

4.1 Introduction

Dans les systèmes électroniques, la fonction *génération de signaux* est utilisée pour synthétiser des signaux de fréquence, d'amplitude et de forme données et réglables. Les blocs fonctionnels associés à cette fonction sont des *oscillateurs*. Il en existe trois types :

- les *oscillateurs sinusoïdaux*, qui produisent des signaux harmoniques utilisés dans les systèmes analogiques ;
- les *oscillateurs à relaxation*, qui produisent des signaux en forme de créneaux, utilisés surtout dans les systèmes numériques ;
- les *générateurs de fonction*, qui produisent des signaux de forme arbitraire. Les générateurs analogiques sont généralement conçus à partir des deux types d'oscillateurs précédents.

Les signaux issus des oscillateurs sont utiles pour le test des systèmes électroniques, par exemple pour mesurer la fonction de transfert ou la réponse transitoire d'un filtre. Dans les systèmes micro-informatiques, ils sont utilisés comme signaux d'horloge pour synchroniser des circuits logiques. Dans l'exemple du mobile GSM (figure 4.1.1), la fonction *génération de signaux* est présente sous la forme d'un oscillateur à quartz ultra-stable de fréquence 13 MHz, à partir duquel toutes les fréquences nécessaires à la modulation et à la démodulation des signaux émis et reçus sont synthétisées. La fonction *synthèse de fréquence* sera abordée au chapitre 5.

Un oscillateur est constitué par l'association d'un circuit actif - un amplificateur - avec un circuit passif réactif - un filtre. Sous certaines conditions, ces deux circuits échangent continuellement de l'énergie électrique (figure 4.1.2). Ils constituent alors un système instable qui produit un signal d'amplitude constante. La forme de ce signal dépend essentiellement du mode de fonctionnement de l'élément actif :

- Dans les oscillateurs sinusoïdaux, l'élément actif est un amplificateur linéaire. Néanmoins, nous verrons dans la section 4.2.4 qu'une certaine dose de non-linéarité est nécessaire pour assurer le démarrage et la stabilisation de l'oscillateur ;
- Dans les oscillateurs à relaxation, l'élément actif fonctionne en régime non linéaire. Il s'agit généralement d'un comparateur à hystérésis.

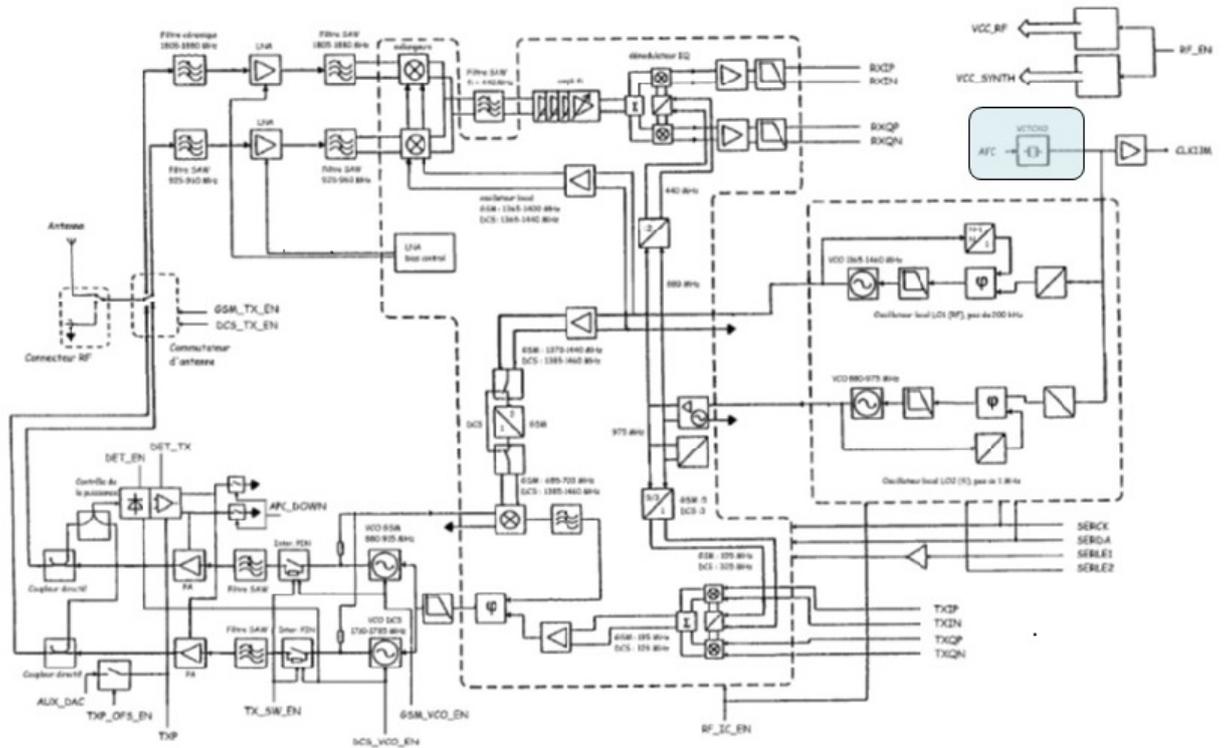


FIGURE 4.1.1 – Architecture de la partie analogique d'un portable GSM - l'oscillateur est repéré par un rectangle grisé

4.2 Oscillateurs sinusoïdaux

4.2.1 Principe

Considérons le système bouclé représenté sur la figure 4.2.1. Comparé à ce qui a été vu au chapitre 1, il s'agit d'un système à rétroaction positive. L'élément actif (amplificateur) a un gain à vide en tension A , supposé indépendant de la fréquence. L'amplificateur fonctionne donc dans sa bande passante. Le circuit réactif est caractérisé par sa fonction de transfert à vide $\beta(j\omega)$. En supposant que l'interconnexion entre ces éléments ne modifie pas leur réponse, la fonction de transfert du système bouclé s'écrit :

$$\frac{X_3}{X_1} = \frac{A}{1 - \beta A} \quad (4.2.1)$$

ce qui permet d'écrire la relation suivante entre les signaux d'entrée et de sortie du système bouclé :

$$X_3(1 - \beta A) = X_1 A \quad (4.2.2)$$

Pour que le système oscille, il faut qu'il existe un signal de sortie en l'absence de signal d'entrée ($X_1 = 0$), soit :

$$X_3(1 - \beta A) = 0 \quad (4.2.3)$$

Cette condition est remplie, soit dans le cas trivial où X_3 est nul, soit lorsque :

$$\beta A = 1 \quad (4.2.4)$$

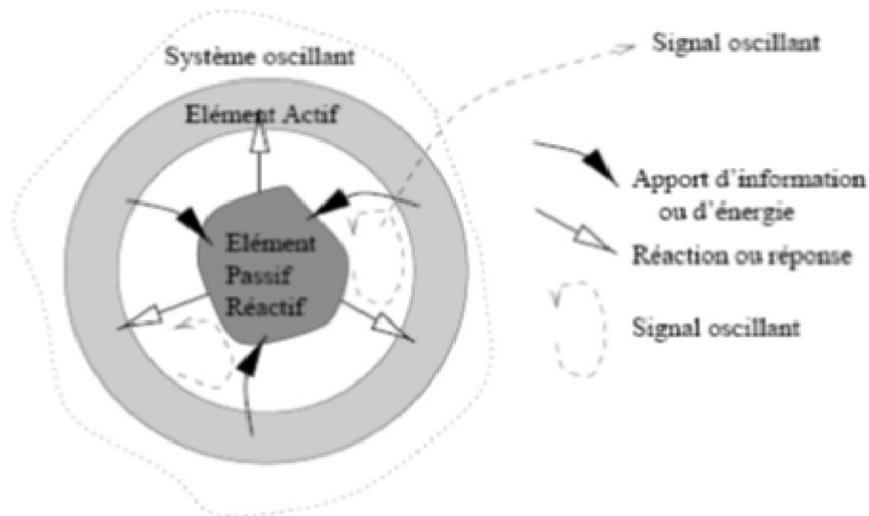


FIGURE 4.1.2 – Principe général d'un oscillateur

4.2.2 Conditions d'oscillation

Le système oscille donc à la fréquence ω_0 à condition que son gain de boucle βA soit égal à 1 : $\beta(j\omega_0)A = 1$. Dans la mesure où β est complexe pour ω quelconque, cela implique deux relations :

$$\beta(j\omega_0) \in \mathbf{R} \quad (4.2.5)$$

$$|A| = \frac{1}{|\beta(j\omega_0)|} \quad (4.2.6)$$

La première condition (eq. 4.2.5) détermine la fréquence d'oscillation ω_0 . Autrement dit, le système oscille à la fréquence à laquelle $\beta(j\omega)$ est réel et de même signe que le gain A . La seconde condition (eq. 4.2.6) permet de fixer le gain de l'amplificateur permettant de maintenir une oscillation d'amplitude constante.

La condition d'oscillation $\beta(j\omega)A = 1$ est facile à interpréter. Le gain de boucle est le facteur par lequel le signal est multiplié à chaque fois qu'il "fait un tour" dans le système. Si ce facteur est égale à 1, le signal se reproduit à l'identique à chaque tour, en amplitude et en phase. A la fréquence d'oscillation, l'atténuation du circuit réactif est compensée exactement par le gain de l'amplificateur et la phase du signal est la même "à chaque tour".

Que se passe-t-il lorsque le gain de boucle est différent de 1 ? Considérons d'abord le cas où $\beta(j\omega)A > 1$ (figure 4.2.2). En partant d'une tension d'entrée faible V_{e0} et en raisonnant par itérations, on voit que l'amplitude du signal de sortie diverge, jusqu'à la saturation de l'amplificateur. La réponse du système bouclé est instable. Dans le cas où $\beta(j\omega)A < 1$ (figure 4.2.3), le signal de sortie converge vers zéro quelle que soit la valeur initiale de la tension V_{e0} . Dans le cas où $\beta(j\omega)A = 1$, le système est à la limite de l'instabilité, mais la condition de maintien (eq. 4.2.6) permet de garder constante l'amplitude du signal de sortie.

En pratique, pour que l'oscillateur démarre, il faut que le gain de boucle soit d'abord supérieur à 1, puis une fois l'oscillation lancée, qu'il redescende en-dessous de 1, afin que l'amplitude du signal de sortie se stabilise (figure 4.2.4). Cela implique que le gain de l'amplificateur varie avec sa tension d'entrée, c'est-à-dire qu'il soit non linéaire, et plus précisément que ce gain diminue

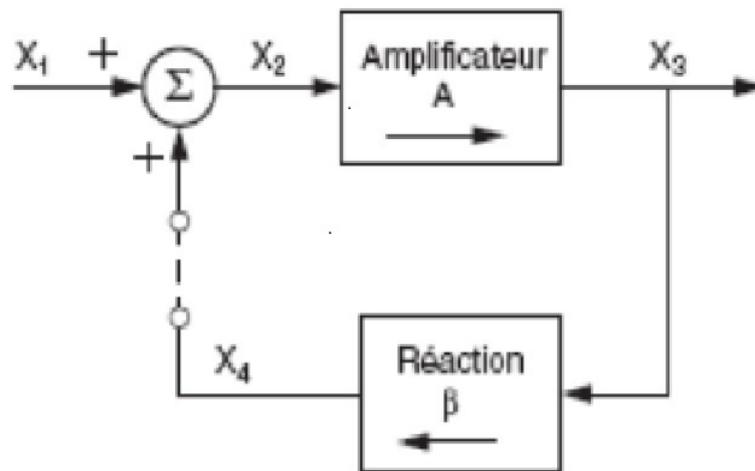
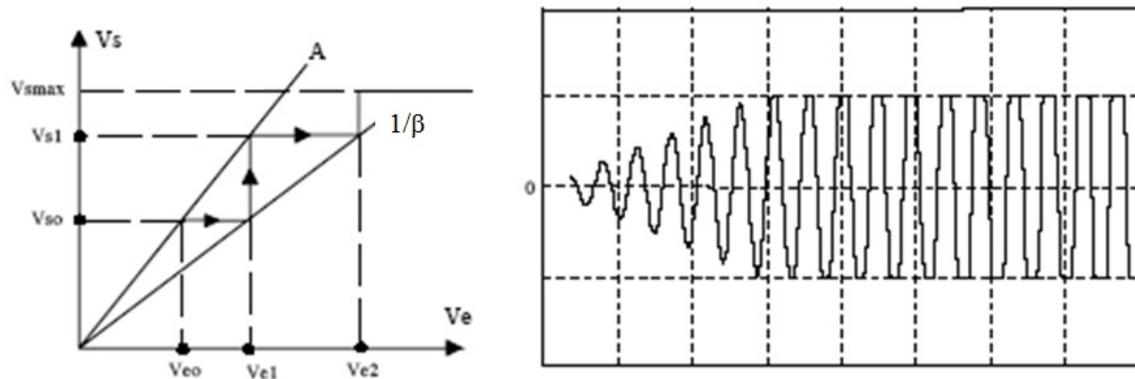


FIGURE 4.2.1 – Principe d'un oscillateur sinusoïdal

FIGURE 4.2.2 – Réponse au démarrage d'un oscillateur lorsque $\beta A > 1$

avec le niveau du signal d'entrée (caractéristique de transfert concave). En réalité, un amplificateur présente toujours des non-linéarités, ne serait-ce qu'à cause de la saturation du signal de sortie au voisinage des tensions d'alimentation. L'oscillation se stabilise alors au point d'intersection entre la courbe de gain de l'amplificateur (A) et l'inverse de la fonction de transfert du circuit réactif ($1/\beta$). Au départ, la tension d'entrée V_{e0} n'est pas nulle du fait du bruit thermique. C'est donc le bruit à l'entrée de l'amplificateur qui provoque le démarrage de l'oscillateur. La condition d'oscillation (eq. 4.2.5) permet ensuite de sélectionner une fréquence particulière dans le spectre du bruit.

4.2.3 Stabilité en fréquence

Lorsque l'oscillateur est utilisé pour fournir une référence de fréquence, comme c'est le cas dans l'exemple du GSM (figure 4.1.1), il est essentiel de s'assurer que cette fréquence est stable. D'après la condition de l'équation 4.2.5, la fréquence d'oscillation ω_0 est telle que : $\text{Arg}(\beta A) = 0$ ou π . Or, à cause du bruit de phase dans l'amplificateur, le terme $\text{Arg}(A)$ connaît des variations qui se répercutent sur la fréquence ω_0 . Mais, comme le montre la figure 4.2.5, cette variation est d'autant plus faible que la pente de la courbe $\text{Arg}(\beta A)$ au point d'intersection avec l'axe $y=0$ ou $y=\pi$, est grande.

Ainsi, la stabilité d'un oscillateur est-elle définie par l'indice sans dimension suivant :

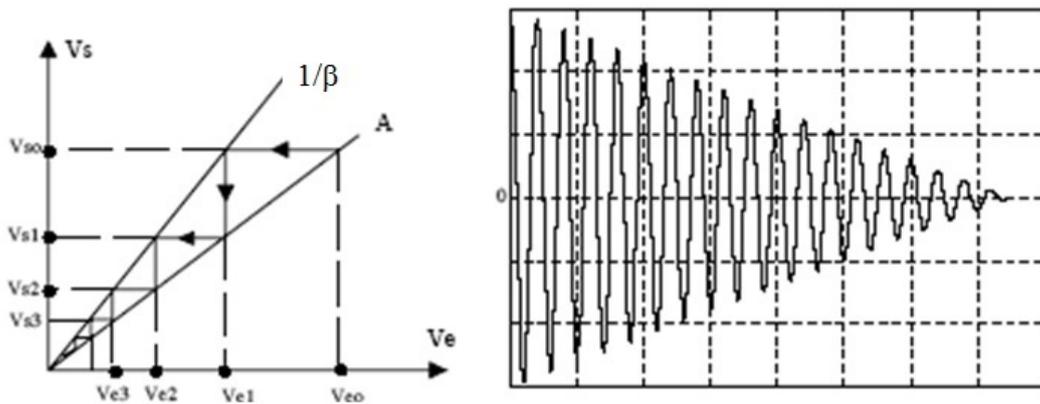


FIGURE 4.2.3 – Réponse au démarrage d'un oscillateur lorsque $\beta A < 1$

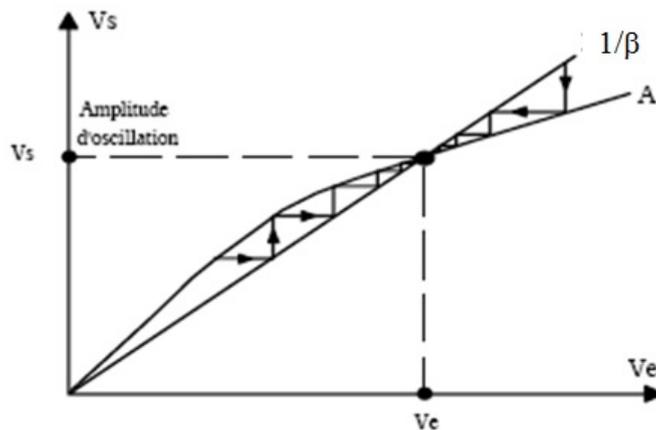


FIGURE 4.2.4 – Stabilisation de la réponse d'un oscillateur par introduction d'un gain non linéaire

$$S(\omega_0) = \left| \frac{d(\text{Arg}[\beta(j\omega)])}{d(\omega/\omega_0)} \right| = \left| \frac{d(\text{Arg}[\beta(j\Omega)])}{d(\Omega)} \right| \quad (4.2.7)$$

où $\Omega = \omega/\omega_0$. Lorsque le circuit réactif est un filtre passe-bande, on montre que l'indice de stabilité est proportionnel à son coefficient de qualité Q_0 : $S(\omega_0) = 2Q_0$.

4.2.4 Oscillateurs BF à AOP

Ces oscillateurs constituent une solution simple à mettre en œuvre pour des fréquences inférieures au MHz et lorsqu'il n'y a pas de contrainte forte sur la stabilité. Dans ce cas, l'élément actif, construit autour d'un amplificateur opérationnel (AOP), est un amplificateur de gain positif (montage non inverseur) ou négatif (montage inverseur). La limite en fréquence est liée au produit gain-bande limité de l'AOP (voir chapitre 1). Ce dernier impose, en effet, une fréquence de coupure haute à l'amplificateur, au-delà de laquelle son gain diminue avec la fréquence. Lorsque ce gain n'est pas constant, le calcul de la fréquence d'oscillation devient complexe. De plus, sa valeur au-delà de la fréquence de coupure peut s'avérer insuffisante pour compenser l'atténuation du filtre et satisfaire la condition de maintien (eq. 4.2.6).

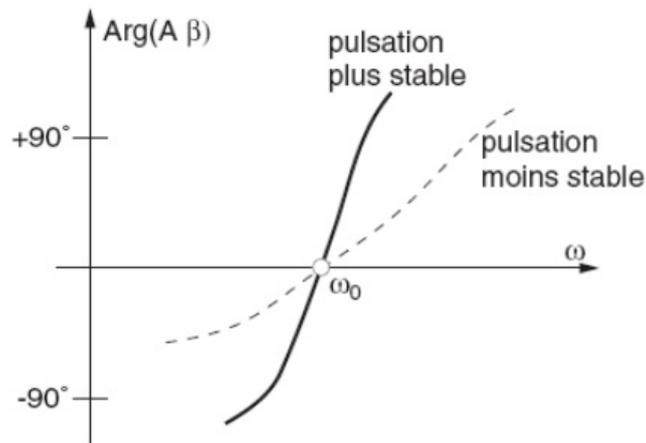


FIGURE 4.2.5 – Phase du gain de boucle βA illustrant la stabilité d'un oscillateur

Montages

L'oscillateur de Wien, représenté sur la figure 4.2.6, est constitué d'un amplificateur non inverseur de gain $1 + \frac{R_2}{R_1}$ et d'un filtre passe-bande (pont de Wien) de fonction de transfert :

$$\beta(j\omega) = \frac{j\omega RC}{1 - (\omega RC)^2 + 3j\omega RC} \quad (4.2.8)$$

Etant donné que le gain de l'amplificateur est positif, la fréquence d'oscillation ω_0 est celle qui rend l'argument de $\beta(j\omega)$ nul (ou $\beta(j\omega)$ réel positif), soit : $\omega_0 = \frac{1}{RC}$. La condition de maintien (eq. 4.2.6) donne le gain à fixer pour l'amplificateur : $A_0 = 1/\beta(j\omega_0) = 3$. Enfin, l'indice de stabilité, obtenu à partir de l'équation 4.2.7, est faible : $S(\omega) = \frac{2}{3}$. Cela est lié au fait que le pont de Wien est un filtre peu sélectif.

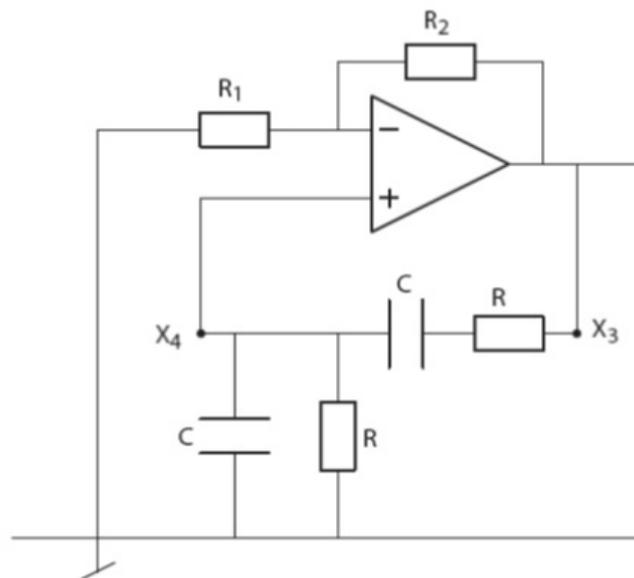


FIGURE 4.2.6 – Oscillateur de Wien

Dans l'oscillateur à déphaseur CR (figure 4.2.7), l'AOP est monté en amplificateur inverseur et

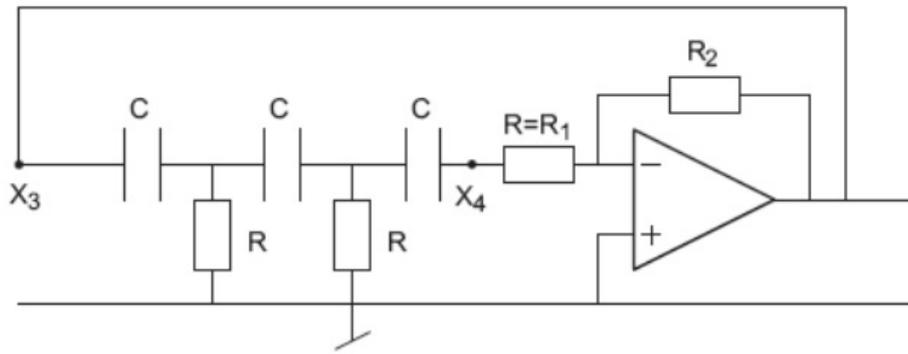


FIGURE 4.2.7 – Oscillateur à déphaseur CR

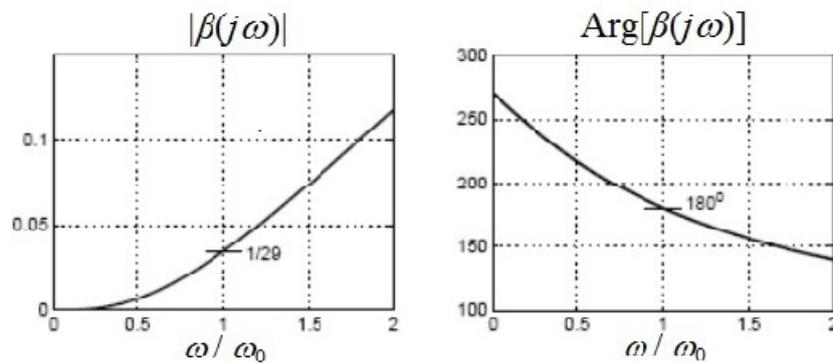


FIGURE 4.2.8 – Diagramme de Bode d'un déphaseur CR

Le circuit réactif est un filtre passe-haut d'ordre 3. La condition d'oscillation (eq. 4.2.5) est donc satisfaite lorsque l'argument de $\beta(j\omega)$ est égal à π , d'où la nécessité d'utiliser un filtre d'ordre 3. En effet, le déphasage maximum est de $\pm\pi/2$ pour un filtre du premier ordre, ce qui est insuffisant. Il est de $\pm\pi$ pour un filtre du deuxième ordre, mais à fréquence nulle ou infinie. La fonction de transfert du déphaseur CR est :

$$\beta(j\omega) = \frac{1}{1 - \frac{5}{(\omega RC)^2} - j\left(\frac{6}{\omega RC} - \frac{1}{(\omega RC)^3}\right)} \quad (4.2.9)$$

L'amplitude et la phase de la fonction de transfert sont présentées sur la figure 4.2.8. La fréquence d'oscillation est obtenue lorsque l'argument de $\beta(j\omega)$ passe par π , soit : $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6RC}}$. La condition de maintien (eq. 4.2.6) donne le gain à fixer pour l'amplificateur : $A_0 = 1/\beta(j\omega_0) = 1 - \frac{5}{1/6} = -29$. Enfin, l'indice de stabilité est supérieur à celui de l'oscillateur de Wien, mais il reste faible : $S(\omega) = \frac{12}{29}\sqrt{6} \simeq 1$.

Contrôle de l'amplitude

En pratique, la condition de maintien (eq. 4.2.6) ne permet pas le démarrage de l'oscillateur à partir de zéro. Nous avons vu à la section 4.2.2 qu'il était nécessaire que la gain de l'amplificateur ait une caractéristique non linéaire, comme sur la figure 4.2.4. Un amplificateur à AOP simple présente des non-linéarités au voisinage de ses tensions d'alimentation V_+ et V_- . Cela signifie qu'une oscillation d'amplitude voisine de V_+ et V_- peut se maintenir avec ce type de montage, mais au prix d'une

légère saturation du signal.

Un meilleur contrôle de l'amplitude peut être obtenu en introduisant des non-linéarités dans l'amplificateur, à d'autres endroits qu'au voisinage de ses tensions d'alimentation. Une première solution consiste à utiliser une résistance à coefficient de température négatif (CTN) dont la valeur diminue lorsque la température augmente. Cette résistance est placée dans la boucle de rétroaction d'un amplificateur inverseur (figure 4.2.9). Le gain de ce montage est :

$$\frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2 + R_{th}}{R_1} \quad (4.2.10)$$

Lorsque V_e augmente, le courant dans la résistance CTN augmente. A cause de l'effet Joule, la température dans cette résistance augmente, sa valeur diminue et, en vertu de l'équation 4.2.10, le gain de l'amplificateur diminue aussi. On obtient alors une caractéristique de transfert concave à dérivée continue (figure 4.2.4). L'amplitude de l'oscillation peut être facilement modifiée en jouant sur les résistances R_1 ou R_2 .

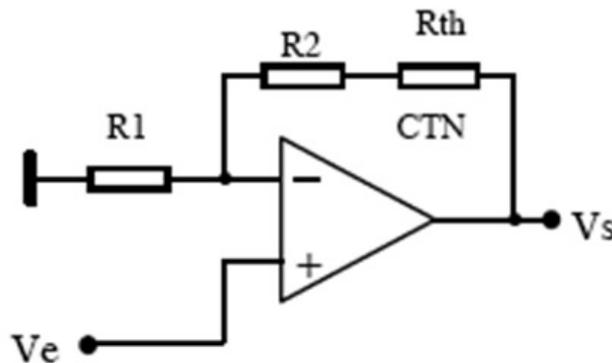


FIGURE 4.2.9 – Amplificateur à gain non linéaire avec résistance CTN

Dans une deuxième solution présentée sur la figure 4.2.10, des discontinuités sont introduites dans la caractéristique entrée-sortie de l'amplificateur en plaçant judicieusement des diodes dans la boucle de contre-réaction. Lorsque la tension d'entrée dépasse un certain seuil, l'une des diodes D_1 ou D_2 devient passante et vient mettre la résistance R_4 en parallèle sur R_2 , ce qui conduit à une diminution du gain en valeur absolue. La caractéristique de transfert de l'amplificateur n'est plus à dérivée continue, mais elle reste concave. Comme dans le montage précédent, L'amplitude de l'oscillation peut être facilement modifiée en jouant sur les résistances R_1 ou R_2 .

Si la non-linéarité introduite dans la caractéristique de transfert de l'élément actif permet un meilleur contrôle sur l'amplitude, elle présente l'inconvénient de générer des harmoniques dans le signal d'oscillation, ce qui peut être un inconvénient lorsqu'une contrainte de grande pureté spectrale est imposée.

4.2.5 Oscillateurs HF

Lorsque la fréquence d'oscillation voulue est élevée, typiquement au-delà du MHz, la bande passante des amplificateurs à AOP est insuffisante et on ne peut plus considérer que le gain A est constant. Il faut alors avoir recours, pour réaliser l'élément actif, à des amplificateurs à transistor. Le schéma de principe (figure 4.2.11) est semblable à celui des oscillateurs basse fréquence à AOP. Pour l'élément actif, on utilise de préférence un transistor à effet de champ (FET) monté en amplificateur à source commune. La résistance d'entrée très grande du FET facilite, en effet, la

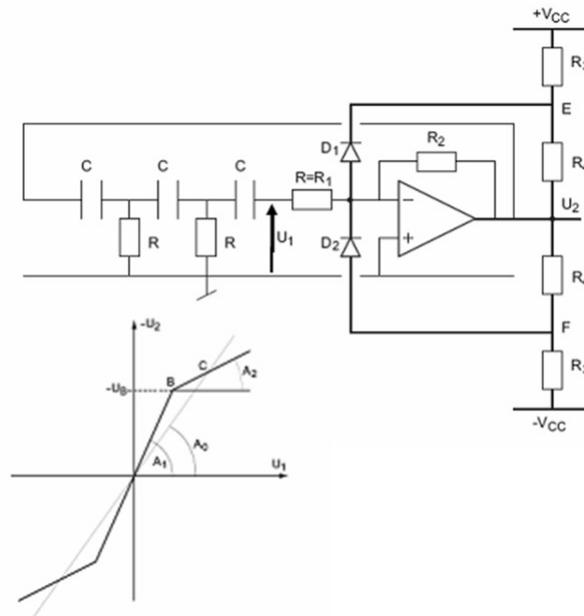


FIGURE 4.2.10 – Amplificateur à gain non linéaire avec diodes

connexion avec le filtre et simplifie le calcul de la fréquence d'oscillation. Le circuit réactif est un filtre en π associant des inductances et des capacités. Plusieurs configurations sont possibles :

- dans les oscillateurs de Colpitts et de Clapp, Z1 et Z3 sont des capacités et Z2 une inductance ;
- dans un oscillateur Hartley, Z1 et Z3 sont des inductances et Z2 une capacité.

Montages

Les schémas de ces trois oscillateurs sont représentés sur les figures 4.2.12, 4.2.13 et 4.2.14. Les expressions de la fonction de transfert $\beta(j\omega)$ des filtres permettent de déduire tous les paramètres de ces oscillateurs, qui sont données dans le tableau 4.2.15. Dans ce tableau, $g_m = \frac{\partial i_{ds}}{\partial v_{gs}}$ est la transconductance du FET, C_e sa capacité d'entrée et R_{eq} la résistance de sortie du montage source commune.

Oscillateurs à quartz

Dans l'oscillateur Clapp, l'étude de l'indice $S(\omega_0)$ indique que, pour augmenter la stabilité de cet oscillateur, il faut diminuer la capacité C_{eq} et augmenter le facteur de qualité $Q = L\omega_0/r$ du résonateur L_1C , où r est la résistance de la bobine d'inductance L_1 . Avec des composants classiques - condensateurs et bobines - le facteur de qualité est limité du fait que la résistance r augmente avec la valeur de l'inductance et avec la fréquence. Lorsqu'on cherche à obtenir une oscillation de grande stabilité, il convient de remplacer le résonateur L_1C de l'oscillateur Clapp par un *résonateur à quartz*.

Un résonateur à quartz est constitué d'un matériau piézoélectrique placé entre deux électrodes conductrices. Dans ce type de matériau, les grandeurs électriques et mécaniques sont couplées. Il en résulte des paramètres électriques impossibles à obtenir au moyen d'un résonateur LC. La figure 4.2.16 montre le schéma équivalent électrique d'un résonateur à quartz :

- C_0 est la capacité du condensateur formé par le quartz et les deux électrodes ; elle est comprise entre quelques dizaines et quelques centaines de pF ;
- la résistance R , de quelques Ω à quelques $k\Omega$, traduit les pertes mécaniques dans le matériau ;
- l'inductance L , de quelques mH à quelques H , traduit son inertie ;
- la capacité C traduit son élasticité ; elle est de l'ordre du fF .

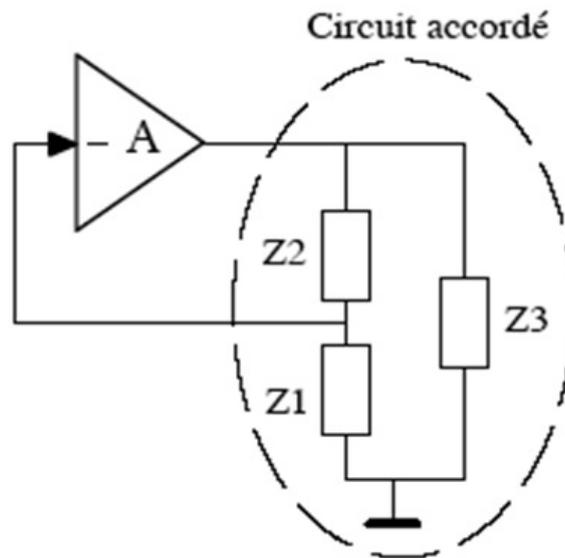


FIGURE 4.2.11 – Principe d'un oscillateur sinusoïdal HF

Les grandes valeurs d'inductance associées à des pertes faibles permettent d'atteindre des coefficients de qualité compris entre 10^4 et 10^6 , et donc de réaliser des oscillateurs de grande stabilité.

A partir du schéma équivalent du résonateur à quartz (figure 4.2.16) et en négligeant les pertes ($R \simeq 0$), on calcule son impédance électrique :

$$\underline{Z}(j\omega) = \frac{1}{j\omega(C+C_0)} \frac{1 - \frac{\omega^2}{\omega_s^2}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_p^2}} \quad (4.2.11)$$

où $\omega_s = 1/\sqrt{LC}$ et $\omega_p = 1/\sqrt{L\frac{CC_0}{C+C_0}}$. On constate qu'elle est imaginaire pure. De plus, sa partie imaginaire (réactance) s'annule à $\omega = \omega_s$ et devient infinie à $\omega = \omega_p$ (figure 4.2.17). Ces deux fréquences, très proches du fait que C_0 est très supérieur à C , correspondent respectivement aux fréquences de résonance série et parallèle du résonateur. Entre ω_s et ω_p , sa réactance est positive et le quartz se comporte comme une bobine d'inductance L_{eq} . Comme l'indique la figure 4.2.18, le résonateur à quartz vient se substituer à l'inductance L dans le schéma de l'oscillateur Clapp donné en figure 4.2.14. Dès lors, on obtient un oscillateur sinusoïdal de grande stabilité de fréquence $\omega_0 = 1/\sqrt{L_{eq}C_{eq}}$ avec $1/C_{eq} = 1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3 + 1/C_4$.

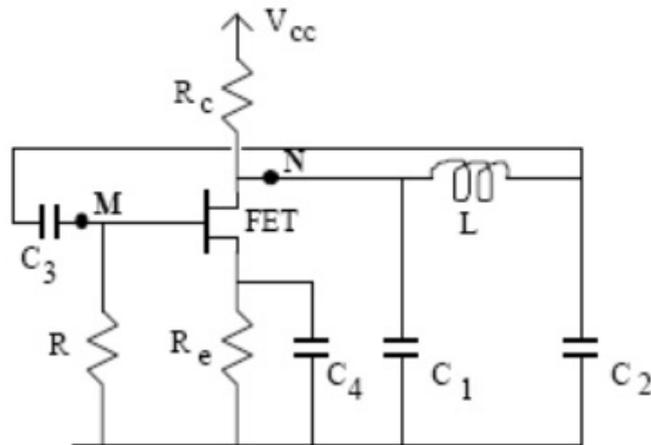


FIGURE 4.2.12 – Oscillateur Colpitts

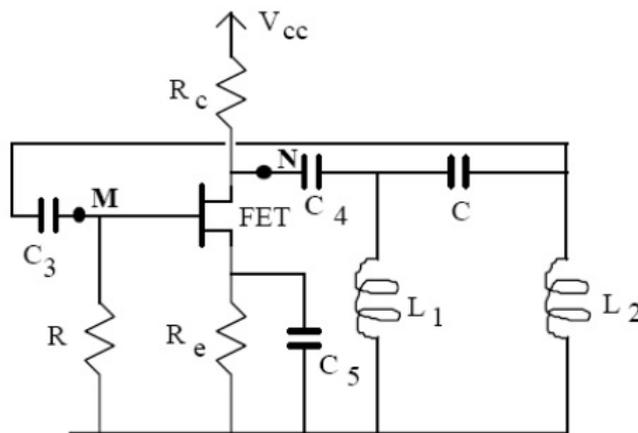


FIGURE 4.2.13 – Oscillateur Hartley

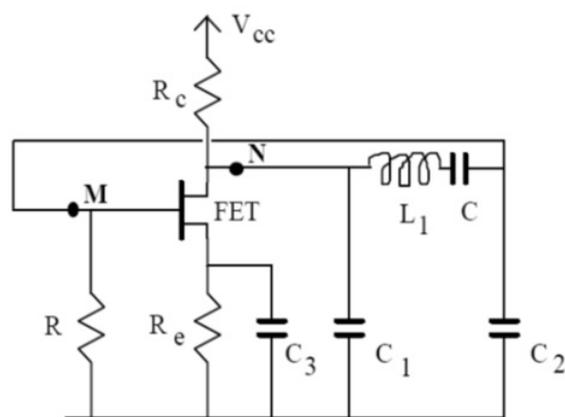


FIGURE 4.2.14 – Oscillateur Clapp

Oscillateur	Fréquence d'oscillation ω_0	Condition de maintien
Colpitts	$\frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1(C_2+C_e)}{C_1+C_2+C_e}}}$	$g_m \frac{R_{eq} C_1}{C_2+C_e} \geq 1$
Hartley	$\frac{1}{\sqrt{(L_1+L_2)C}}$ si $\frac{1}{C_e \omega_0} \gg L_2 \omega_0$	$g_m \frac{R_{eq} L_2}{L_1} \geq 1$
Clapp	$\sqrt{\frac{1}{L_1 C_{eq}}}$ avec $\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2+C_e} + \frac{1}{C}$	$g_m \frac{R_{eq} C_1}{C_2+C_e} \geq 1$ pour $C_{eq} \ll \frac{R_s C_1^2 \omega_0}{Q}$

FIGURE 4.2.15 – Paramètres des oscillateurs HF à transistor

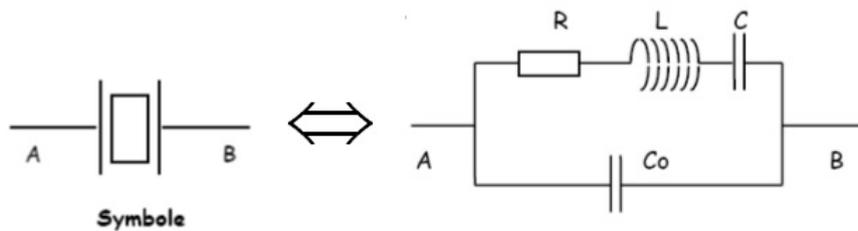


FIGURE 4.2.16 – Schéma électrique équivalent d'un quartz

4.3 Oscillateurs à relaxation

Dans les oscillateurs à relaxation, le signal est de type *créneau*. Il ne présente que deux états : un état haut V_H et un état bas V_B , qui correspondent aux tensions d'alimentation de l'oscillateur. Ces deux états peuvent être stables ou instables. On trouve alors trois configurations possibles (figure 4.3.1) :

- les deux états sont instables : le signal oscille sans arrêt entre V_H et V_B . Dans ce cas, l'oscillateur est de type *astable* ;
- un des deux états est stable, le second est instable : une impulsion de déclenchement à l'entrée de l'oscillateur (*trigger*) fait passer temporairement la sortie à V_H (ou V_B), puis le signal revient à V_B (ou V_H). Un oscillateur de ce type est un *monostable* ;
- les deux états sont stables : une impulsion à l'entrée de l'oscillateur fait passer le signal de V_B à V_H , une autre impulsion le fait passer de V_H à V_B . Il s'agit d'un oscillateur de type *bistable*.

On s'intéressera uniquement aux deux premiers types d'oscillateurs, astable et monostable, qui sont de loin les plus courants.

4.3.1 Principe

Le principe est similaire à celui de l'oscillateur sinusoïdal. Un élément actif et un élément réactif sont associés dans une boucle (figure 4.3.2). Mais à la différence de l'oscillateur sinusoïdal, l'élément actif est fortement non linéaire et sa caractéristique entrée-sortie présente une *hystérésis*.

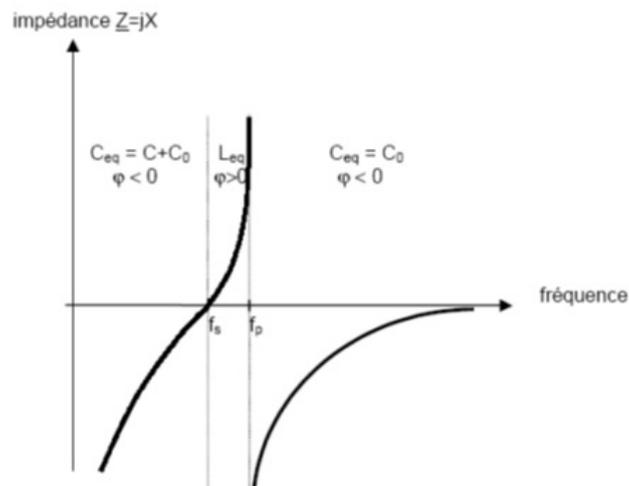


FIGURE 4.2.17 – Impédance électrique équivalente d'un quartz

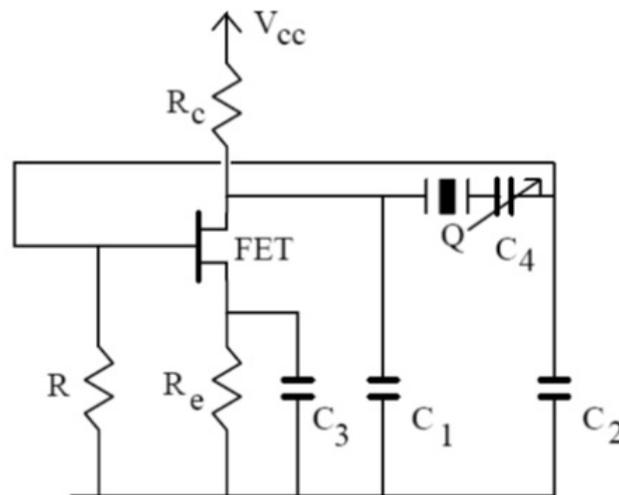


FIGURE 4.2.18 – Oscillateur Clapp à quartz

L'élément réactif n'est pas un circuit résonant. Il peut être constitué d'une simple capacité ou d'un intégrateur à AOP.

4.3.2 Montages avec comparateurs à AOP

Astable

La figure 4.3.3 donne le schéma d'un oscillateur astable à AOP. L'amplificateur opérationnel est monté en comparateur à hystérésis (ou *trigger de Schmidt*), alimenté entre V_H et V_B . V_{ref} est une tension continue positive qui permet de contrôler la position du cycle d'hystérésis sur l'axe horizontal.

Etant donné que la contre-réaction sur l'AOP est positive, sa tension de sortie V_S atteint immédiatement l'une des tensions d'alimentation V_H ou V_B . Par application du théorème de Millman, la tension sur l'entrée non-inverseuse de l'AOP s'écrit :

$$v^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_S + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} \quad (4.3.1)$$

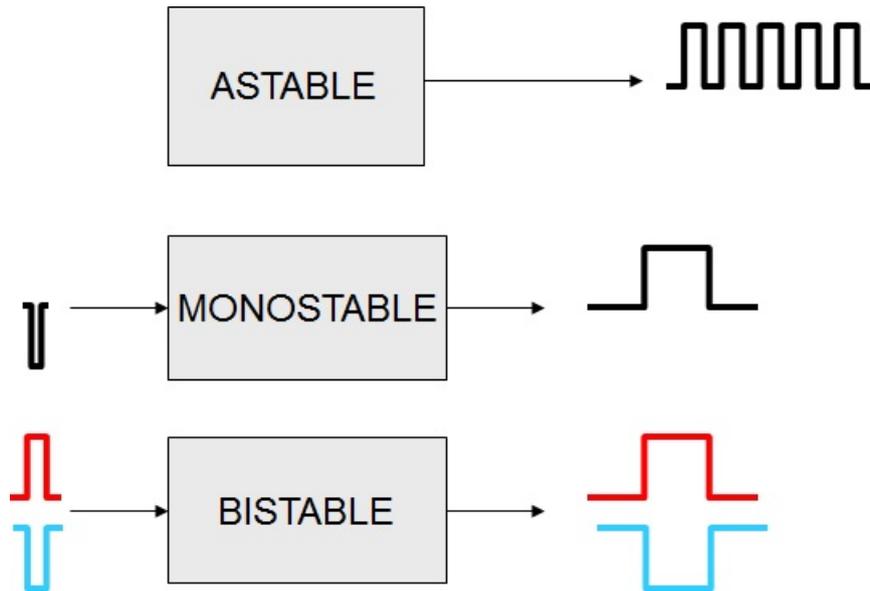


FIGURE 4.3.1 – Les 3 types d'oscillateurs à relaxation

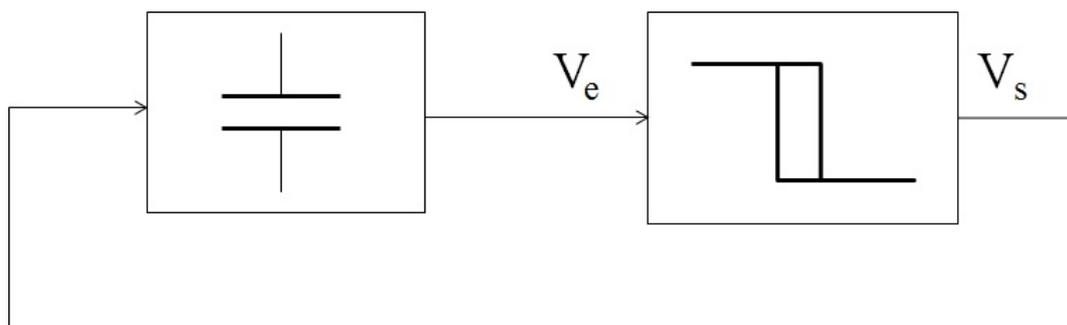


FIGURE 4.3.2 – Principe d'un oscillateurs à relaxation

On en déduit les deux valeurs de seuil du comparateur :

$$\text{pour } V_S = V_H : v^+ = v_1^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_H + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} \quad (4.3.2)$$

$$\text{pour } V_S = V_B : v^+ = v_2^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_B + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} \quad (4.3.3)$$

La caractéristique de transfert obtenue pour le comparateur est représenté sur la figure 4.3.4.

A l'instant $t = 0$, supposons que la capacité est déchargée ($V_C = 0$) et que V_S est au niveau haut ($V_S = V_H$). La capacité se charge à travers R et V_S augmente en tendant vers V_H . Lorsque V_S atteint v_1^+ , la sortie du comparateur bascule : V_S passe au niveau bas ($V_S = V_B$). La capacité se décharge alors à travers R et V_S diminue en tendant vers V_B . Lorsque V_S atteint v_2^+ , le comparateur bascule de nouveau, V_S repasse au niveau haut et le fonctionnement se répète à l'infini. En partant de $V_S = V_B$ à l'instant initial, un raisonnement similaire conduit au même résultat. Comme le montre la figure

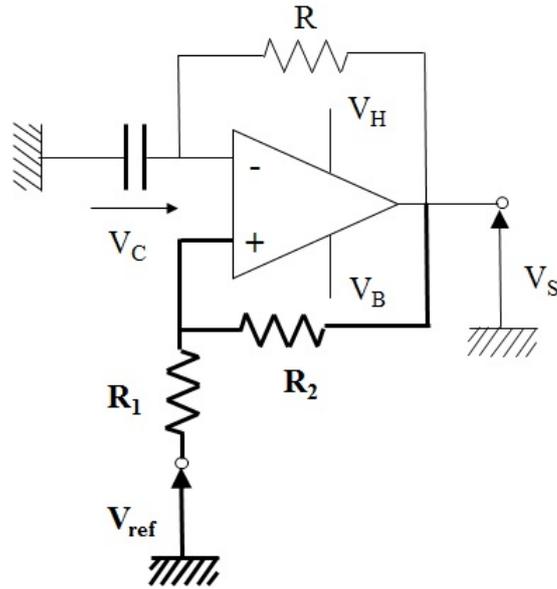


FIGURE 4.3.3 – Oscillateur astable à relaxation

4.3.5, la capacité se charge et se décharge sans arrêt entre les deux seuils v_1^+ et v_2^+ du comparateur, la charge correspondant à l'état haut de V_S et la décharge à l'état bas de cette tension.

A présent, nous allons calculer la durée de l'état haut et de l'état bas de la tension V_S , notées respectivement θ_H et θ_B , ainsi que sa période et sa fréquence. Pour cela, nous utiliserons la forme générale de la réponse transitoire d'un circuit RC :

$$v_c(t) = (v_0 - v_\infty) \exp(-t/\tau) + v_\infty \quad (4.3.4)$$

où v_0 est la valeur initiale de la tension V_C , v_∞ sa valeur asymptotique et $\tau = RC$ est la constante de temps du circuit RC. Lorsque V_S est au niveau haut, la capacité se charge de v_2^+ vers V_H , même si sa charge s'arrête à v_1^+ . On a donc :

$$v_c(t) = (v_2^+ - V_H) \exp(-t/\tau) + V_H \quad (4.3.5)$$

La durée de l'état haut est atteinte lorsque : $v_c(t = \theta_H) = v_1^+$, d'où l'on tire :

$$\theta_H = RC \ln \left(\frac{V_H - v_2^+}{V_H - v_1^+} \right) \quad (4.3.6)$$

Concernant la durée de l'état bas, un raisonnement similaire donne :

$$\theta_B = RC \ln \left(\frac{v_1^+ - V_B}{v_2^+ - V_B} \right) \quad (4.3.7)$$

La période de l'oscillation est $T = \theta_H + \theta_B = RC \ln \left(\frac{V_H - v_2^+}{V_H - v_1^+} \frac{v_1^+ - V_B}{v_2^+ - V_B} \right)$ et sa fréquence :

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1}{RC \ln \left(\frac{V_H - v_2^+}{V_H - v_1^+} \frac{v_1^+ - V_B}{v_2^+ - V_B} \right)} \quad (4.3.8)$$

Dans le cas où la tension V_{ref} est nulle (R_1 à la masse dans le montage de la figure 4.3.3) et lorsque l'alimentation est symétrique ($V_B = -V_H$), on a :

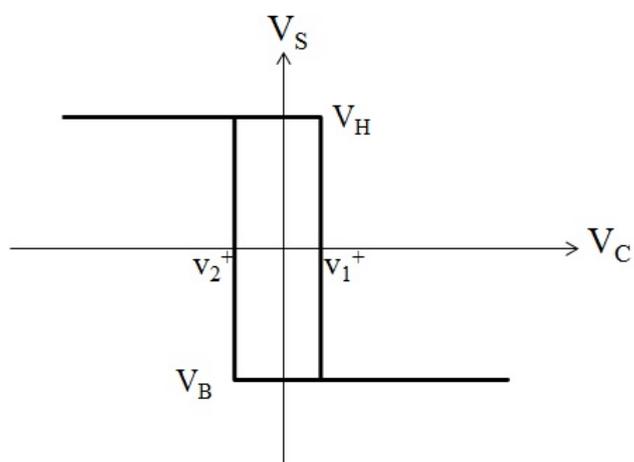


FIGURE 4.3.4 – Caractéristique de transfert du comparateur à hystérésis

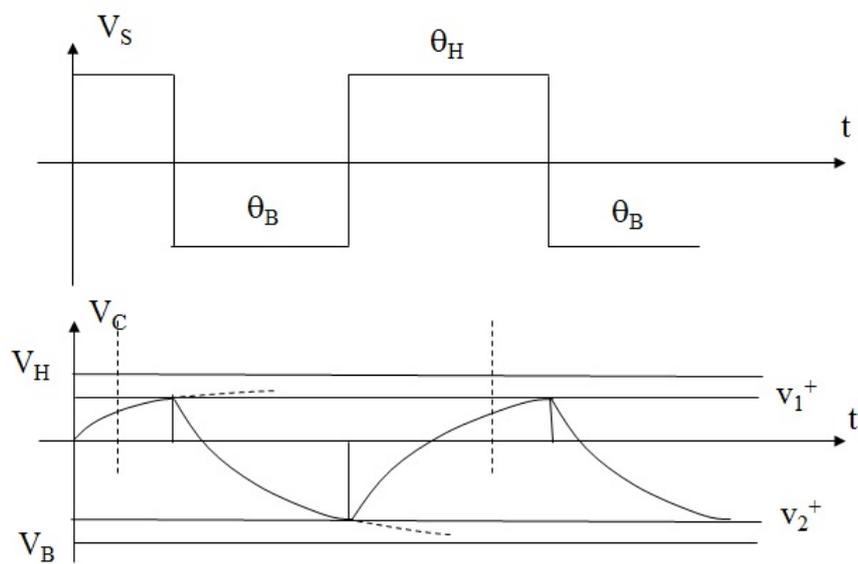


FIGURE 4.3.5 – Signaux dans un oscillateur astable à relaxation

$$\theta_A = \theta_B = RC \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (4.3.9)$$

$$F = \frac{1}{RC \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)} \quad (4.3.10)$$

et le rapport cyclique $m = \theta_H/T$ est toujours égal à 1/2.

Monostable

La figure 4.3.6 donne le schéma d'un monostable à AOP. Contrairement à l'astable, le monostable requiert un signal en entrée - impulsion de commande, signal de déclenchement ou *trigger* - pour produire un signal en sortie. L'association de la capacité γ et de la résistance R' est un circuit dérivateur. Il a pour fonction de produire des impulsions brèves correspondant aux fronts montant et descendant du signal de déclenchement. En l'absence d'impulsion de commande, la tension V_{ref} est appliquée sur l'entrée inverseuse de l'AOP : $v^- = V_{ref} > 0$. A l'état stationnaire, la capacité C est chargée et il n'y a aucun courant dans la résistance R . Par conséquent, v^+ est nulle et V_S est au niveau bas : $V_S = V_B$.

Pour déclencher le monostable, il faut que v^- descende en-dessous de zéro (figure 4.3.6). Cela se produit sur le front descendant de l'impulsion de commande, lorsque cette dernière présente une amplitude supérieure à V_{ref} . La tension V_S passe alors brusquement à l'état haut. Dans la mesure où la tension aux bornes de C ne peut pas varier instantanément, la tension aux bornes de R encaisse directement la variation de V_S : elle passe de zéro à $V_H - V_B = V_H + |V_B|$. La capacité C se charge, le courant dans R tend vers 0, de sorte que la tension v^+ tend vers 0. Lorsque v^+ passe en dessous de V_{ref} , le comparateur bascule de nouveau : $V_S = V_B$. La capacité C se décharge et la tension v^+ retourne à zéro en suivant la constante de temps $\delta = RC$. On revient alors à l'état stable : $V_S = V_B$. Notons que, dans un intervalle de temps de durée δ , la tension v^+ reste négative et le monostable ne peut pas être redéclenché.

La durée d'impulsion θ_w en sortie du monostable s'obtient par un raisonnement similaire à celui mené pour l'astable. Il s'agit de calculer le temps de décharge d'un circuit RC entre $V_H + |V_B|$ et V_{ref} , sachant que ce circuit tend à se décharger vers zéro ($V_\infty = 0$). On obtient alors :

$$\theta_w = RC \ln \left(\frac{V_H + |V_B|}{V_{ref}} \right) \quad (4.3.11)$$

Générateur de fonction

Pour produire des signaux triangulaires (rampes), le comparateur à hystérésis est associé à un intégrateur à AOP (figure 4.3.7). Entre la tension d'entrée et de sortie de cet intégrateur, la relation est : $V_{S1} = -\frac{1}{RC} \int_{-\infty}^t V_{S2}(t) dt$. La sortie V_{S2} du comparateur à hystérésis est soit à V_H , soit à V_B . Lorsqu'elle est à V_B (à V_H), la pente de la rampe en sortie de l'intégrateur est positive (négative) et la tension V_{S1} augmente (diminue). Lorsque la tension V_{S1} franchit l'un des seuils v_1^+ ou v_2^+ du comparateur, ce dernier bascule d'un état à l'autre et la pente de la rampe en sortie de l'intégrateur s'inverse (figure 4.3.7).

4.3.3 Circuit intégré NE555

Le NE555 est un circuit intégré utilisé comme temporisateur ou comme multivibrateur (astable, monostable ou bistable). Conçu dans les années 1970 par la société *Signetics*, il est encore utilisé aujourd'hui en raison de son faible coût, de sa fiabilité et de sa facilité d'utilisation. L'architecture interne du NE555 est présentée sur la figure 4.3.8. Le circuit, alimenté par une tension unipolaire U_{cc} , comporte :

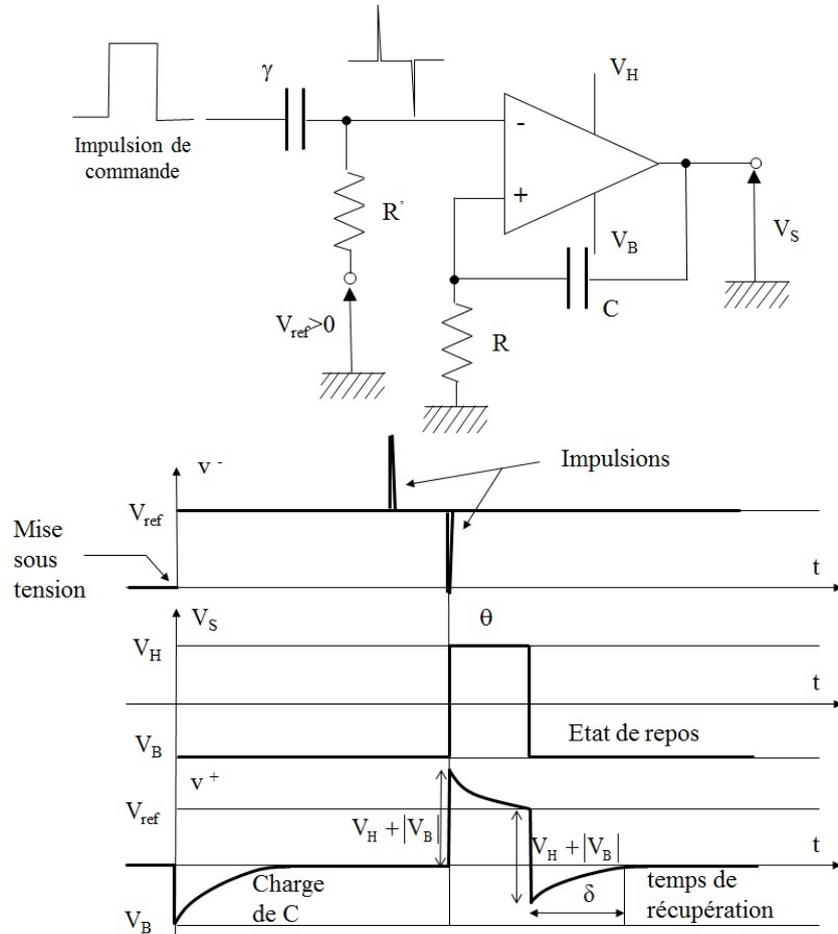


FIGURE 4.3.6 – en haut : schéma d'un monostable à AOP ; en bas : signaux du monostable

- deux comparateurs simples COMP1 et COMP2. Une des entrées de chaque comparateur est reliée à un potentiel fixé par un réseau de 3 résistances identiques : $v^+ = 1/3U_{cc}$ pour COMP1 et $v^- = 2/3U_{cc}$ pour COMP2. Notons que l'entrée inverseuse du COMP2 est accessible par la patte 5. Sa tension de seuil peut donc être modifiée en y appliquant une tension par l'intermédiaire d'une capacité de découplage ;
- une bascule RS. Il s'agit d'un circuit logique séquentiel. Sa table de vérité est donnée dans le tableau 4.3.9 ;
- un transistor fonctionnant comme un interrupteur commandé par la tension \bar{Q} . Lorsque $\bar{Q} = 0$, le transistor est bloqué (assimilable à un interrupteur ouvert) ; lorsque $\bar{Q} = 1$, il est saturé (assimilable à un interrupteur fermé).

Lorsque les deux entrées accessibles des comparateurs (pattes 2 et 6) sont reliées à un même potentiel U_e , la caractéristique de transfert $U_s = f(U_e)$ décrit un cycle d'hystérésis dont la largeur est fixée par les tensions de seuil $U_{cc}/3$ et $2U_{cc}/3$ des comparateurs. L'association de ce cycle avec un circuit réactif (circuit RC) permet de réaliser tous les types d'oscillateurs : astable, monostable, bistable, avec en plus la possibilité de moduler la largeur des impulsions (modulation MLI ou PWM) par une tension externe.

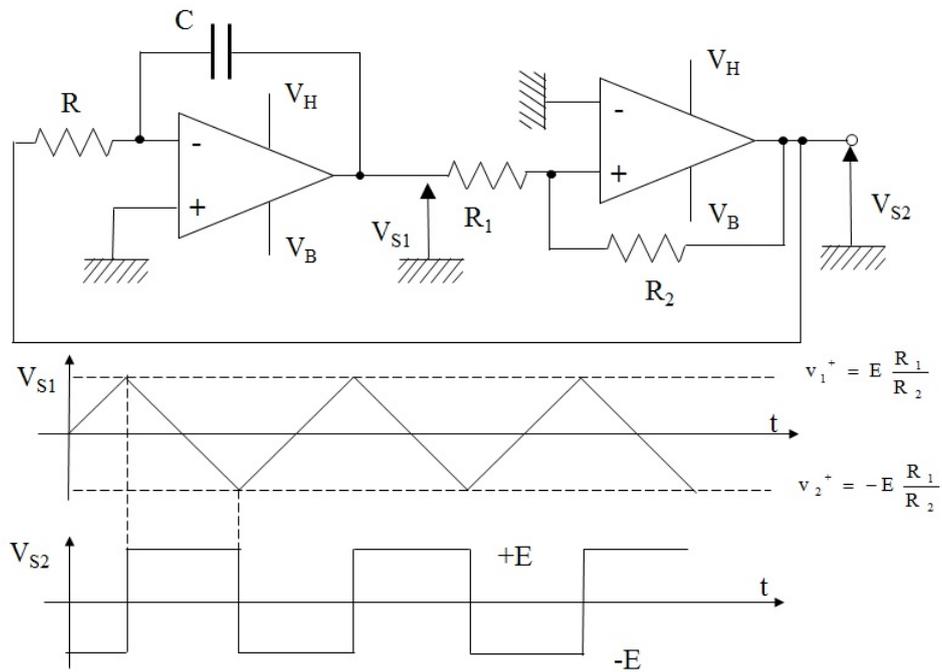


FIGURE 4.3.7 – en haut : générateur de fonction créneau-rampe à AOP ; en bas : signaux à la sortie de l'intégrateur et du comparateur

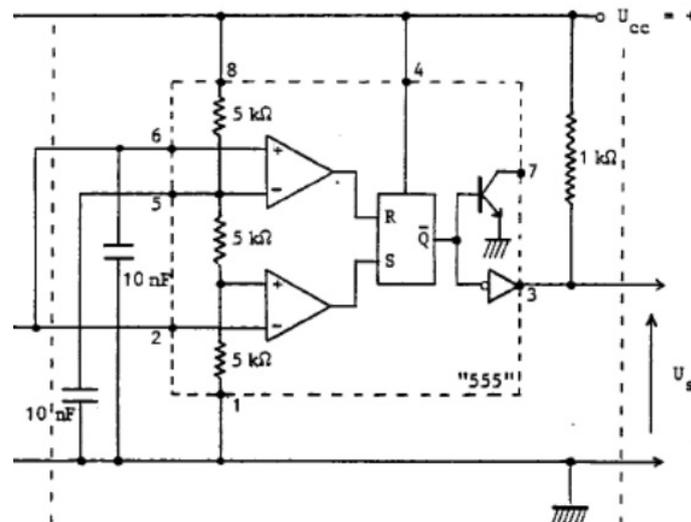


FIGURE 4.3.8 – Structure interne du circuit NE555 - le circuit intégré est repéré par le rectangle en traits pointillés

R	S	Q	\bar{Q}	état du transistor
0	1	1	0	ouvert
1	0	0	1	fermé
0	0	état précédent	état précédent	état précédent
1	1	indéterminé	indéterminé	indéterminé

FIGURE 4.3.9 – *Table de vérité de la bascule RS*