

## 6. LES OSCILLATEURS

Initiation à l'électronique

JEAN-MICHEL SALLESE

## OSCILLATEURS

### Oscillateurs, définition

#### Oscillateur carré

Bascule Astable  
Trigger de Schmitt logique  
A Comparateur à seuils  
Générateur de triangle et carré

#### Oscillateur sinus

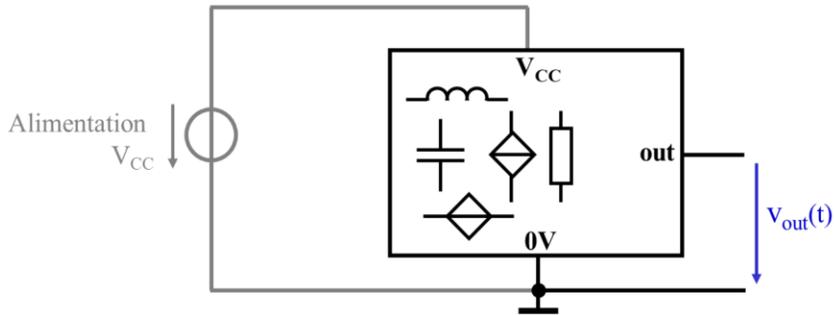
Principe  
Ex. oscillateur sinus avec AO  
Ex. oscillateur sinus LC  
Ex. oscillateur sinus à quartz

## OSCILLATEUR, BASCULE ASTABLE, GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX

Un générateur de signaux, oscillateur ou bascule astable, est un circuit qui génère de manière autonome un signal périodique.

La fréquence est déterminée par ses éléments internes.

Un tel dispositif n'a pas de signal d'entrée.

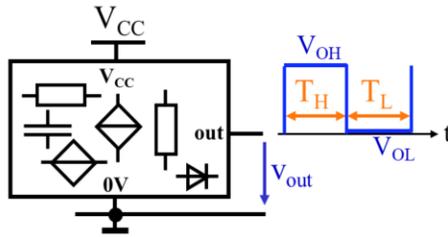


En électronique on a constamment besoin de générer des signaux périodiques.

Par exemple:

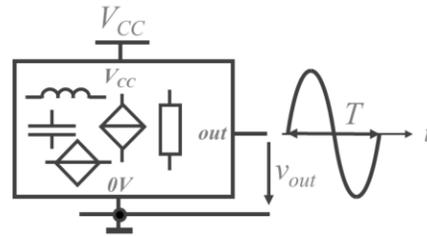
- en laboratoire, pour tester les circuits avec des signaux parfaitement contrôlés et reproductibles;
- en télécommunications, pour générer les porteuses d'émission et toutes les fréquences locales pour les changements de fréquence;
- en électronique numérique, pour générer les bases de temps nécessaires à la synchronisation des opérations ainsi qu'à la mesure ou à la création d'intervalles de temps précis.

### OSCILLATEUR CARRÉ BASCULE ASTABLE



Une **basacle astable** est un système actif non-linéaire avec une **sortie binaire**  $[V_{OH}, V_{OL}]$  qui change périodiquement d'état :  $T = T_H + T_L$ .

### OSCILLATEUR SINUS



Un oscillateur sinus est un système actif linéaire qui génère un **signal sinusoïdal de période T**.

L'oscillateur sinus est un système linéaire décrit par une équation différentielle dont la solution est  $u(t) = A \sin \omega_0 t$ .

Exemple théorique simple, le circuit LC sans perte:

$$C \text{ --- } u \text{ --- } L \quad \frac{d^2 u(t)}{dt^2} + \omega_0^2 u(t) = 0 \quad \text{avec : } \omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

L'amplitude des oscillations dépend de la charge initiale dans la capacité.

Dans la pratique, les composants ont des pertes qui doivent être compensées par un élément actif (source contrôlée).

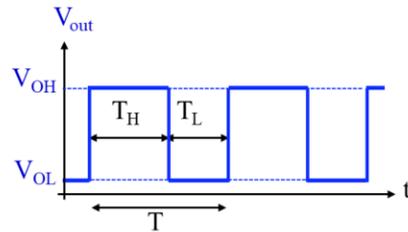
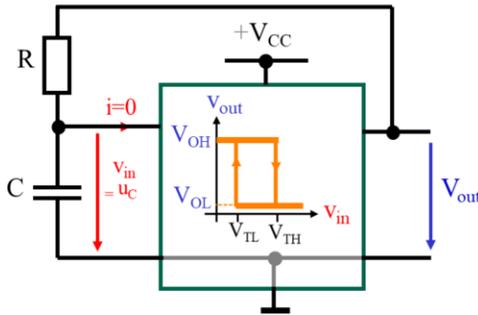
Une basacle astable est un système à forte réaction positive, qui n'a que deux états de sortie possibles, dits "haut" (High) et "bas" (Low), mais dont aucun n'est stable.

Le système reste dans l'état bas durant un temps donné  $T_L$ , puis bascule à l'état haut et y reste durant un temps  $T_H$ , puis revient à l'état bas et ainsi de suite périodiquement.

# OSCILLATEURS CARRÉS

## BASCULE ASTABLE

Un quadripôle actif avec une **sortie binaire** et une caractéristique de **transfert à hystérèse inverseur**, connecté sur lui-même avec un **circuit de retard** (p. ex. RC) va générer un signal périodique rectangulaire.



$$\text{Fréquence : } f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_H + T_L}$$

$$\text{Rapport cyclique : } d = \frac{T_H}{T}$$

Une bascule astable est un circuit avec une sortie à deux états dont aucun n'est stable. Elle bascule d'un état à l'autre et génère un signal rectangulaire périodique avec une fréquence et un rapport cyclique qui lui sont propres.

On appelle également ce montage un oscillateur à relaxation.

Notations:

$V_{OH}$  pour niveau de sortie (Out) haut (High)

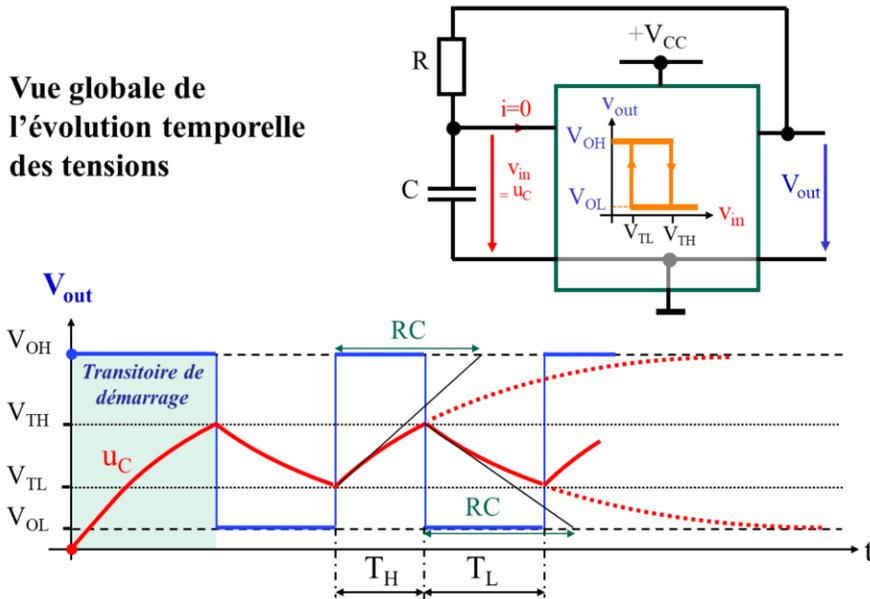
$V_{OL}$  pour niveau de sortie (Out) bas (Low)

$V_{TH}$  pour niveau de seuil (Threshold) haut (High)

$V_{TL}$  pour niveau de seuil (Threshold) bas (Low)

## BASCULE ASTABLE - EXPRESSION DE LA PÉRIODE

Vue globale de  
l'évolution temporelle  
des tensions

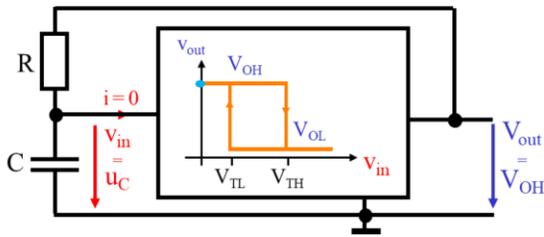


Initiation à l'électronique - Chapitre 6: Oscillateurs - page 7

En régime permanent, la tension aux bornes de la capacité évolue entre les deux seuils du circuit à hystérèse.

## BASCULE ASTABLE - ANALYSE

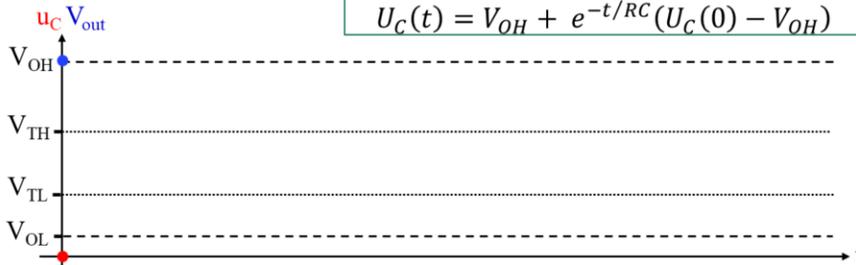
DÉTAIL DES ÉVOLUTIONS TEMPORELLES. **LE TRANSITOIRE DE CHARGE INITIAL**



Supposons qu'au départ  $u_C(0) = 0$ .  
Donc que  $V_{out}(0) = V_{OH}$ .

‘condition initiale’  
 $U_C(0)$

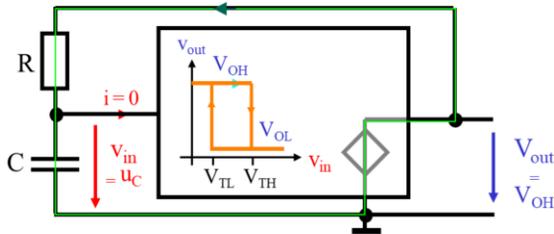
$$U_C(t) = V_{OH} + e^{-t/RC} (U_C(0) - V_{OH})$$



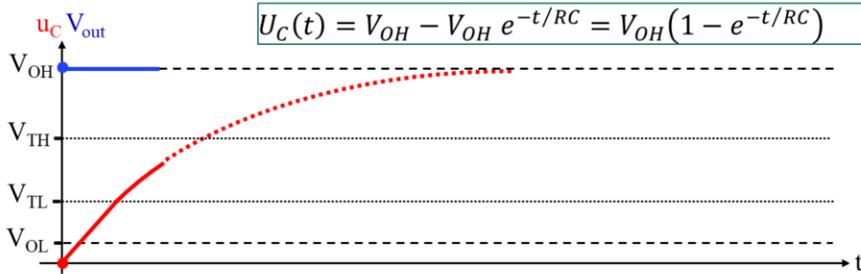
On suppose qu'initialement la capacité est déchargée. On pourrait aussi lui attribuer une charge initiale sans que cela change les conclusions de l'analyse qui va suivre.

## BASCULE ASTABLE - ANALYSE

### TRANSITOIRE DE CAHRGE INITIAL



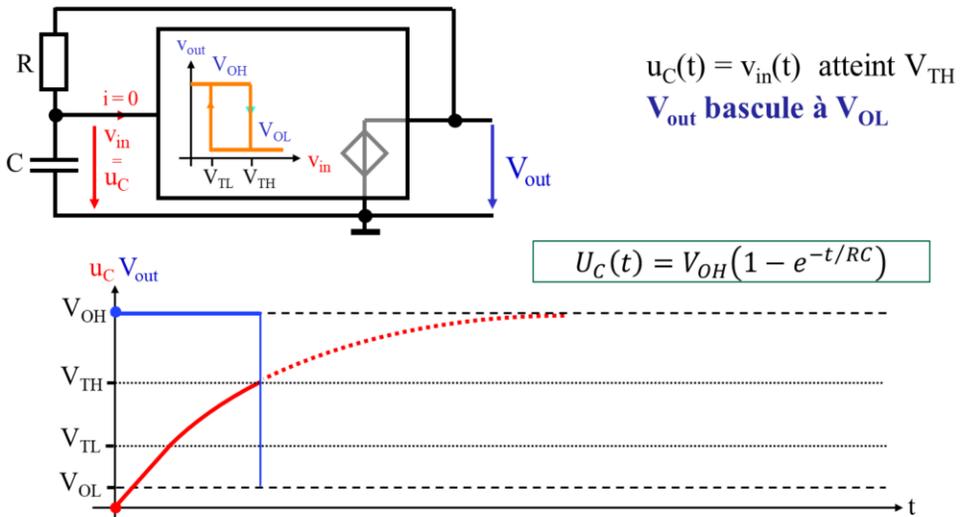
La capacité se charge et  $u_C(t)$  tend vers  $V_{OH}$ .



La charge de la capacité s'effectue à travers la résistance R en suivant la loi exponentielle habituelle. Notons que la tension aux bornes de la capacité est la tension d'entrée du quadripôle à hystérèse.

## BASCULE ASTABLE - ANALYSE

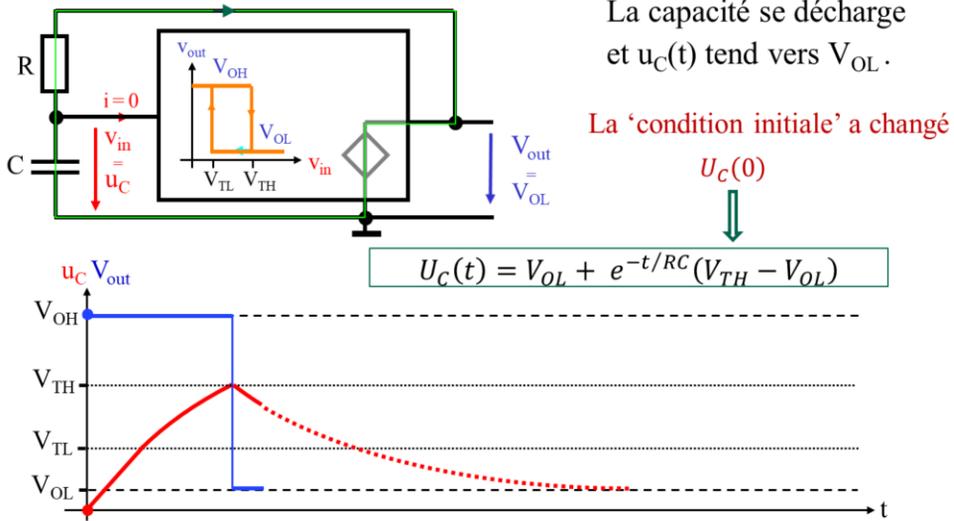
### SEUIL DE BASCULEMENT



Idéalement, la charge exponentielle devrait se poursuivre jusqu'à ce que la tension aux bornes de la capacité atteigne  $V_{OH}$

## BASCULE ASTABLE - ANALYSE

### LE TRANSITOIRE DE DÉCHARGE

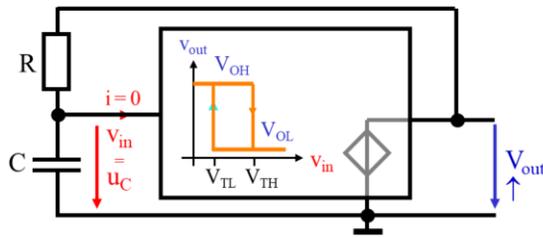


...mais au moment où la tension aux bornes de la capacité atteint  $V_{TH}$ , le quadripôle bascule sa sortie.

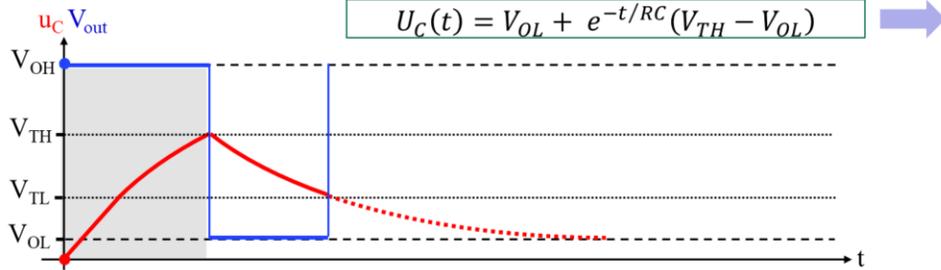
La capacité va alors se décharger à travers la résistance, en suivant la même loi exponentielle, mais avec une condition initiale différente vis-à-vis de cas précédent.

## BASCULE ASTABLE - ANALYSE

### SEUIL DE BASCULEMENT



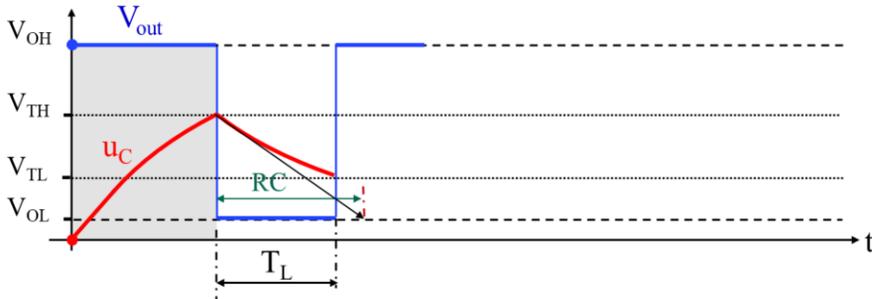
$u_C(t) = v_{in}(t)$  atteint  $V_{TL}$   
 $V_{out}$  bascule à  $V_{OH}$



Idéalement, la tension tendrait vers  $V_{OL}$

## BASCULE ASTABLE - ANALYSE

### TRANSITOIRE DE DÉCHARGE



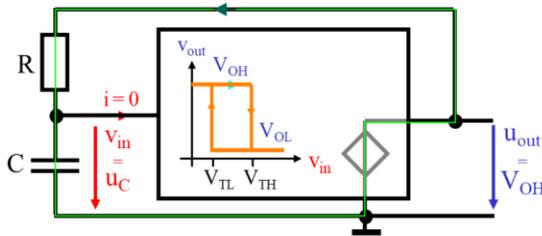
décharge  $\left\{ \begin{array}{l} u_C(t) = V_{OL} + (V_{TH} - V_{OL}) e^{-t/RC} \\ V_{OL} + (V_{TH} - V_{OL}) e^{-T_L/RC} = V_{TL} \Rightarrow T_L = RC \cdot \ln \frac{V_{TH} - V_{OL}}{V_{TL} - V_{OL}} \end{array} \right.$

Lorsque la tension aux bornes de la capacité atteint  $V_{TL}$ , la sortie du quadripôle bascule à nouveau.

On définit alors un temps  $T_L$  qui correspond au temps durant lequel la sortie du quadripôle est à la tension  $V_{OL}$ .

## BASCULE ASTABLE - ANALYSE

### TRANSITOIRE DE CHARGE

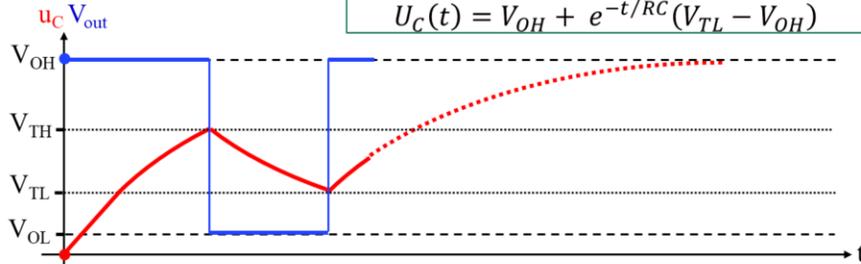


La capacité se charge et  $u_C(t)$  tend vers  $V_{OH}$ .

La 'condition initiale' a changé

$U_C(0)$

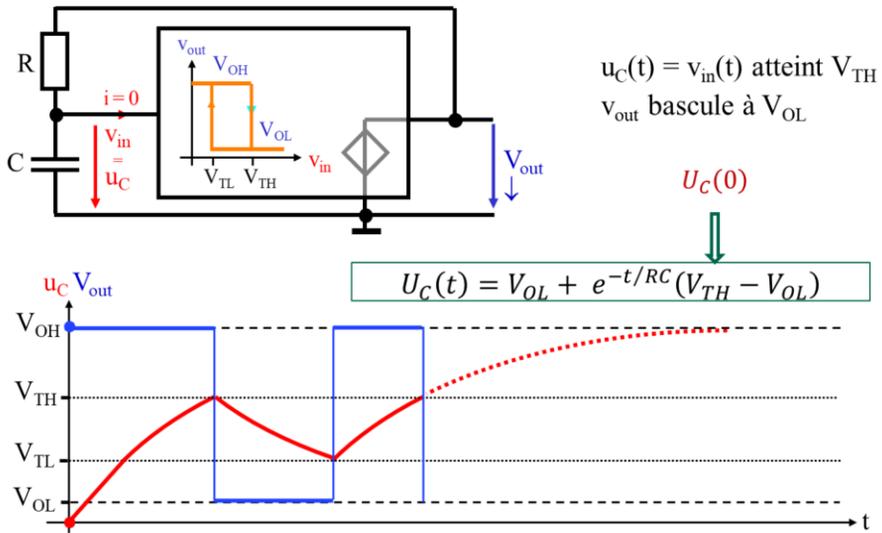
$$U_C(t) = V_{OH} + e^{-t/RC} (V_{TL} - V_{OH})$$



Toujours selon une loi exponentielle, la capacité va se recharger asymptotiquement vers la tension  $V_{OH}$ , mais avec une condition initiale particulière (une tension non-nulle cette fois-ci).

## BASCULE ASTABLE - ANALYSE

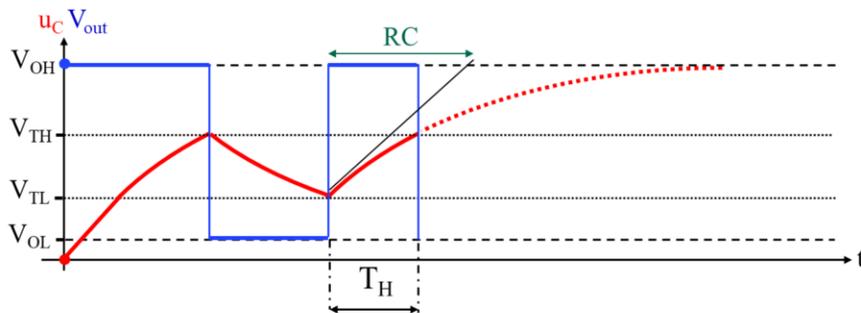
### SEUIL DE BASCULEMENT



... jusqu'à atteindre  $V_{TH}$

## BASCULE ASTABLE - ANALYSE

### TRANSITOIRE DE CHARGE



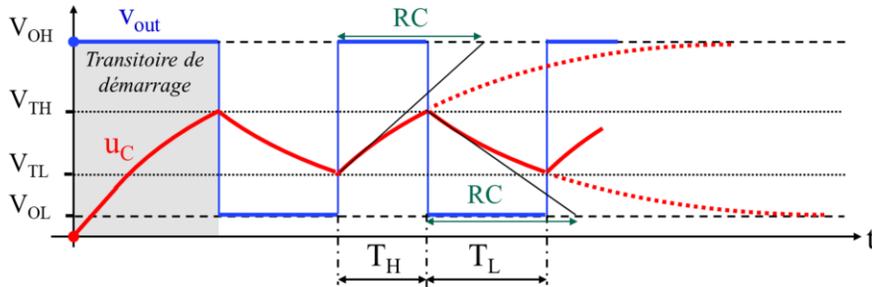
charge: 
$$\begin{cases} u_C(t) = V_{OH} + (V_{TL} - V_{OH})e^{-t/RC} \\ V_{OH} + (V_{TL} - V_{OH})e^{-T_H/RC} = V_{TH} \Rightarrow T_H = RC \cdot \ln \frac{V_{OH} - V_{TL}}{V_{OH} - V_{TH}} \end{cases}$$

Lorsque la tension aux bornes de la capacité atteint  $V_{TH}$ , la sortie du quadripôle bascule à nouveau.

Comme précédemment, on définit alors un temps  $T_H$  qui correspond au temps durant lequel la sortie du quadripôle est à la tension  $V_{OH}$ .

## BASCULE ASTABLE - ANALYSE

... ET AINSI DE SUITE



$$T_H = RC \cdot \ln \frac{V_{OH} - V_{TL}}{V_{OH} - V_{TH}}$$

$$T_L = RC \cdot \ln \frac{V_{TH} - V_{OL}}{V_{TL} - V_{OL}}$$

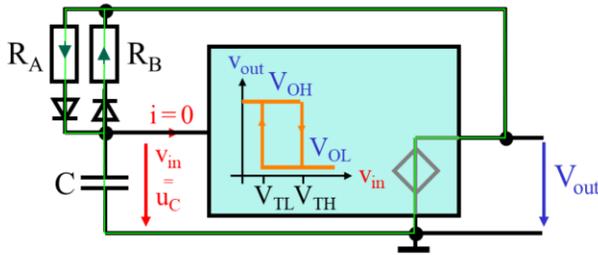
$$\text{Fréquence : } f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_H + T_L}$$

$$\text{Rapport cyclique : } d = \frac{T_H}{T}$$

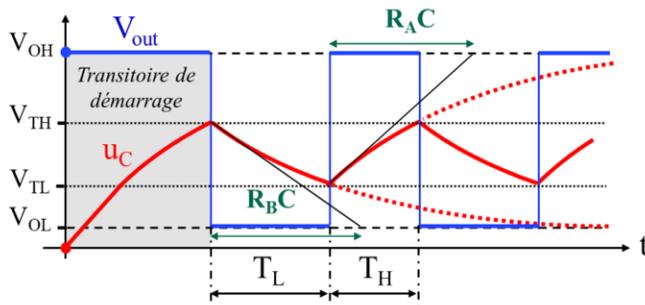
En régime permanent, la tension aux bornes de la capacité va donc évoluer entre les deux seuils du circuit à hystérèse.

On définit ainsi une fréquence de basculement et un rapport cyclique.

## BASCULE ASTABLE - AMÉLIORÉE



C se charge à travers  $R_A$   
 et se décharge à travers  $R_B$   
 $T_H$  et  $T_L$  sont indépendants.

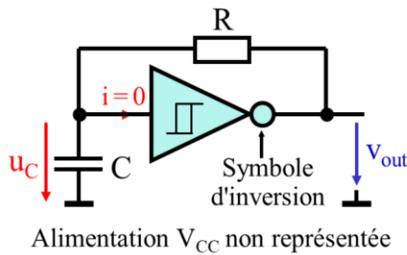


*En négligeant  $U_j \approx 0.7 V$ :*

$$\left[ \begin{array}{l} T_H = R_A C \cdot \ln \frac{V_{OH} - V_{TL}}{V_{OH} - V_{TH}} \\ T_L = R_B C \cdot \ln \frac{V_{TH} - V_{OL}}{V_{TL} - V_{OL}} \end{array} \right.$$

Grâce à deux diodes montées en sens opposé, on force la charge et la décharge à travers deux résistances distinctes, et donc on peut choisir deux constantes de temps indépendantes.

## EX 1: ASTABLE AVEC INVERSEUR LOGIQUE À TRIGGER DE SCHMITT

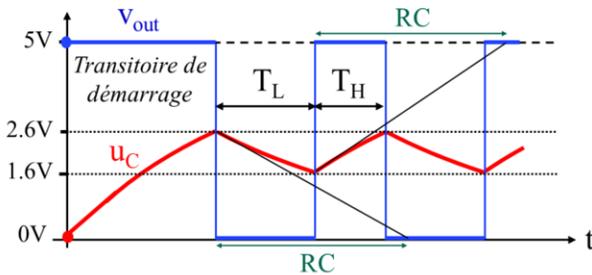


Un exemple :

$$V_{OH} = V_{CC} = 5 \text{ V}, \quad V_{OL} = 0 \text{ V}$$

$$V_{TH} \approx 2.6 \text{ V}, \quad V_{TL} \approx 1.6 \text{ V}$$

$$T_H = RC \ln \left( \frac{V_{OH} - V_{TL}}{V_{OH} - V_{TH}} \right) \quad T_L = RC \ln \left( \frac{V_{TH} - V_{OL}}{V_{TL} - V_{OL}} \right)$$



$$T_H \approx 0.35 \cdot RC$$

$$T_L \approx 0.49 \cdot RC$$

$$T \approx 0.84 \cdot RC$$

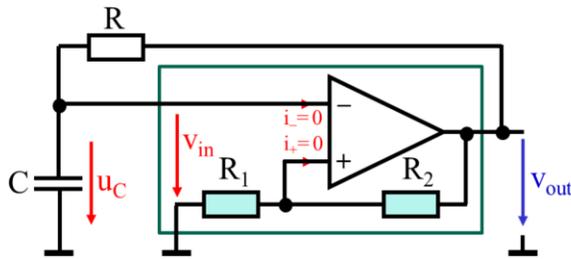
$$d \approx \frac{T_H}{T} = 0.42$$

Simple, mais peu précis, car grande dispersion de  $V_{TH}$  et  $V_{TL}$ .

L'inverseur logique à trigger de Schmitt est un circuit logique faisant la fonction logique classique de négation, mais avec une caractéristique de transfert présentant une hystérèse. Il est principalement destiné à remettre en forme un signal logique avec des fronts insuffisamment raides et bruités.

Accessoirement cet inverseur à trigger de Schmitt permet de réaliser une bascule astable avec seulement deux composants passifs. La précision et la stabilité de la fréquence obtenue sont souvent insuffisants à cause de la dispersion d'un composant à l'autre et de la sensibilité à la température des valeurs des seuils  $V_{TH}$  et  $V_{TL}$ .

EXEMPLE 2: ASTABLE AVEC AMPLI. OP.

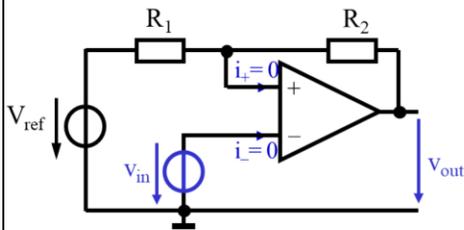


*Alimentation symétrique*

$$V_{OH} = V_{sat+} \approx +V_{CC}$$

$$V_{OL} = V_{sat-} \approx -V_{CC}$$

*Rappel Ch.5 : Comparateur à seuils inverseur*

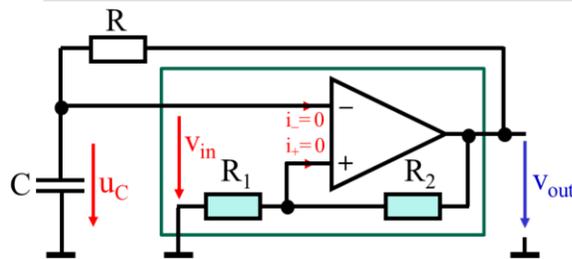


$$\begin{cases} V_{T1} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \cdot V_{ref} + \frac{R_1}{R_2 + R_1} \cdot V_{OH} \\ V_{T2} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \cdot V_{ref} + \frac{R_1}{R_2 + R_1} \cdot V_{OL} \end{cases}$$

$$V_{Ref} = 0 \begin{cases} V_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}^+ \\ V_{TL} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}^- \end{cases}$$

Un ampli op ou un comparateur avec une réaction positive permet d'obtenir une caractéristique à hystérèse nécessaire pour réaliser une bascule astable.

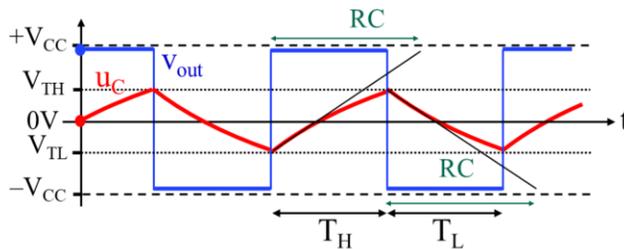
## EXEMPLE 2: ASTABLE AVEC AMPLI. OP.



*Alimentation symétrique*

$$T_H = RC \ln \left( \frac{V_{OH} - V_{TL}}{V_{OH} - V_{TH}} \right)$$

$$T_L = RC \ln \left( \frac{V_{TH} - V_{OL}}{V_{TL} - V_{OL}} \right)$$



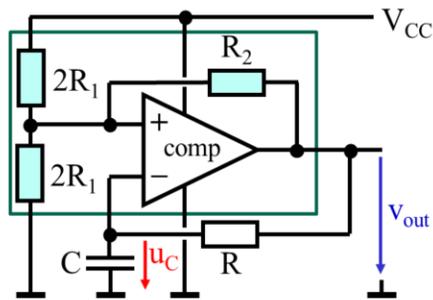
$$\left. \begin{aligned} T_H &= RC \cdot \ln \left( 1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \\ T_L &= RC \cdot \ln \left( 1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \\ T &= 2 \cdot RC \cdot \ln \left( 1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \end{aligned} \right\}$$

Très simple. Limité en fréquence par le Slew Rate de l'AO.

La fréquence maximum de basculement est limitée par le Slew Rate de l'ampli op. Si on dépasse cette valeur, le signal de sortie sera un trapèze plutôt qu'un carré.

Avec un ampli op courant, les deux niveaux de sortie  $V_{sat+}$  et  $V_{sat-}$  sont peu précis, dépendants de la température et du courant de charge et décharge de C, car ces paramètres ne sont pas optimisés par les fabricants. Ce problème disparaît si l'on utilise un ampli op dit "output rail to rail", pour lequel  $V_{sat+} = +V_{CC}$  et  $V_{sat-} = -V_{CC}$  à quelques dizaines de millivolts près.

EX. 2 BIS: ASTABLE AVEC COMPAREUR À SEUILS À ALIM. UNIQUE



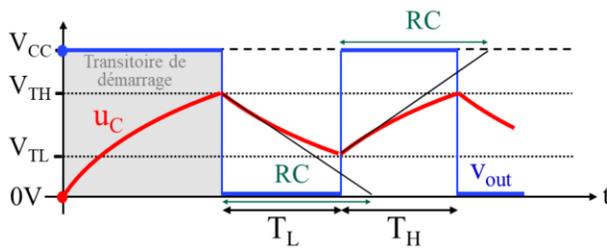
(voir exercice)

Comparateur "single supply"

$$V_{OH} \approx V_{CC} \quad V_{OL} \approx 0 \text{ V}$$

$$V_{TH} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2 + R_1}\right) \cdot \frac{V_{CC}}{2}$$

$$V_{TL} = \left(1 - \frac{R_1}{R_2 + R_1}\right) \cdot \frac{V_{CC}}{2}$$



$$T_H = RC \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

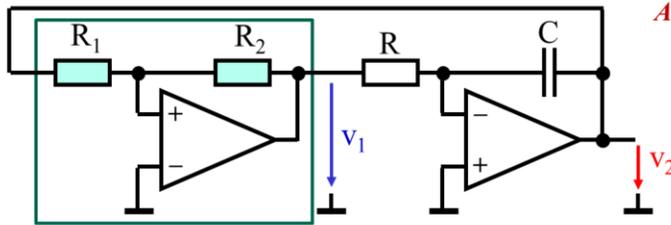
$$T_L = RC \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

$$T = 2 \cdot RC \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

Souvent on désire n'utiliser qu'une seule alimentation. Le circuit proposé dérive directement de celui à deux alimentations symétrique de la page précédente.

Ce circuit peut aussi fonctionner avec un amplificateur opérationnel.

### EX 3: ASTABLE - GÉNÉRATEUR DE TRIANGLE ET CARRÉ À 2 AOS



*Alimentation symétrique*

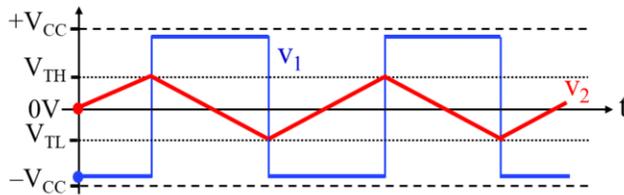
*(voir exercice)*

Comparateur à seuils **non-inverseur**

$$\begin{aligned} V_{\text{sat}+} &\approx +V_{\text{CC}} & V_{\text{TL}} &= -V_{\text{sat}+} \cdot R_1/R_2 \\ V_{\text{sat}-} &\approx -V_{\text{CC}} & V_{\text{TH}} &= -V_{\text{sat}-} \cdot R_1/R_2 \end{aligned}$$

Intégrateur inverseur

$$v_2(t) = v_2(0) - \frac{1}{RC} \int v_1(t) dt$$



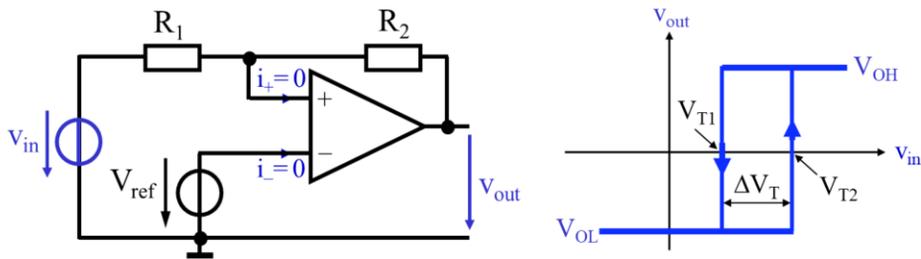
$$T_H \approx T_L \approx 2 \cdot RC \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

$$T \approx 4 \cdot RC \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

**2 signaux de sortie disponibles : Triangle et Carré**

Tandis que la sortie du premier étage est carrée, la sortie du second étage est triangulaire.

## RAPPEL COMPAREUR À SEUILS NON-INVERSEUR



*Non-Inverseur :  $V_{in}$  'vers le '+'*

la sortie descend de  $V_{OH}$  à  $V_{OL}$  pour :  $v_{in} = V_{T1} = \frac{R_2 + R_1}{R_2} \cdot V_{ref} - \frac{R_1}{R_2} \cdot V_{OH}$

la sortie monte de  $V_{OL}$  à  $V_{OH}$  pour :  $v_{in} = V_{T2} = \frac{R_2 + R_1}{R_2} \cdot V_{ref} - \frac{R_1}{R_2} \cdot V_{OL}$

l'hystérèse vaut :  $\Delta V_T = \frac{R_1}{R_2} \cdot (V_{OH} - V_{OL})$

$$V_{T2} > V_{T1}$$

Si la sortie est à  $V_{OH}$ , elle bascule pour:  $\frac{R_2}{R_2 + R_1} v_{in} + \frac{R_1}{R_2 + R_1} V_{OH} = V_{ref}$

Si la sortie est à  $V_{OL}$ , elle bascule pour:  $\frac{R_2}{R_2 + R_1} v_{in} + \frac{R_1}{R_2 + R_1} V_{OL} = V_{ref}$

D'où l'on tire les deux valeurs particulières de  $v_{in}$  ( $V_{T1}$  et  $V_{T2}$ ) qui font basculer la sortie.

Comme par définition  $V_{OH} > V_{OL}$ , on a toujours  $V_{T1} < V_{T2}$

### EX 3: ASTABLE - GÉNÉRATEUR DE TRIANGLE ET CARRÉ À 2 AOS - CALCUL DU "TIMING"

$$v_2(t) = v_2(0) - \frac{1}{RC} \int v_1(t) dt$$

descente :  $v_2(t) = v_2(0) - \frac{1}{RC} V_{sat+} \cdot t$

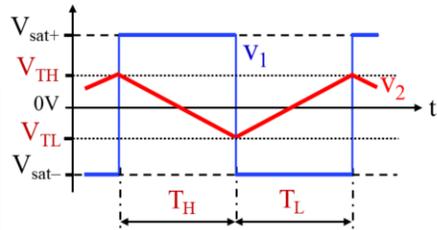
$$v_2(T_H) = V_{TH} - \frac{1}{RC} V_{sat+} \cdot T_H = V_{TL}$$

$$\Rightarrow T_H = \frac{V_{TH} - V_{TL}}{V_{sat+}/RC} = \frac{R_1}{R_2} \frac{V_{sat+} - V_{sat-}}{V_{sat+}} RC$$

montée :  $v_2(t) = v_2(0) - \frac{1}{RC} V_{sat-} \cdot t$

$$v_2(T_L) = V_{TL} - \frac{1}{RC} V_{sat-} \cdot T_L = V_{TH}$$

$$\Rightarrow T_L = \frac{V_{TL} - V_{TH}}{V_{sat-}/RC} = \frac{R_1}{R_2} \frac{V_{sat-} - V_{sat+}}{V_{sat-}} RC$$



$$\Rightarrow T_H \approx \frac{R_1}{R_2} 2RC$$

$$V_{sat\pm} \cong \pm V_{CC}$$

$$\Rightarrow T_L \approx \frac{R_1}{R_2} 2RC$$

Initiation à l'électronique - Chapitre 6: Oscillateurs - page 25

On peut aussi raisonner ainsi:

pour une capacité chargée ou déchargée à courant constant:

$$\Delta u_C = \frac{I \cdot \Delta t}{C} \Rightarrow \Delta t = \frac{C \cdot \Delta u_C}{I}$$

avec :  $|\Delta u_C| = |\Delta v_2| = V_{TH} - V_{TL} = \Delta V_T = \frac{R_1}{R_2} (V_{sat+} - V_{sat-})$

et  $I = \frac{v_1}{R} = \frac{V_{sat\pm}}{R} \Rightarrow |I| = \frac{V_{sat+}}{R}$  ou  $\frac{-V_{sat-}}{R}$

$$T_H = RC \frac{R_1}{R_2} \frac{V_{sat+} - V_{sat-}}{V_{sat+}}$$

$$T_L = RC \frac{R_1}{R_2} \frac{V_{sat+} - V_{sat-}}{-V_{sat-}}$$

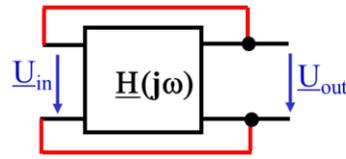
Si  $V_{sat+} = -V_{sat-}$  alors  $T_H = T_L = 2RC \frac{R_1}{R_2}$

# LES OSCILLATEURS SINUS

## OSCILLATEUR SINUS, PRINCIPE

Un quadripôle linéaire avec **une fonction de transfert, en boucle ouverte,  $\underline{H}(j\omega)$**  peut générer une oscillation sinusoïdale de pulsation  $\omega_{osc}$  et d'amplitude constante, **lorsque la sortie est rebouclée sur l'entrée** (boucle fermée), **à condition que:**

sortie rebouclée sur l'entrée



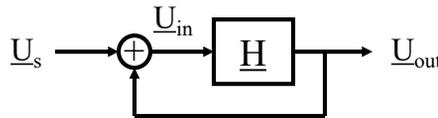
il existe une pulsation  $\omega_{osc} \neq 0$  pour laquelle  $\underline{H}(j\omega_{osc}) = 1$   
 $\text{Arg } \underline{H}(j\omega_{osc}) = 0$  et  $|\underline{H}(j\omega_{osc})| = 1$

Pour que les oscillations démarrent et croissent, il faut que  $|\underline{H}(j\omega_{osc})| > 1$  **lorsque leur amplitude est faible.**

Il faut donc un mécanisme non-linéaire qui fasse diminuer  $|\underline{H}(j\omega_{osc})|$  lorsque l'amplitude des oscillations augmente, celle-ci s'ajustant alors automatiquement à la valeur **donnant  $|\underline{H}(j\omega_{osc})| = 1$  exactement.**

Les oscillateurs sinus sont des systèmes linéaires qui génèrent un signal sinus. Ils sont donc étudiés en utilisant les fonctions de transfert

Cas général:



$$\underline{U}_{out} = \underline{H} \cdot \underline{U}_{in} = \underline{H} \cdot (\underline{U}_s + \underline{U}_{out}) \quad \Rightarrow \quad \underline{U}_{out} = \underline{U}_s \frac{\underline{H}}{1 - \underline{H}}$$

Si  $\underline{H} = 1$ ,  $\underline{U}_{out} / \underline{U}_s$  est infini: la moindre fluctuation va 'générer' le signal de sortie  $\underline{U}_{out}$ .

Pour obtenir un signal de sortie sinus, il faut que cette condition  $\underline{H} = 1$  ne soit vérifiée qu'à une fréquence  $f_{osc}$  donnée.

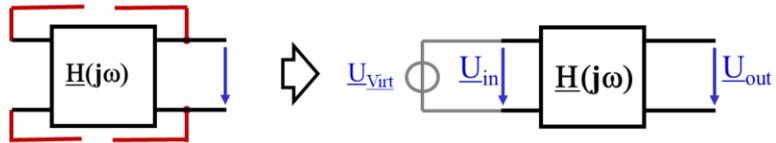
Rappel: une grandeur complexe  $\underline{H} = 1 \Leftrightarrow \arg(\underline{H}) = 0$  et  $|\underline{H}| = 1$

Si à la fréquence où la phase  $\arg(\underline{H})$  est nulle, le gain  $|\underline{H}|$  est supérieur à 1, le bruit thermique, toujours présent dans un circuit physique réel, fait apparaître une oscillation dont l'amplitude croît jusqu'à atteindre une amplitude où les éléments actifs du quadripôle vont présenter un comportement non-linéaire qui va réduire le gain jusqu'à ce qu'il soit exactement égal à l'unité (le signal ne croît pas à 'l'infini'...)

Le régime permanent d'oscillation est alors atteint.

## OSCILLATEUR SINUS, MÉTHODE D'ANALYSE

### Méthode



1. On 'ouvre' la boucle en coupant une liaison soit à une sortie avec  $R_{out}$  nulle (source de tension) soit à une entrée avec  $R_{in}$  infinie ( $I_{in}$  nul)
2. On introduit une source virtuelle et on calcule la fonction de transfert en boucle ouverte :  $\underline{H}(j\omega) = \underline{U}_{out} / \underline{U}_{in}$
3. On détermine la pulsation d'oscillation en imposant  $\text{Arg}(\underline{H}(j\omega_{osc})) = 0$
4. On vérifie si il existe des pulsations  $\omega_{osc}$  pour laquelle  $|\underline{H}(j\omega_{osc})| > 1$  afin que les oscillations puissent se créer (deviendra =1 en mode d'oscillation permanente).
5. On analyse le phénomène non-linéaire qui fait diminuer le gain  $|\underline{H}(j\omega_{osc})|$  lorsque l'amplitude des oscillations augmente.

Les étapes 1, 2, 3, et 4 font appel à la théorie d'analyse des circuits linéaires et à l'algèbre complexe.

L'étape 5 est plus compliquée car elle nécessite de tenir compte de phénomènes non-linéaires. Pour simplifier les calculs, on fait souvent des approximations. Pour avoir des résultats plus précis, on a recours à la simulation.

## OSCILLATEUR SINUS, TYPES

Les oscillateurs sinus sont classés en fonction des éléments utilisés pour contrôler la phase de la fonction de transfert, donc la fréquence d'oscillation.

**Les oscillateurs sinus RC:** pour  $f_{osc}$  du Hz au MHz,  $f_{osc}$  peu stables, contrôle d'amplitude délicat pour obtenir une faible distorsion.

Ces oscillateurs sont remplacés par les générateurs de fonctions ou les générateurs à synthèse digitale directe.

**Les oscillateurs sinus LC:** pour  $f_{osc}$  du MHz au GHz,  $f_{osc}$  stable, contrôle d'amplitude automatique, facile à moduler en amplitude ou en fréquence.

Ce sont les plus répandus dans les circuits de télécommunications.

**Les oscillateurs à lignes de transmission** ou à **cavité résonnante** sont utilisés dans les GHz, où la longueur d'onde est si courte que les éléments ne sont plus localisés mais répartis le long de la ligne de transmission.

Les générateurs de fonctions utilisent une bascule astable pour créer un triangle et un carré, le triangle est ensuite déformé pour donner un sinus.

Les générateurs à synthèse digitale directe (DDS) génèrent une suite de nombres représentant des points réguliers sur le sinus (échantillons), qui sont ensuite convertis en tension, donnant un signal en "escaliers" approximant le sinus, qui est finalement obtenu par "lissage".

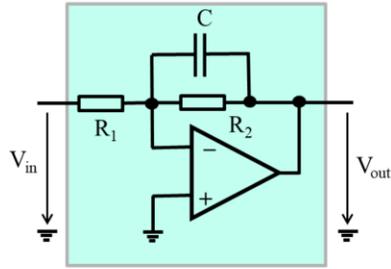
Les oscillateurs à quartz sont du type LC où l'un des éléments déterminant la fréquence est remplacé par un composant piézoélectrique à quartz, qui se comporte électriquement comme un circuit résonnant LC série/parallèle très stable. Les quartz courants permettent de réaliser des oscillateurs de 100 kHz à 100 MHz.

## **EX. OSCILLATEURS SINUS AVEC AO**

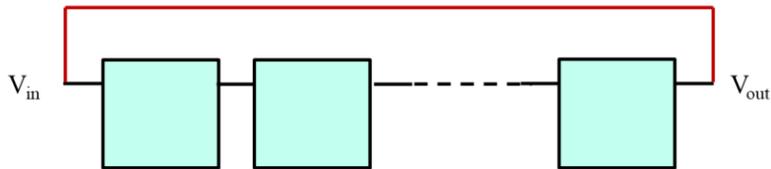
## EXEMPLE D'UN OSCILLATEURS AVEC AO

On considère la cellule suivante:

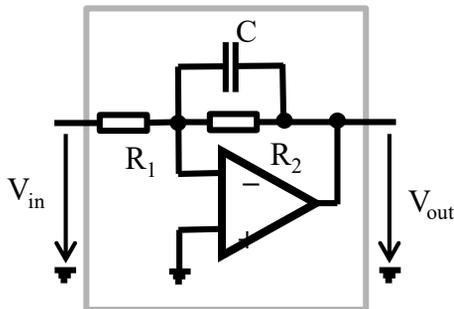
( On supposera que l'amplificateur opérationnel fonctionne toujours en dessous de sa fréquence de coupure  $f_c$  )



En connectant ces cellules en série on se pose la question si il existe un nombre minimal de bloc, et les conditions sur les composants, pour que le circuit ci-dessous se mette à osciller spontanément.

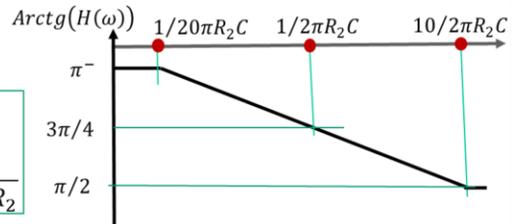
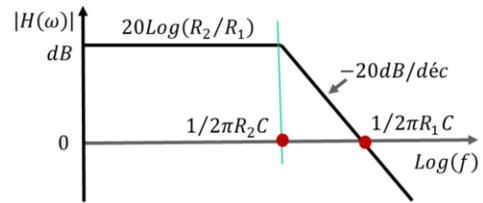
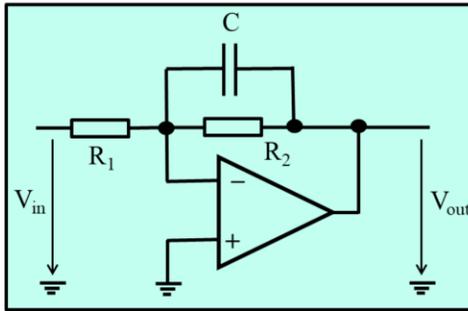


Puisqu'il s'agit de créer un gain  $>1$  et un déphasage nul entre 'l'entrée' et 'la sortie' de l'oscillateur (bien que l'oscillateur n'a ni entrée, ni sortie, car il est 'bouclé' sur lui-même), on peut étudier l'ampli-op avec la configuration suivante:



## EXEMPLE D'UN OSCILLATEURS AVEC AO

Analyse de la fonction de transfert d'une cellule élémentaire ( $R_2 > R_1$ ).



$$H(\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{1}{R_1 \left( j\omega C + \frac{1}{R_2} \right)} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega C R_2}$$

Il s'agit d'une fonction de transfert du 1<sup>er</sup> ordre, filtre passe-bas.

L'analyse de la fonction de transfert révèle un filtre basse-bas du premier ordre.

## EXEMPLE D'UN OSCILLATEURS AVEC AO

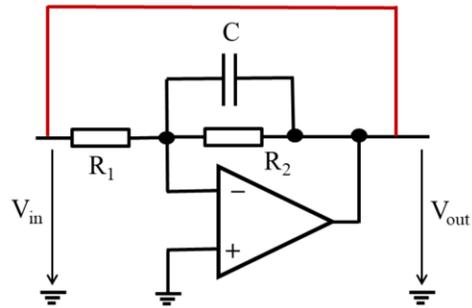
On reboucle la sortie sur l'entrée.

Condition d'oscillation sur la phase:

$$H(\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega CR_2}$$



$$\varnothing = \text{Arctg}(\omega CR_2)$$



La phase ne s'annule jamais, quelque soit la fréquence  
(et à fréquence nulle  $\varnothing = -\pi$ )

**Une cellule bouclée sur elle-même n'oscillera pas.**

*Par contre, la condition particulière sur le gain ( $>1$ ) est vérifiée jusqu'à  $f = 1/2\pi R_1 C$ , à condition que  $R_2 > R_1$ .*

Bien que la condition sur le gain  $>1$  soit vérifiée, il manque la condition sur la phase car celle-ci ne s'annule jamais.

## EXEMPLE D'UN OSCILLATEURS AVEC AO

**Mise en série de deux blocs.**

$$H_{Total}(\omega) = H(\omega)^2$$

$$|H_T(\omega)| = |H(\omega)|^2$$

Gain >1 jusqu'à

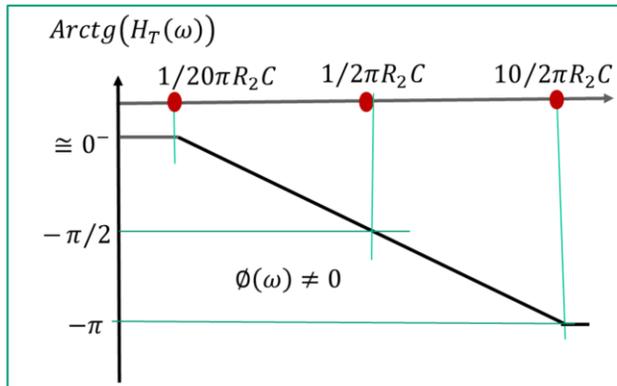
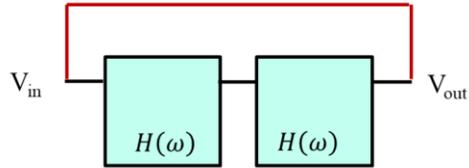
$$f = 1/2\pi R_1 C$$

si  $R_2 > R_1$ .

Hormis pour  $f=0$ , la phase ne s'annule jamais.



**Pas d'oscillations**



On peut donc mettre 2 blocs en cascade et voir si on parvient à faire 'tourner la phase' de sorte qu'elle s'annule à une certaine fréquence. Bien que le gain puisse dépasser l'unité, la condition sur la phase ne sera toujours pas satisfaite et le circuit n'oscillera pas.

## EXEMPLE D'UN OSCILLATEURS AVEC AO

**Mise en série de trois blocs.**

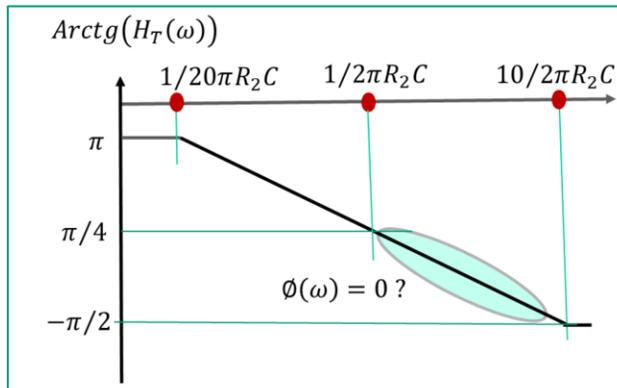
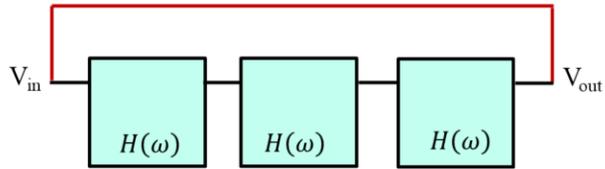
$$H_{Total}(\omega) = H(\omega)^3$$

$$|H_T(\omega)| = |H(\omega)|^3$$

Gain  $> 1$  jusqu'à  
 $f = 1/2\pi R_1 C$   
 si  $R_2 > R_1$ .

...et il existe une  
 plage où la phase  
 s'annule...

**Oscillations ?**



La mise en série de trois blocs montre qu'il existe une fréquence angulaire qui annule le déphasage entre l'entrée et la sortie, tout en vérifiant que le gain est  $> 1$ . Le circuit va pouvoir entrer en oscillation. Il reste à définir à quelle fréquence pourrait se produire cette oscillation.

### EXEMPLE D'UN OSCILLATEURS AVEC AO

#### Mise en série de trois blocs.

La fonction de transfert totale s'écrit:

$$H_{Total}(\omega) = \left( -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1+j\omega CR_2} \right)^3 = -\left( \frac{R_2}{R_1} \right)^3 \left( \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_2}} \right)^3 \quad \text{avec} \quad \omega_2 = \frac{1}{CR_2}$$

On cherche la fréquence angulaire d'oscillation  $\omega_{osc}$  de sorte que:

$$|H_{Total}(\omega_{osc})| \geq 1 \quad \text{et} \quad \text{Arg}(H_{Total}(\omega_{osc})) = 0$$

$$\text{Arg}(H_{Total}(\omega_{osc})) = \pi - 3\text{Arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_2}\right) = 0$$

$$\text{Arctg}\left(\frac{\omega_{osc}}{\omega_2}\right) = \frac{\pi}{3} \quad \Rightarrow \quad \frac{\omega_{osc}}{\omega_2} = \tan\left(\frac{\pi}{3}\right) = \sqrt{3}$$

On trouve que la phase s'annule pour:  $\omega_{osc} = \sqrt{3}\omega_2$

La phase s'annule pour  $\omega_{osc} = \sqrt{3}\omega_2$ , mais il faut préciser les conditions pour que le gain soit  $>1$ .

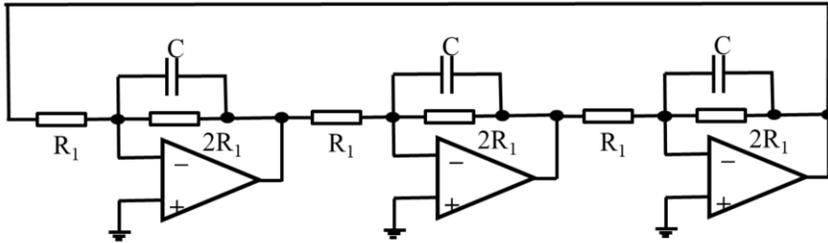
### EXEMPLE D'UN OSCILLATEURS AVEC AO

On doit vérifier que  $|H_T(\omega_{osc})| = |H(\omega_{osc})|^3 \geq 1$

$$|H_T(\omega_{osc})| = \left| \left( -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\sqrt{3}} \right)^3 \right| = \left| \left( \frac{R_2}{2R_1} \right)^3 \right|$$

$|H_T(\omega_{osc})| = 1$  ce qui revient à dire  $R_2 = 2R_1$

Le circuit final qui va entrer spontanément en oscillation à  $\omega_{osc} = \frac{\sqrt{3}}{2CR_1}$  :



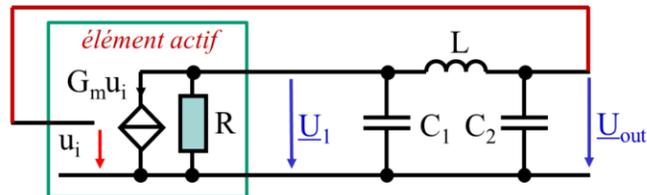
Initiation à l'électronique - Chapitre 6: Oscillateurs - page 37

A la fréquence angulaire  $\omega_{osc} = \sqrt{3}\omega_2$ , l'oscillation se produira si le gain sera  $>1$ , c'est à dire si  $R_2 = 2R_1$ .

Dans ce cas, la fréquence d'oscillation sera  $f_{osc} = \frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{3}}{2CR_1}$  :

# OSCILLATEURS SINUS LC

## L'OSCILLATEUR LC "COLPITTS"



L'élément actif peut être un simple transistor ou une structure plus complexe qui se **comportant comme une source de courant commandée**.

On va montrer que si  $G_m R > \frac{C_2}{C_1}$

Le circuit va osciller à la fréquence  $f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_1 C_2 / (C_1 + C_2)}}$

Il existe un nombre considérable de schémas d'oscillateurs LC.

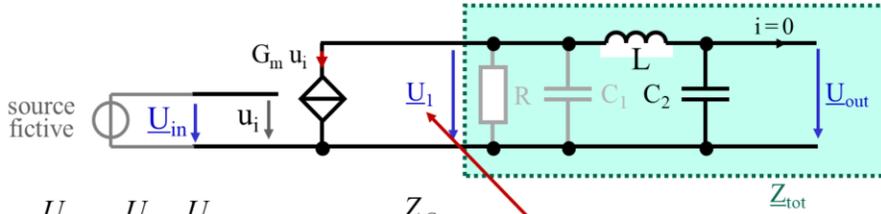
Le type appelé "Colpitts" est un classique souvent utilisé.

L'élément actif peut être un simple transistor ou une structure plus complexe, se **comportant comme une source de courant commandée**.

Dans les oscillateur LC, la réduction du gain lorsque l'amplitude des oscillations croît est due à la saturation de l'élément actif.

## L'OSCILLATEUR LC "COLPITTS"

**Ouvrir la boucle** en coupant la liaison à l'entrée de l'élément actif ( $R_{in} = \infty$ ).



$$\underline{H}(j\omega) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{U_{out}}{U_1} \frac{U_1}{U_{in}} = -G_m \underline{Z}_{tot} \cdot \frac{\underline{Z}_{C_2}}{\underline{Z}_L + \underline{Z}_{C_2}}$$

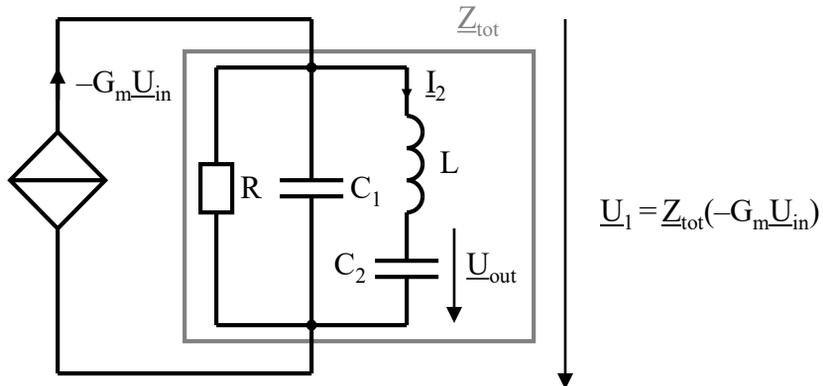
$$\underline{H}(j\omega) = -G_m (R // \underline{Z}_{C_1} // (\underline{Z}_L + \underline{Z}_{C_2})) \cdot \frac{\underline{Z}_{C_2}}{\underline{Z}_L + \underline{Z}_{C_2}}$$

$$\underline{H}(j\omega) = -G_m \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C_2}}} \cdot \frac{1}{j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L}}$$

*U<sub>1</sub>: tension d'entrée servant de test pour l'analyse*

En coupant la connexion de retour dans lequel ne passe aucun courant, on ne modifie ni  $\underline{Z}_{tot}$ , ni  $\underline{U}_{out}/\underline{U}_1$ .

On peut redessiner le circuit ainsi:



$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_{tot} (-G_m \underline{U}_{in})$$

$$I_2 = \underline{U}_1 / (\underline{Z}_L + \underline{Z}_{C_2})$$

$$\underline{U}_{out} = \underline{Z}_{C_2} I_2 = \underline{U}_1 \underline{Z}_{C_2} / (\underline{Z}_L + \underline{Z}_{C_2})$$

## L'OSCILLATEUR LC "COLPITTS"

Après calculs on obtient :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{-G_m R}{1 - \omega^2 LC_2 + j\omega R(C_1 + C_2 - \omega^2 LC_1 C_2)}$$

$$\arg(\underline{H}(j\omega)) = 0 \quad \text{si} \quad C_1 + C_2 - \omega^2 LC_1 C_2 = 0 \quad \Rightarrow \omega_{\text{osc}} = \left( L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)^{-1/2}$$

$$\underline{H}(j\omega_{\text{osc}}) = \frac{-G_m R}{1 - \omega_{\text{osc}}^2 LC_2} = \frac{-G_m R}{1 - \frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2} LC_2} = G_m R \frac{C_1}{C_2}$$

Pour que l'oscillateur démarre il faut  $H(j\omega_{\text{osc}}) > 1 \Rightarrow G_m R > C_2/C_1$

L'amplitude des oscillations sera fixée par l'amplitude maximale du courant et/ou de la tension imposée par l'élément actif (source commandée).

Détail du calcul:

$$\underline{H}(j\omega) = -G_m \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C_2}}} \square \frac{1}{j\omega C_2}$$

$$\underline{H}(j\omega) = -G_m \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C_1 + \frac{j\omega C_2}{1 - \omega^2 LC_2}} \square \frac{1}{1 - \omega^2 LC_2}$$

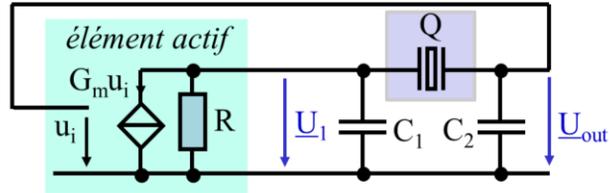
$$\underline{H}(j\omega) = -G_m \frac{R}{1 + j\omega RC_1 + \frac{j\omega RC_2}{1 - \omega^2 LC_2}} \square \frac{1}{1 - \omega^2 LC_2}$$

$$\underline{H}(j\omega) = -G_m \frac{R}{1 - \omega^2 LC_2 + j\omega RC_1 + j\omega RC_2 - j\omega^3 RLC_1 C_2}$$

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{-G_m R}{1 - \omega^2 LC_2 + j\omega R(C_1 + C_2 - \omega^2 LC_1 C_2)}$$

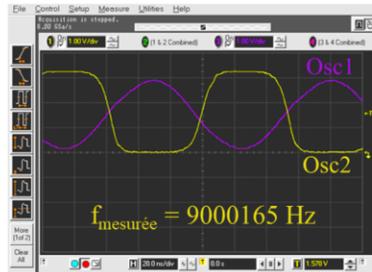
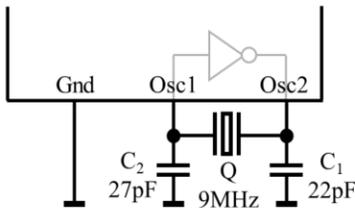
## **OSCILLATEURS SINUS À QUARTZ**

## L'OSCILLATEUR LC "COLPITTS"



si :  $G_m R > \frac{C_2}{C_1}$  oscillation à :  $f_{osc} = f_Q$  fréquence de résonance mécanique du quartz

Exemple pratique



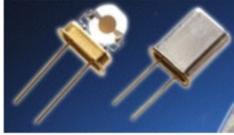
On remplace l'inductance par un quartz, qui, comme expliqué à la page suivante, a un comportement inductif dans une plage de fréquence très étroite et très stable, déterminée par les caractéristiques mécaniques du quartz.

L'amplitude des oscillations est déterminée par la saturation de l'élément actif, dans l'exemple présenté c'est un inverseur qui limite  $u_1(t)$  à 0 V et à +3.3 V (tension d'alimentation).

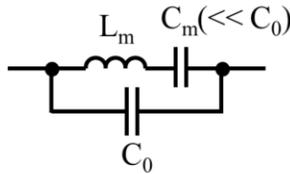
L'exemple donné correspond au cas très courant des circuits numériques CMOS qui créent la base de temps avec un nombre minimum de composants externes. Le signal Osc2 est rendu plus proche de l'idéal binaire avec des fronts plus raides en le faisant passer à travers un ou deux inverseurs logiques.

## L'OSCILLATEUR LC "COLPITTS" À QUARTZ

Quartz



Modèle électrique



$$Z_{\text{Quartz}} = j \frac{-(1 - \omega^2 LC)}{\omega(C_0 + C) \left(1 - \omega^2 L \frac{CC_0}{C + C_0}\right)}$$

### 2 FRÉQUENCES REMARQUABLES

- Fréquence où l'impédance s'annule:  $\omega_S = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}}$

A cette fréquence, le quartz se comporte comme un court-circuit.

- Fréquence où l'impédance devient infinie (et change de signe de part et

d'autre)  $\omega_P = \frac{1}{\sqrt{L_m \frac{C_m C_0}{C_m + C_0}}}$

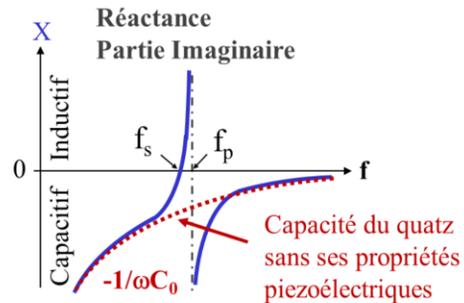
A cette fréquence, le quartz se comporte comme un circuit ouvert

Le dipôle quartz est une mince lamelle de quartz avec une électrode métallique sur ses deux faces. La lamelle présente une résonance mécanique à une fréquence très précise et stable, fixée à la fabrication par l'épaisseur de la lamelle. Le quartz étant un matériaux piézoélectrique, l'application d'une tension entre les électrodes provoque une déformation du cristal et, inversement, une déformation mécanique génère une tension.

## L'OSCILLATEUR LC "COLPITTS" À QUARTZ

$$\omega_P = \frac{1}{\sqrt{L_m \frac{C_m C_0}{C_m + C_0}}} = \omega_s \sqrt{\frac{C_m + C_0}{C_0}}$$

$$\omega_P = \omega_s \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0}} \quad \text{Les 2 fréquences sont très proches}$$



Le couplage mécanique-électrique, dû aux propriétés piézoélectriques du quartz, provoque une brusque variation de la réactance autour de la fréquence de **résonance mécanique** de la lame de quartz. On passe d'un comportement capacitif à un comportement inductif ( $-j$  à  $j$ ).

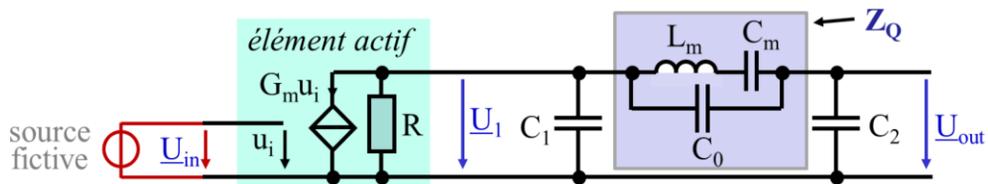
*Exemple d'un quartz 9 MHz:*

$$L_m = 16.74 \text{ mH}, C_m = 18.7 \text{ fF}, C_0 = 4.34 \text{ pF}, f_s = 8.995 \text{ MHz}, f_p = 9.015 \text{ MHz}$$

A cause de ce couplage mécanique-électrique, la résonance mécanique provoque une brusque variation de la réactance dans une plage de fréquence très étroite autour de la fréquence de résonance.

La réactance, qui est la partie imaginaire de l'impédance, est celle du modèle électrique équivalent avec  $C_m \ll C_0$ . Les éléments  $L_m$  et  $C_m$  n'existent pas physiquement, ils seraient irréalisables à la fréquence considérée.  $C_0$  est la capacité formée par les deux électrodes séparées par l'isolant qu'est le quartz.

## L'OSCILLATEUR LC "COLPITTS" À QUARTZ



$$\omega_s \leq \omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \cdot \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0 + C_1 C_2 / (C_1 + C_2)}} \leq \omega_p$$

**La pulsation d'oscillation** se situe toujours dans la plage très étroite  $\omega_s$  à  $\omega_p$ , et **dépend donc essentiellement du quartz** :

*Exemple d'un oscillateur avec le quartz à 9 MHz :*  
 avec:  $C_1 = C_2 = 30 \text{ pF} \Rightarrow f_0 = 9.000 \text{ MHz}$

Pour que l'oscillateur démarre il faut que :  $G_m R > C_2 / C_1$

L'amplitude des oscillations est fixée par l'élément actif.

L'analyse se fait comme pour l'oscillateur LC en remplaçant  $Z_L$  par  $Z_Q$ , avec :

$$Z_{Q,eq} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{C_0}} + \frac{1}{Z_{L_m} + Z_{C_m}}}$$

Après quelques calculs, on obtient le résultat donné, où l'on voit que:

$$\underbrace{\frac{1}{\sqrt{L_m C_m}}}_{\omega_s} < \underbrace{\frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0 + C_1 C_2 / (C_1 + C_2)}}}_{\omega_{osc}} < \underbrace{\frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0}}}_{\omega_p}$$