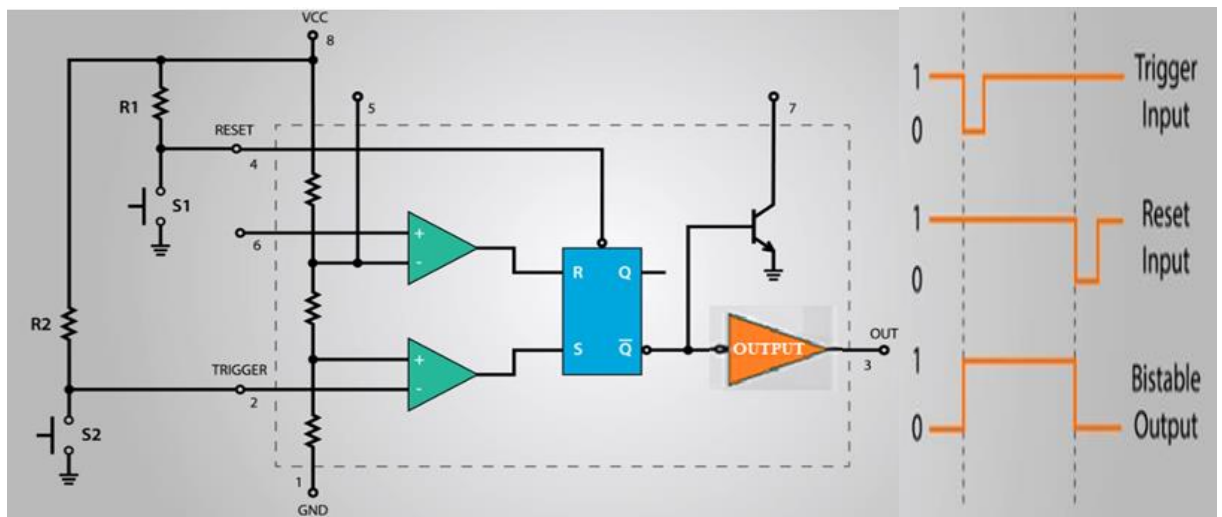


Figure III.32 : Diagramme détaillée du NE555 en configuration bistable

## **CHAPITRE IV**

---

### **BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE PLL**

## IV.1 Introduction

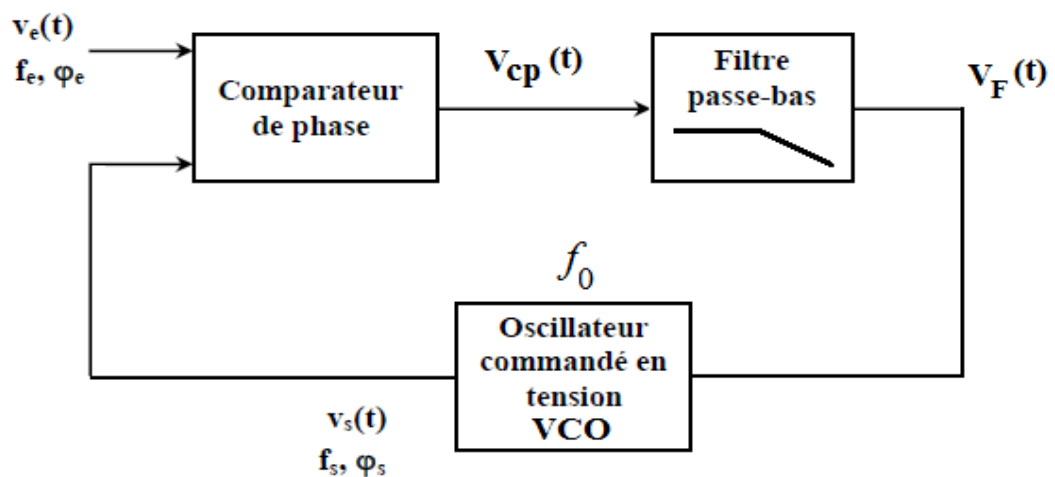
La boucle à verrouillage de phase (**PLL** en anglais pour **Phase Locked Loop**) ou encore boucle à asservissement de phase, est un système bouclé qui produit une tension  $V_s(t)$  variable dont la phase est asservie sur celle de la tension variable appliquée en entrée  $V_e(t)$ .

Une boucle à verrouillage de phase est un composant largement utilisés en électronique : génération de signaux, télécommunication (modulation et démodulation de signaux, récupération de porteuse, etc...).

On trouve la PLL dans tous les équipements modernes : récepteurs FM, décodeurs TV numériques, modems téléphoniques, etc..., une boucle à verrouillage de phase est un composant très utilisé pour les applications nécessitant des signaux stables en fréquence (division de fréquence, multiplication, modulation de fréquence, etc...).

## IV.2 Structure d'une boucle à verrouillage de phase

La Figure IV.1 représente la structure de base d'une PLL de base. Il s'agit d'un système asservi à retour unitaire. Il existe plusieurs variantes de ce schéma en fonction des applications



**Figure IV.1:** Structure de base de la boucle à verrouillage de phase.

Une boucle à verrouillage de phase requiert 3 éléments :

- Un comparateur ou détecteur de phase, qui fournit une tension proportionnelle à la différence de phase entre ses deux entrées,
- Un filtre passe bas, soit passif ou actif, pour atténuer les fréquences les plus élevées qui sont des signaux indésirables,

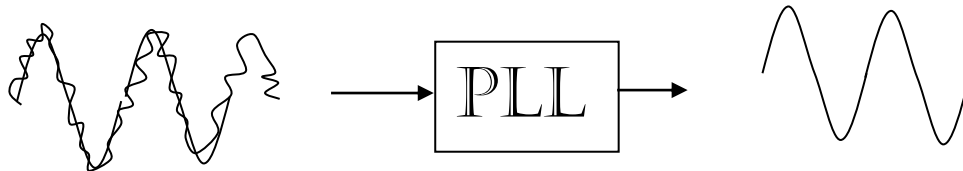
- Un oscillateur **VCO** (**V**oltage **C**ontrolled **O**scillator) dont la fréquence est contrôlée par une tension.

Le but d'une PLL est de réaliser un asservissement de la phase d'un signal, donc d'asservir la fréquence. Notre raisonnement soit en phase, soit en fréquence, selon l'application concernée.

L'intérêt des PLLs est d'obtenir un signal (fréquence ou phase) stable, possédant une erreur statique de l'asservissement réalise la plus faible possible.

### Filtrage

Si le signal d'entrée contient un bruit, en appliquant ce signal à une PLL pour régénérer la fréquence sans bruit. (Attention l'amplitude n'est pas toujours respectée)



**Figure IV.2:** Principe de filtrage d'une PLL.

### Synchronisation

La PLL synchronise le signal du VCO à celui d'entrée.

Lorsqu'on transmet des données numériques souvent l'horloge n'est pas envoyée et donc la PLL la régénère à partir des données numériques pour permettre au récepteur de manipuler les données reçues.



**Figure IV.3:** Principe de Synchronisation d'une PLL.

On distingue trois grands types de PLL :

- Les PLLs analogiques (linéaires), qui fonctionnent avec des composants analogiques, ce type de PLL est en général coûteux mais produit un minimum de bruit,

- Les PLLs semi-numériques ou mixte, dont le comparateur de phase est réalisé à l'aide de circuits intégrés numériques, mais dont les autres composants sont analogiques et externes (oscillateur, filtre, correcteur),
- Les PLLs numérique, son terme est ADPLL (All Digital Phase-Locked Loop), dont l'ensemble des éléments internes sont à base de circuits numériques. Il n'y a pas de composants passifs.

Qu'elle soit numérique ou analogique, le principe de fonctionnement d'une PLL reste le même.

### IV.3 Etude des différents éléments de la PLL

#### IV.3.1 Filtres de boucle

Le filtre de boucle à pour rôle :

- D'assurer les performances de l'asservissement (bande passante, amortissement), Il peut également jouer le rôle de correcteur.
- D'atténuer le plus possible les signaux indésirables issus du comparateur de phase.

Les fonctions de transfert couramment utilisées sont données par :

$$\text{Type 1: } H(p) = \frac{1}{1+j\omega\tau_1} \quad (\text{IV.1})$$

$$\text{Type 2: } H(p) = \frac{1+j\omega\tau_2}{1+j\omega(\tau_1+\tau_2)} \quad (\text{IV.2})$$

$$\text{Type 3: } H(p) = \frac{1+j\omega\tau_2}{j\omega\tau_1} \quad (\text{IV.3})$$

$$\text{Type 4: } H(p) = \frac{1}{j\omega\tau_1} \quad (\text{IV.4})$$

Avec  $\tau_1 = R_1.C$  et  $\tau_2 = R_2.C$ .

**N.B :** *Un ordre élevé du filtre engendrera un ordre élevé du système, risquant ainsi de le rendre instable. Il est donc préférable de diminuer l'ordre du filtre afin d'assurer la stabilité du système.*

### IV.3.1.1 Filtre passe bas passif (ou cellule RC)

C'est un filtre du premier ordre le plus simple, comprenant une résistance et un condensateur.

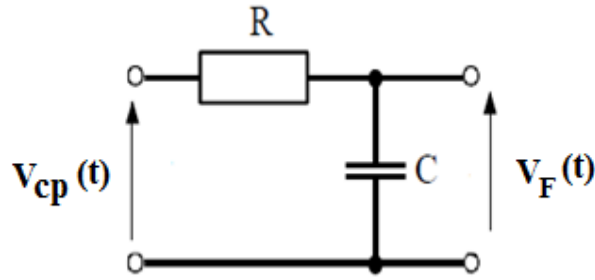


Figure IV.4: Filtre passif RC.

La fonction de transfert correspondante est

$$F(j\omega) = \frac{V_F(j\omega)}{V_{cp}(j\omega)} = \frac{1}{1 + \tau \cdot j\omega} \quad \text{avec} \quad \tau = R \cdot C \quad (\text{IV.5})$$

Le diagramme de Bode de cette fonction est représenté dans la figure IV.5

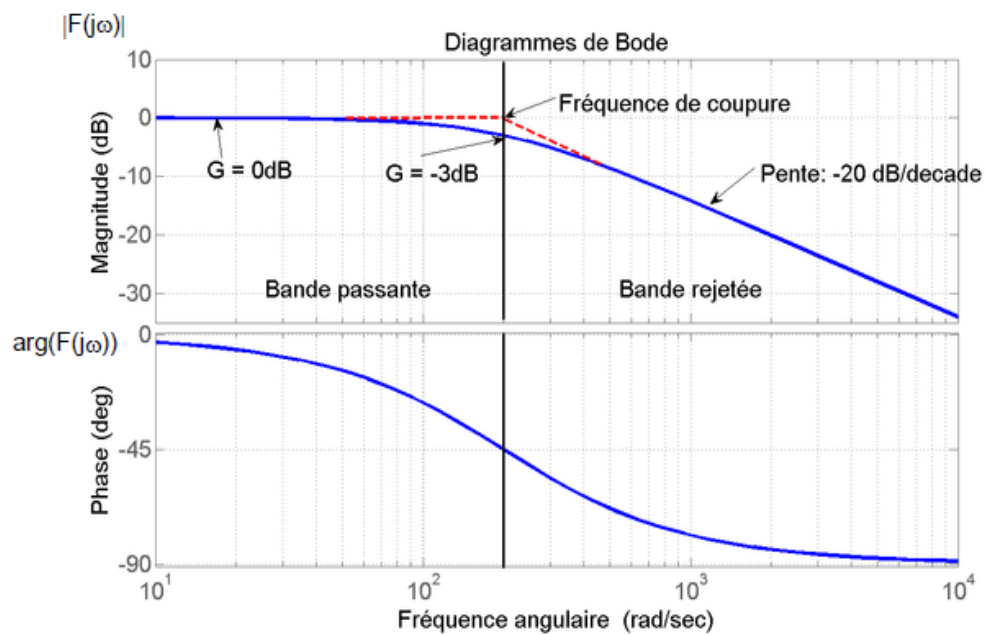


Figure IV.5: Diagramme de Bode d'un filtre passif RC.

Un autre filtre passe bas passif (cellule  $R_1R_2C$ ) constitué par deux résistances et un condensateur, utilisé dans la boucle à verrouillage de phase comme illustré dans la figure IV.6.

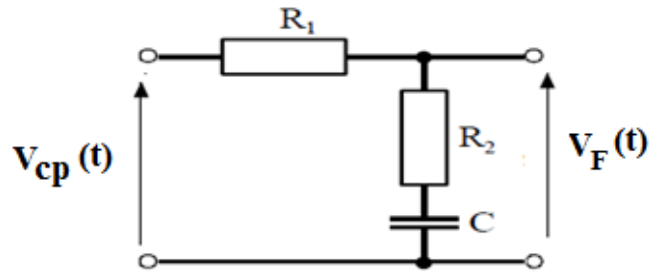


Figure IV.6: Filtre passif cellule \$R\_1 R\_2 C\$.

La fonction de transfert correspondante de ce type est

$$F(j\omega) = \frac{V_F(j\omega)}{V_{cp}(j\omega)} = \frac{1 + \tau_2 j\omega}{1 + (\tau_1 + \tau_2) j\omega} \tag{IV.6}$$

avec  $\tau_1 = R_1.C$      $\tau_2 = R_2.C$

Le premier type dans certains cas est insuffisant pour la stabilité de la boucle, le deuxième à retard de phase lui sera alors préféré.

**IV.3.1.2 Filtre actif**

Ce filtre mettant en œuvre un amplificateur opérationnel.

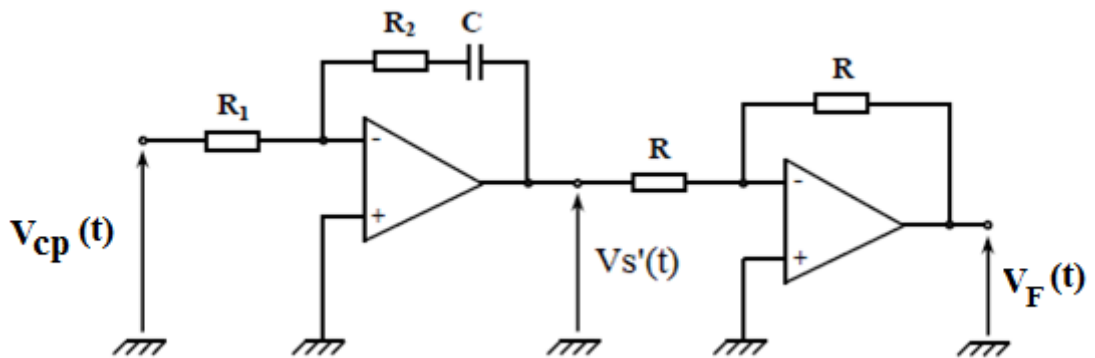


Figure IV.7: Filtre actif à base d'amplificateur opérationnel.

Le filtre actif de la figure IV.7 contient un intégrateur du 1<sup>er</sup> ordre suivi par un inverseur pour le signe négatif de la fonction de transfert du premier étage.

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$V_s'(j\omega) = -\frac{Z}{R_1} \cdot V_{cp} \quad \text{et} \quad V_F(j\omega) = -V_s'(j\omega)$$

avec  $Z = R_2 + \frac{1}{Cj\omega}$      $\tau_2 = R_2.C$

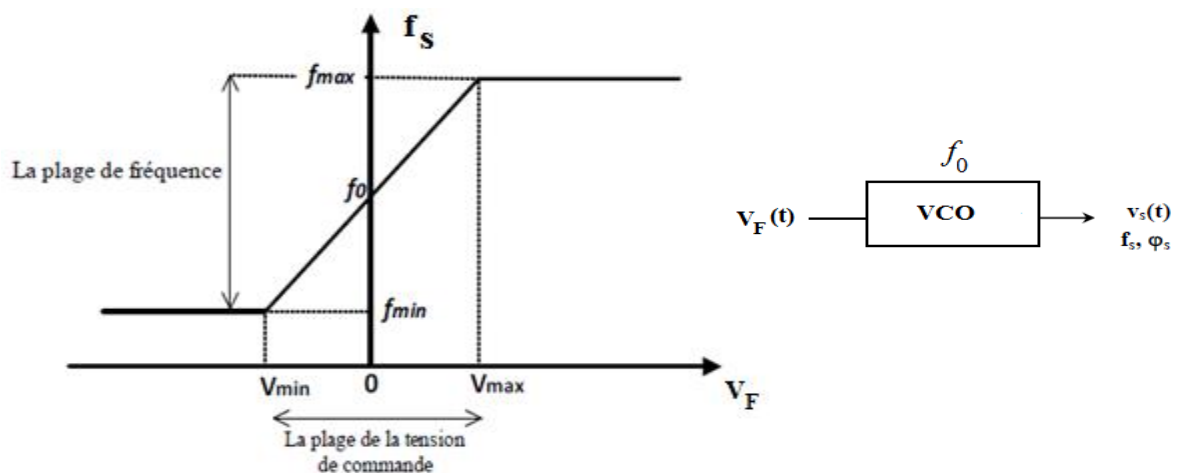
$$F(j\omega) = \frac{V_F(j\omega)}{V_{cp}(j\omega)} = \frac{1 + \tau_2 j\omega}{\tau_1 j\omega} \quad (\text{IV.7})$$

$$\text{avec } \tau_1 = R_1.C \quad \tau_2 = R_2.C$$

### IV.3.2 Oscillateur contrôlé par tension (VCO)

Le VCO est un oscillateur qui délivre un signal de fréquence  $f_s$  proportionnelle à l'entrée de commande  $V_F$  appliquée à son entrée.

Ci-dessous on donne la caractéristique de la fréquence de signal de sortie du VCO, en fonction de la tension appliquée à son entrée.



**Figure IV.8 :** La caractéristique fréquence/tension d'un VCO.

À partir de la caractéristique illustré dans la figure IV.8, la relation fréquence-tension du VCO s'exprime par :

$$f_s(t) = f_0 + \frac{\partial f}{\partial V} . V_F(t) \quad (\text{IV.8})$$

$$f_s(t) = f_0 + K . V_F(t) \quad (\text{IV.9})$$

$K$  : pente qui caractérise le VCO (la sensibilité de l'oscillateur exprimée en Hz/V).

La fréquence  $f_0$  appelée **fréquence libre** ou **fréquence centrale** s'exprime par :

$$f_0 = \frac{f_{\max} + f_{\min}}{2} \quad (\text{IV.10})$$

L'intervalle de fréquence  $[f_{\min}, f_{\max}]$  est appelé gamme de fréquence de l'oscillateur.

On dit que le VCO est linéaire si sa fréquence de sortie varie linéairement avec  $V_F$  c.à.d. si  $K$  est constant.

$$K = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{V_{\max} - V_{\min}} = cst \quad (\text{IV.11})$$



La Figure IV.9 illustre un exemple de VCO à éléments discret de type Pierce.

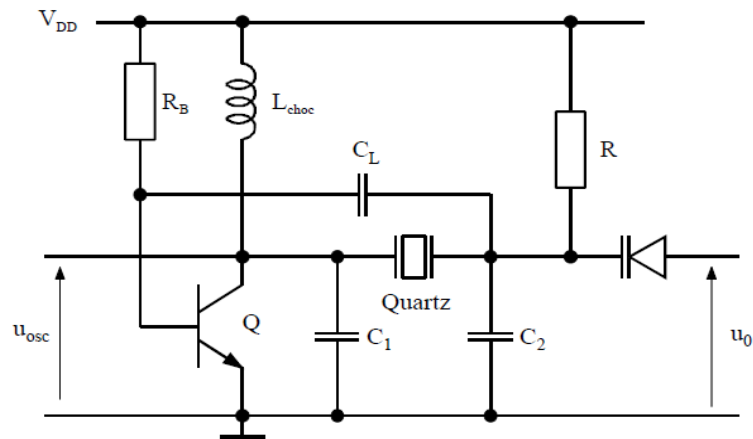


Figure IV.9 : Oscillateur de Pierce stabilisé par un quartz.

### IV.3.3 Comparateur de phase

Le comparateur ou détecteur de phase donne en temps réel l'écart (ou l'erreur) de phase entre deux signaux (source de référence et le VCO).

La comparaison des phases s'effectue à l'aide d'un comparateur de phase et nécessite un filtre passe bas pour éliminer les fréquences hautes et de ne conserver que les fréquences basses issues de la différence des phases.

Il existe différents comparateurs de phase suivant la nature des signaux.

#### IV.3.3.1 Comparateur de phase analogique ou le multiplieur

Le comparateur de phase analogique le plus simple est constitué d'un multiplieur (de gain K), comme le montre la figure IV.10. Ils sont utilisés lorsque le signal d'entrée est sinusoïdal, et en particulier en présence de bruit.

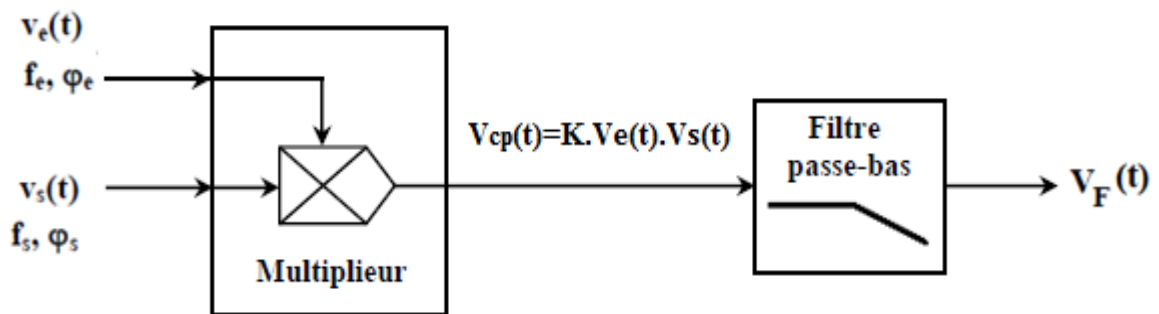


Figure IV.10 : Comparateur de phase analogique.

Soit les deux signaux d'entrée tels que :

$$\begin{aligned} V_e(t) &= U_e \cdot \sin(\omega_e t + \varphi_e) \\ V_s(t) &= U_{VCO} \cdot \sin(\omega_e t + \varphi_s) \end{aligned} \quad (\text{IV.12})$$

La sortie du multiplieur est alors:

$$V_{cp}(t) = \frac{K}{2} U_e \cdot U_{VCO} \cdot \cos(2\omega_e t + \varphi_e + \varphi_s) + \frac{K}{2} U_e \cdot U_{VCO} \cdot \cos(\varphi_e - \varphi_s) \quad (\text{IV.13})$$

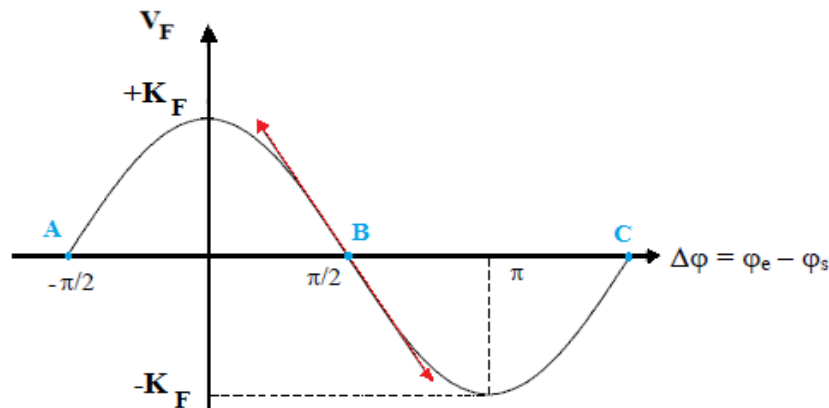
Le premier terme est éliminé par le filtre de boucle pour éviter une modulation parasite de l'oscillateur, ce qui donne :

$$\begin{aligned} V_F(t) &= \frac{K}{2} U_e \cdot U_{VCO} \cdot \cos(\varphi_e - \varphi_s) \\ V_F(t) &= K_F \cdot \cos(\varphi_e - \varphi_s) = K_F \cdot \cos(\Delta\varphi) \end{aligned} \quad (\text{IV.14})$$

On obtient un signal de la tension de commande qui est appliquée à l'oscillateur, et qui est fonction uniquement du déphasage entre  $V_e(t)$  et  $V_s(t)$ .

$K_F$  : représente la sensibilité du comparateur de phase exprimée en V/rad, dépend de l'amplitude des signaux.

La caractéristique du comparateur de phase est représentée dans la figure IV.11.



Figure

Caractéristique du multiplieur analogique

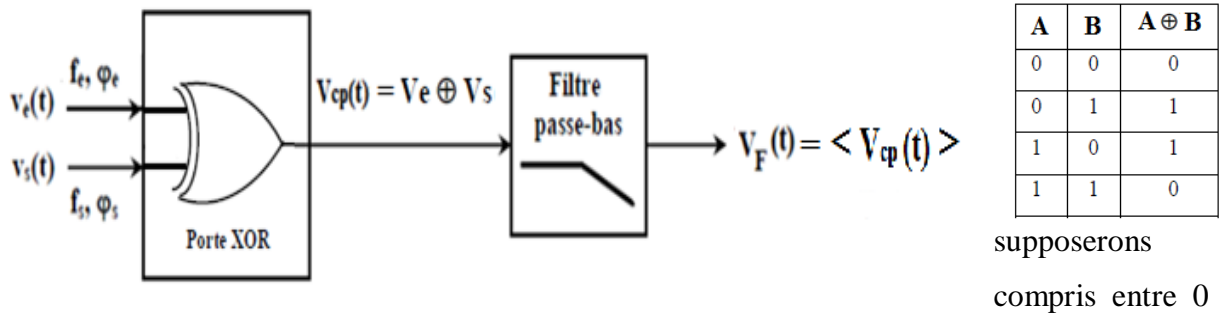
IV.11 :

Cette caractéristique est linéaire au voisinage de  $\Delta\varphi = \pi/2$

Le fonctionnement de ce type de détecteur de phase n'est linéaire que si l'on travaille autour de l'erreur nulle (point A, B, C...).

### IV.3.3.2 Comparateur de phase numérique "OU EXCLUSIF"

Le OU exclusif joue dans le domaine numérique, un rôle similaire à celui du multiplieur dans le domaine analogique. Il ne fonctionne qu'avec des signaux carrés, que nous



et  $V_{DD}$ .

**Figure IV.12 :** Comparateur de phase numérique.

La sortie du OU exclusif fournit un signal dont le rapport cyclique est directement lié au déphasage  $\Delta\phi$  entre les deux signaux d'entrée. Ce type de comparateur est très sensible au rapport cyclique des signaux qui le commandent.

**Rapport cyclique  $\alpha = 1/2$  (50%)**

Les signaux qui sont appliqués sur les entrées du OU exclusif ont un rapport cyclique égal à 50%, c'est-à-dire que la durée de l'état haut est égale à celle de l'état bas.

Si on utilise un filtre passe-bas, la grandeur fonctionnelle de sortie est la valeur moyenne du signal  $V_{cp}(t)$ , notée  $\langle V_{cp}(t) \rangle$ .

- **1<sup>er</sup> cas :  $0 < \Delta\phi < \pi$**

La valeur moyenne du signal à la sortie du filtre est égale à :

$$V_F(t) = \langle V_{cp}(t) \rangle = K_F \Delta\phi = \frac{V_{DD}}{\pi} \Delta\phi \tag{IV.15}$$

Supposons que les deux signaux aient la même fréquence, mais déphasés, comme le représente la figure IV.13.

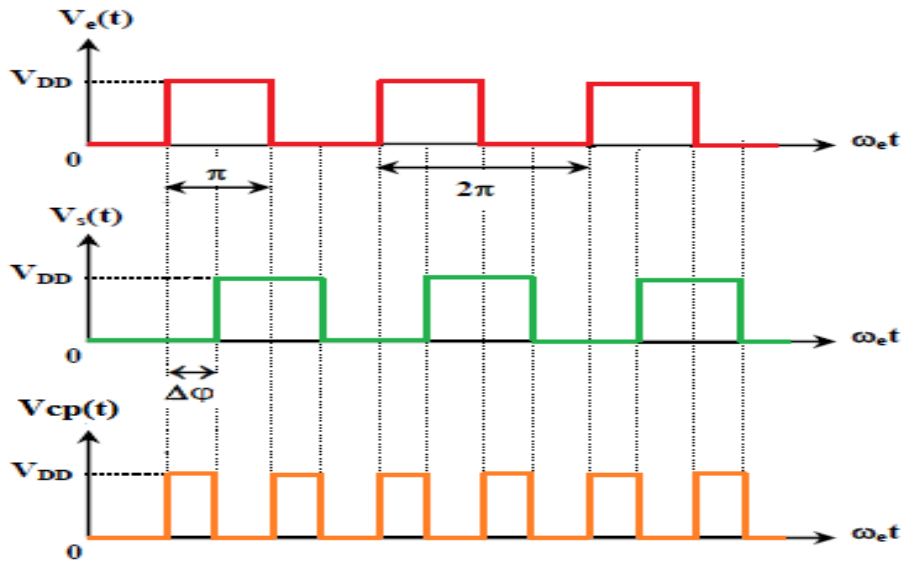


Figure IV.13 : Chronogrammes du comparateur de phase numérique pour  $0 < \Delta\varphi < \pi$ .

- 2<sup>ème</sup> cas :  $\pi < \Delta\varphi < 2\pi$

Dans ce cas, la valeur moyenne du signal  $V_{cp}(t)$  est égale à :

$$V_F(t) = \langle V_{cp}(t) \rangle = \frac{V_{DD}}{\pi} (2\pi - \Delta\varphi) \tag{IV.16}$$

Les chronogrammes du comparateur de phase numérique dans ce cas sont représentés dans la figure IV.14.

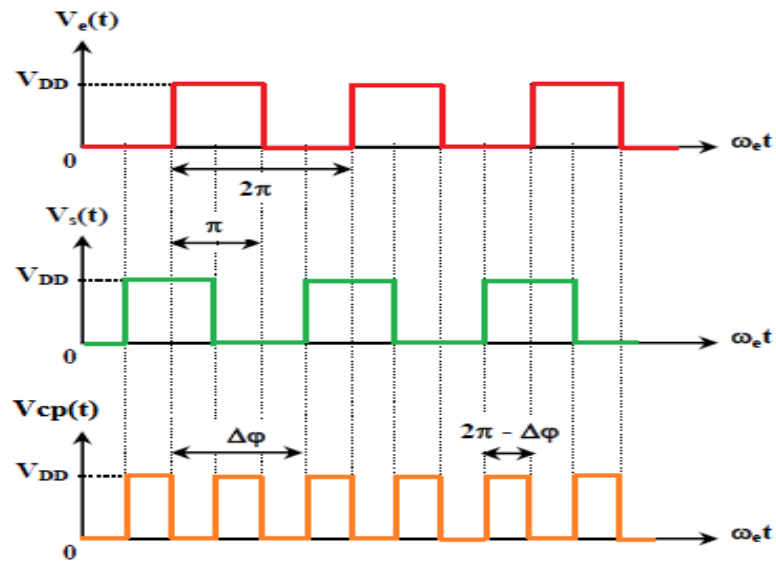
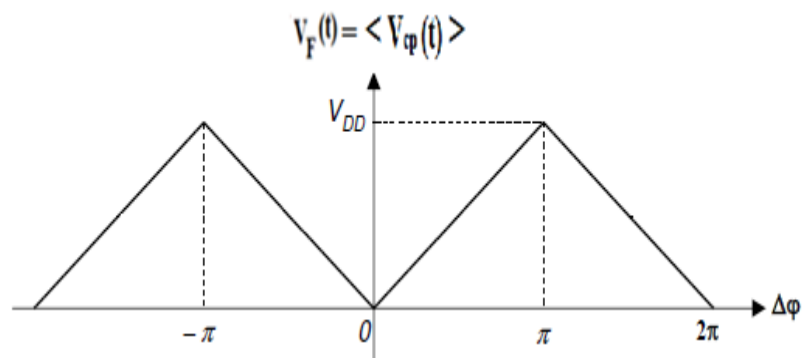


Figure IV.14 : Chronogrammes du comparateur de phase numérique pour  $\pi < \Delta\varphi < 2\pi$ .

Le comparateur de phase numérique suivi de son filtre, possède une caractéristique linéaire comme illustré dans la figure IV.15.



**Figure IV.15** : Caractéristique du comparateur de phase à OU-exclusif.

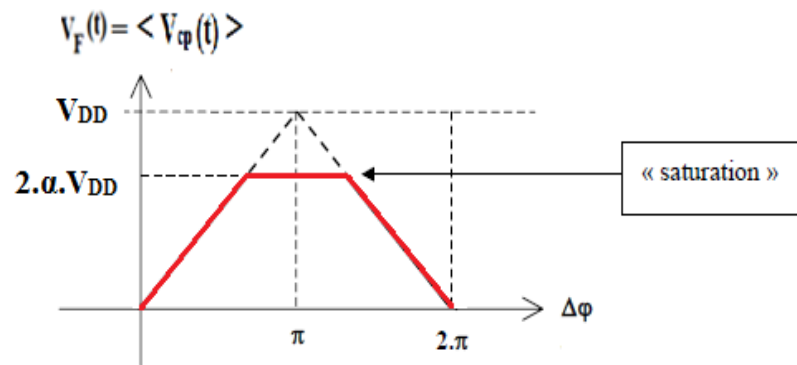
**Rapport cyclique  $\alpha$  différent de 1/2**

- 1<sup>er</sup> cas :  $0 < \Delta\varphi < \pi$

$$V_F(t) = \langle V_{cp}(t) \rangle = \frac{V_{DD}}{\pi} \Delta\varphi$$

- 2<sup>ème</sup> cas :  $\pi < \Delta\varphi < 2\pi$

$$V_F(t) = \langle V_{cp}(t) \rangle = 2.\alpha.V_{DD}$$



**Figure IV.16** : Caractéristique du comparateur de phase numérique pour un Rapport cyclique  $\alpha$  différent de 1/2.

La Figure IV.16 montre clairement que les plages linéaires sont réduites pour les signaux qui n'ont pas un rapport cyclique de  $\frac{1}{2}$ . Ceci signifie que la plage de fonctionnement est réduite. Ceci explique qu'il soit préférable d'avoir des signaux de rapport cyclique égal à  $\frac{1}{2}$ .

#### IV.4 Principe de fonctionnement

- Le principe du verrouillage de phase est de forcer le signal de sortie de l'oscillateur commandé en tension  $V_s(t)$  à suivre le signal d'entrée  $V_e(t)$ . Ceci signifie que les deux signaux ont mêmes fréquences et une différence de phases constante. Lorsque la PLL n'est pas verrouillée, les deux signaux peuvent avoir des fréquences différentes.

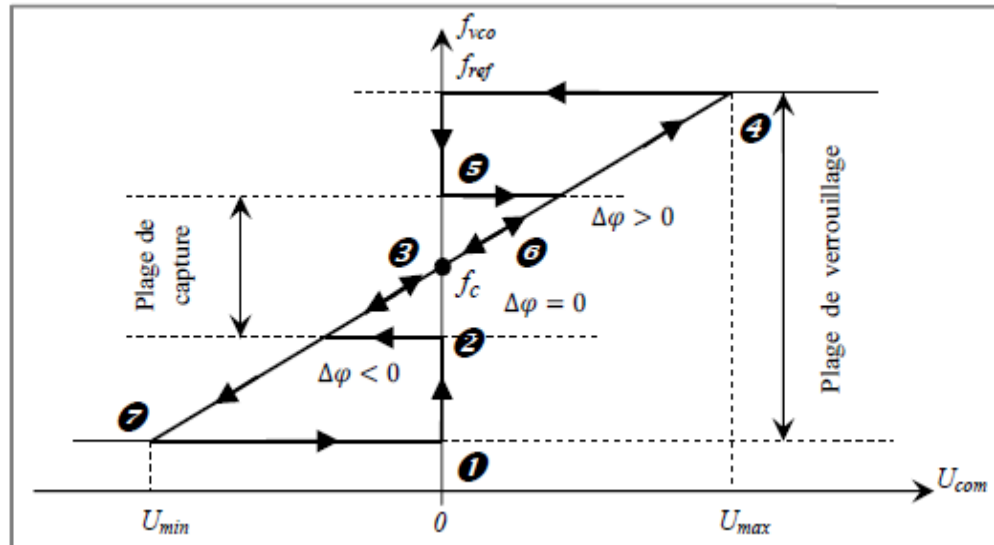
- Le détecteur de phase est réalisé d'une manière simple. Les valeurs des deux formes d'onde d'entrée sont multipliées par le gain du détecteur de phase :  $V_{cp}(t) = \text{gain} \cdot V_{IN1}(t) \cdot V_{IN2}(t)$ .
- Le comparateur de phase fournit à sa sortie une tension alternative dont la valeur moyenne donnée par un filtre passe-bas est proportionnelle au déphasage entre  $V_e$  et  $V_s$ . Il est caractérisé par un coefficient souvent noté  $K$  défini par :
 
$$K = \frac{\text{valeur moyenne de la tension en sortie}}{\text{déphasage entre les signaux d'entrée}} \quad \text{volts/radian}$$

- Ce signal est ensuite filtré pour générer une tension de commande, ou d'erreur,  $V_F(t)$ . Le filtre est un passe-bas d'ordre 1 (ceci fait que la PLL est un système asservi d'ordre 2), passif ou actif, dont le but est d'extraire la valeur moyenne du signal  $V_{cp}(t)$  et ainsi d'obtenir un signal de commande  $V_F(t)$  propre.
- L'oscillateur VCO donne une fréquence qui varie en fonction de la tension de commande  $V_F(t)$  appliquée sur son entrée. Il est linéarisé autour de la fréquence libre du VCO  $f_0$  et caractérisé par sa pente (sensibilité)  $K_0$ .

$$K = \frac{\text{variation de pulsation du signal de sortie}}{\text{variation de la tension de commande}} \quad \text{rad/(S.V)}$$

- La sortie utile d'un tel système peut être soit le signal de commande de l'oscillateur (par exemple pour des fonctions de démodulation), soit le signal de sortie de l'oscillateur (par exemple pour des fonctions de génération de signaux stables).

Le fonctionnement d'une PLL comporte principalement deux modes: le **mode d'acquisition** ou de **capture** (*acquisition/capture mode*) et le **mode verrouillé** (*tracking mode*). En mode d'acquisition, la PLL cherche à synchroniser le signal généré par l'oscillateur avec celui fourni par l'entrée de référence. Une fois la synchronisation obtenue, la PLL entre dans le mode verrouillé pour lequel le signal généré par l'oscillateur suit tout changement de fréquence ou de phase du signal de référence. La Figure IV.15 illustre le fonctionnement d'une PLL en fonction de la caractéristique de l'oscillateur.



Figure

IV.15: Modes de fonctionnement d'une PLL.

Soient  $f_e$  la fréquence du signal d'entrée  $V_e$  et  $f_s$  la fréquence du signal en sortie du VCO ( $V_s$ ).

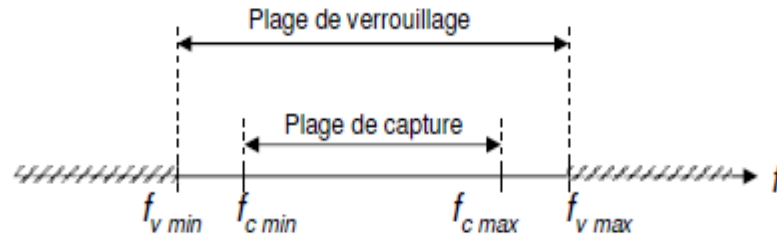
- Si  $f_e \neq f_s$ : l'asservissement n'est pas réalisé. On dit que la boucle est déverrouillée. La boucle oscille à une fréquence libre  $f_0$  du VCO.
  - Si  $f_e = f_s$ : l'asservissement est réalisé. On dit que la boucle est verrouillée.
- En l'absence de signal à l'entrée de PLL ( $V_e = 0$ ), ou si la fréquence du signal injecté est en dehors de la plage de fonctionnement du VCO, la PLL est dite **non verrouillée** et l'oscillateur VCO oscille à sa fréquence centrale  $f_c$  (fréquence libre  $f_0$  du VCO) donc  $f_s = f_0$ .
- En présence d'un signal à l'entrée de la boucle de fréquence  $f_e$  voisin de  $f_0$ , **la PLL se verrouille ou accrochée**
- Une fois la boucle est verrouillée, la fréquence  $f_e$  d'entrée peut varier dans la **plage de verrouillage** et on a toujours  $f_e = f_s$ .
- Si la fréquence d'entrée sort de la plage de verrouillage, la boucle décroche et on revient à la situation d'une boucle non verrouillée. Pour raccrocher la boucle, il faut alors revenir au voisinage de  $f_0$  et pénétrer dans la **plage de capture**.

On distingue deux plages de fréquences :

**La plage de capture ou d'accrochage** : La plage de capture correspond aux fréquences pour lesquelles la boucle se verrouille.

**La plage de verrouillage** : La plage de verrouillage correspond aux fréquences pour laquelle la boucle reste verrouillée.

La plage de capture est incluse dans la page de verrouillage, comme le représente la figure IV.16.



**Figure IV.16:** Plages de verrouillage et de capture.

### **Exemple de simulation d'une PLL**

La figure IV.17 représente un Modèle Pspice de la PLL, et la figure IV.18 représente les résultats de simulation.



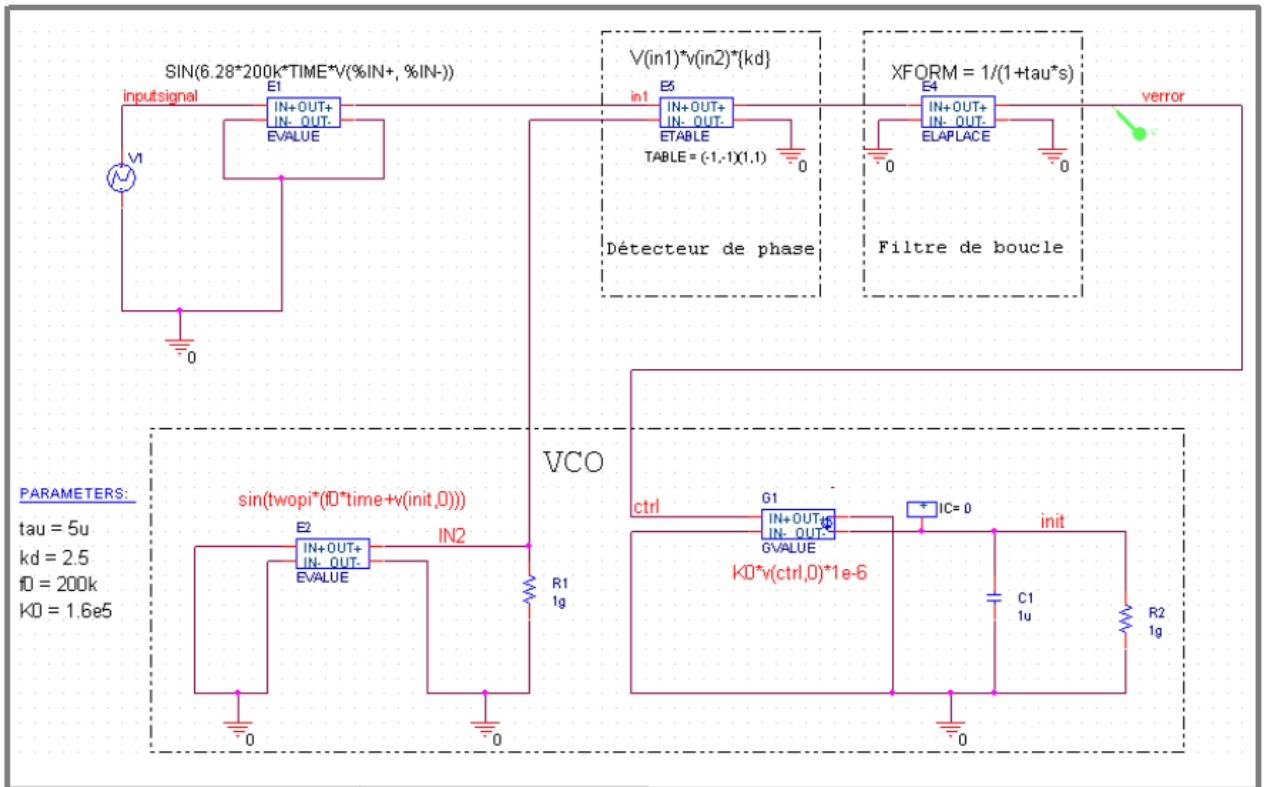


Figure IV.17: Plages de verrouillage et de capture.

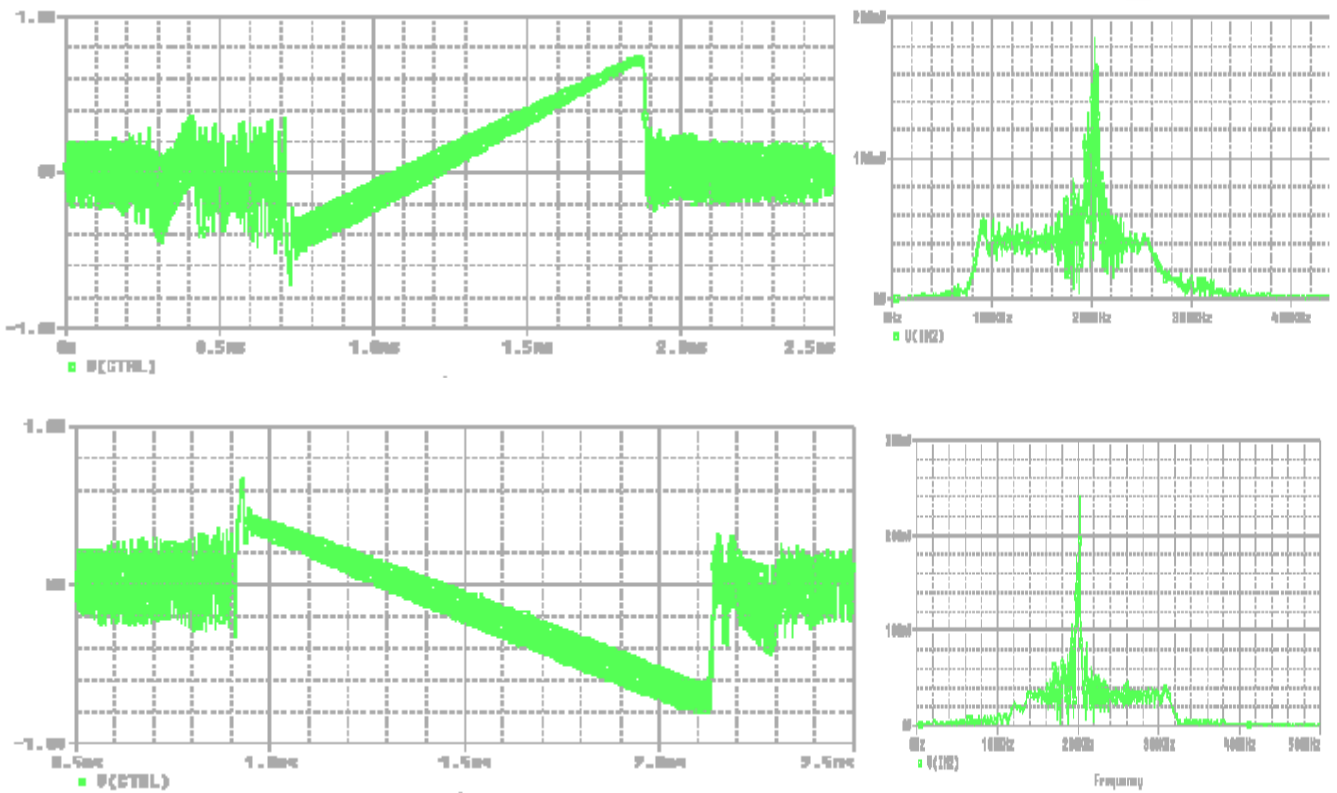


Figure IV.18: Tension de sortie du filtre (fréquences d'entrée croissantes et décroissantes).

## **Bibliographie**

- [1] Brahim HARAOUBIA, “Électronique non linéaire 1: Dipôles non linéaires, oscillateurs harmoniques et circuit en commutation.” *ISTE édition*, 2018.
- [2] François de DIEULEVEULT, “Oscillateurs BF et RF: Optimisation par simulation.” *Edition Dunod*, 2018.
- [3] Guy CHATEIGNER, “Manuel du génie électrique.” *Edition Dunod*, 2006.
- [4] Moez HAJJI, “Cours électronique analogique.” *SET de Nabeul*, 2014.
- [5] Taher Neffati, “Introduction à l’électronique analogique.” *Edition Dunod*, 2008.
- [6] Pascal MASSON, “Des oscillateurs à la radio.”, *Ecole Polytechnique Universitaire de Nice Sophia-Antipolis*, Edition 2013.
- [7] S. Labandji, “Cours de communications analogiques, chapitre 1 : Les oscillateurs sinusoïdaux.” *USTHB*, 2021.
- [8] François de Dieuleveult, “Olivier Romain ; Electronique appliquée aux hautes fréquences, Principes et applications.” *2<sup>ème</sup> édition ; Dunod*, 2008.

## Annexe : Canevas-Electronique 4

**Semestre: 4**  
**Unité d'enseignement: UEF2**  
**Matière : Electronique 4**  
**VHS: 39h (Cours, TD, TP)**  
**Crédits: 4**  
**Coefficient: 3**

### Objectifs – Compétences minimales:

Etre capable de :

- reconnaître les structures fondamentales dans les systèmes bouclés appliqués aux télécommunications,
- les mettre en œuvre pour la synchronisation, la démodulation et la synthèse de fréquence.

**Pré Requis:** Module Electronique 2

### Contenu:

- Modèle de boucle
- Stabilité, précision
- Génération de signaux et oscillateurs sinusoïdaux
- Conversion Tension Fréquence
- Boucle à Verrouillage de Phase (PLL)

### Prolongements possibles:

- PLL Numérique

### Indications de mise en œuvre:

- Régénération de porteuse
- Synthétiseur de fréquence
- Pont de Wien, Colpitts, Quartz