

8 Oscillateurs quasi linéaires

8.1 Éléments de base

Un générateur de tensions sinusoïdales peut être réalisé selon deux méthodes différentes.

- La première consiste à créer un générateur de signaux carrés et triangulaires, dont l'onde triangulaire est ensuite convertie en sinusoïde à l'aide d'un conformateur à diodes ou à transistors. On parle dans ce cas d'oscillateur non-linéaire ou de générateur de fonctions.
- La deuxième consiste à créer directement une sinusoïde à l'aide d'un oscillateur quasi linéaire, qui fait généralement appel à un quadripôle déphaseur de type passe-bande ou autre.

Les oscillateurs linéaires et non linéaires sont tous deux basés sur une boucle de réaction, dans laquelle une partie du signal de sortie d'un amplificateur est réinjectée à l'entrée.

8.1.1 Boucle de réaction et oscillation

La structure de base d'une boucle de réaction a été vue au chapitre précédent et elle est rappelée à la figure 8.1 où $A(j\omega)$ représente le gain de l'amplificateur et $\beta(j\omega)$ le taux de rétroaction.

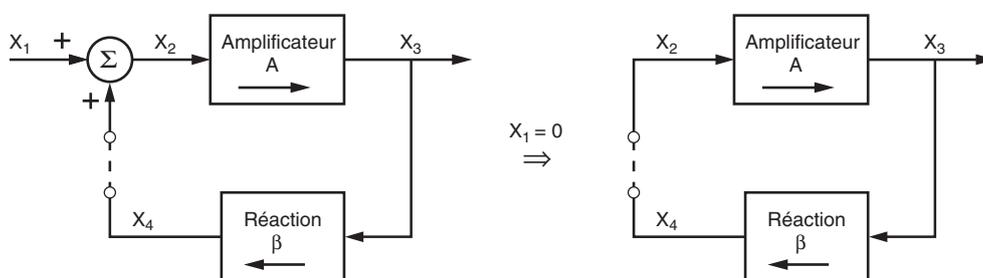


FIG. 8.1: Boucle de réaction positive

Afin qu'un oscillateur puisse fonctionner par lui-même ($X_1(j\omega) = 0$), la rétroaction doit être positive. Le signal de sortie $X_3(j\omega)$ est alors relié au signal d'entrée $X_1(j\omega)$ par la fonction de transfert en boucle fermée :

$$X_3(j\omega) = A_{bf}(j\omega) X_1(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)\beta(j\omega)} X_1(j\omega) \quad (8.1)$$

En analysant cette équation, on voit que, si le dénominateur de la fonction de transfert s'annule, on peut avoir un signal de sortie $X_3(j\omega) \neq 0$ même en l'absence d'un signal en entrée.

Dans le cas des oscillateurs qui nous occupent ici, on admettra que le gain de l'amplificateur est une grandeur réelle finie A et que seule la réaction dépend de la fréquence. On peut

donc récrire la fonction de transfert en boucle fermée sous la forme :

$$A_{bf}(j\omega) = \frac{A}{1 - A\beta(j\omega)} \quad (8.2)$$

Le produit $A\beta(j\omega)$ représente le gain de boucle (aussi appelé gain en boucle ouverte), tandis que $A_{bf}(j\omega)$ est le gain en boucle fermée.

Selon la valeur de $A\beta(j\omega)$ par rapport à 1, il y a trois cas à étudier :

1. Si $A\beta \gg 1$, l'amplitude du signal $x_4(t)$ réintroduit à l'entrée est largement supérieure à celle du signal d'origine $x_2(t)$. L'amplitude du signal de sortie $x_3(t)$ augmente alors très rapidement jusqu'à entraîner la saturation de l'amplificateur. Dans ce cas, on a affaire à un circuit fortement non-linéaire. C'est cette propriété qui est utilisée dans les *générateurs de signaux carrés* ou les *bascules astables*.
2. Si $A\beta < 1$, l'amplitude du signal $x_4(t)$ est inférieure à celle du signal d'origine $x_2(t)$ et l'amplitude du signal de sortie $x_3(t)$ aura tendance à diminuer en tendant vers zéro. Cela correspond au régime transitoire des *amplificateurs linéaires*.
3. Si $A\beta = 1$, la valeur de $x_4(t)$ est identique à celle de $x_2(t)$ et il n'y a plus besoin de signal d'entrée ; le circuit s'auto-entretient. C'est cette propriété qui est utilisée pour créer des *oscillateurs linéaires*.

Condition d'oscillation Tenant compte du fait que l'oscillateur linéaire doit fonctionner en l'absence d'un signal extérieur, la condition pour obtenir des oscillations permanentes s'écrit :

$$1 - A\beta(j\omega) = 0 \quad \Leftrightarrow \quad A\beta(j\omega) = 1 \quad (8.3)$$

Quand cette équation est vraie, l'oscillation est parfaitement sinusoïdale ; son amplitude et sa pulsation sont constantes. Dorénavant, cette pulsation sera désignée par ω_0 et sa fréquence par f_0 . Considérant la condition d'oscillation dans le plan complexe, on a

$$A\beta(j\omega_0) = 1 + j0 = 1 \angle 2k\pi \quad (8.4)$$

On en déduit alors deux relations à partir desquelles on calculera la fréquence d'oscillation et la condition d'entretien des oscillations.

Fréquence d'oscillation La fréquence à laquelle oscille le circuit est celle pour laquelle le déphasage total introduit par la boucle de gain $A\beta(j\omega)$ est égal à 0 ou un multiple entier de 2π :

$$\angle A\beta(j\omega_0) = 2k\pi \quad (8.5)$$

Étant admis que l'amplificateur est parfait (gain réel, positif ou négatif, indépendant de la fréquence), cette condition se résume au fait que la fonction de transfert $\beta(j\omega)$ du circuit de réaction doit être, pour une certaine fréquence, purement réelle :

$$\beta(j\omega_0) \in \mathbb{R} \quad \Leftrightarrow \quad \angle\beta(j\omega_0) = \begin{cases} 0 \\ \pm\pi \end{cases} \quad (8.6)$$

Entretien de l'oscillation L'oscillation ne peut être entretenue à la fréquence f_0 que si le module de $A\beta(j\omega)$ est égal à 1 pour cette fréquence. On a donc

$$|A\beta(j\omega_0)| = 1 \quad (8.7)$$

Admettant que l'amplificateur est parfait, celui doit compenser l'atténuation et le signe de la branche de réaction ; on a donc

$$A = \frac{1}{\beta(\omega_0)} \quad (8.8)$$

Conclusion La fréquence d'oscillation est déterminée par la phase de la branche de réaction, tandis que l'entretien de l'amplitude est déterminé par le gain de l'amplificateur.

8.1.2 Circuits de réaction

Comme on vient de le voir, pour que l'oscillateur fonctionne à une fréquence bien déterminée, il faut que le circuit de réaction $\beta(j\omega)$ ait une amplitude et une phase variant avec la fréquence. Il est généralement réalisé à l'aide d'un circuit dont la phase passe par 0 ou $\pm\pi$ qui peut être un filtre passe-bas ou passe-haut d'ordre 3 ou un filtre passe-bande. Le choix de l'une ou l'autre réalisation dépend essentiellement de la sensibilité de la fréquence d'oscillation à la phase du filtre (voir ci-dessous) et de la facilité de réalisation.

8.1.3 Contrôle de l'amplitude et stabilité de la fréquence

Contrôle de l'amplitude La condition théorique pour obtenir des oscillations entretenues d'amplitude constante est de réaliser l'égalité $|A\beta| = 1$ à la pulsation d'oscillation ω_0 . Tout écart du gain par rapport à cette valeur va provoquer soit la décroissance puis l'arrêt des oscillations (si $|A\beta| < 1$), soit des oscillations d'amplitude croissante (si $|A\beta| > 1$).

Il est évident, qu'en réalité, le strict respect de la condition $|A\beta| = 1$ est impossible à obtenir en raison de la dérive des composants en fonction du temps, de la température, de la tension d'alimentation, etc. En outre, un circuit dans lequel $|A\beta| = 1$ risque de ne jamais commencer à osciller.

La solution pratique à ce problème consiste à réaliser un circuit dont le gain de la boucle est légèrement supérieur à 1 pour les signaux de faible amplitude et inférieur à 1 pour les signaux de forte amplitude. Ce circuit est donc un élément non-linéaire qui réduit le gain aux amplitudes élevées. Les oscillations vont ainsi démarrer dès la mise sous tension du circuit et elles vont croître pour enfin se stabiliser à l'amplitude pour laquelle le gain $|A\beta|$ est proche de l'unité.

Remarque : L'introduction d'un gain non-linéaire conduira inévitablement à une distorsion plus ou moins importante de l'oscillation. Cette distorsion sera d'autant plus faible que le filtre de contre-réaction est sélectif et que la variation du gain est douce.

Stabilité de la fréquence Nous venons de voir que la pulsation d'oscillation et son entretien dépendent de la phase du gain de boucle $A\beta(j\omega_0)$ et, respectivement, de son module. Le choix d'un circuit d'oscillateur plutôt que d'un autre se fera sur la base d'un compromis entre le coût de réalisation et la stabilité de la fréquence d'oscillation.

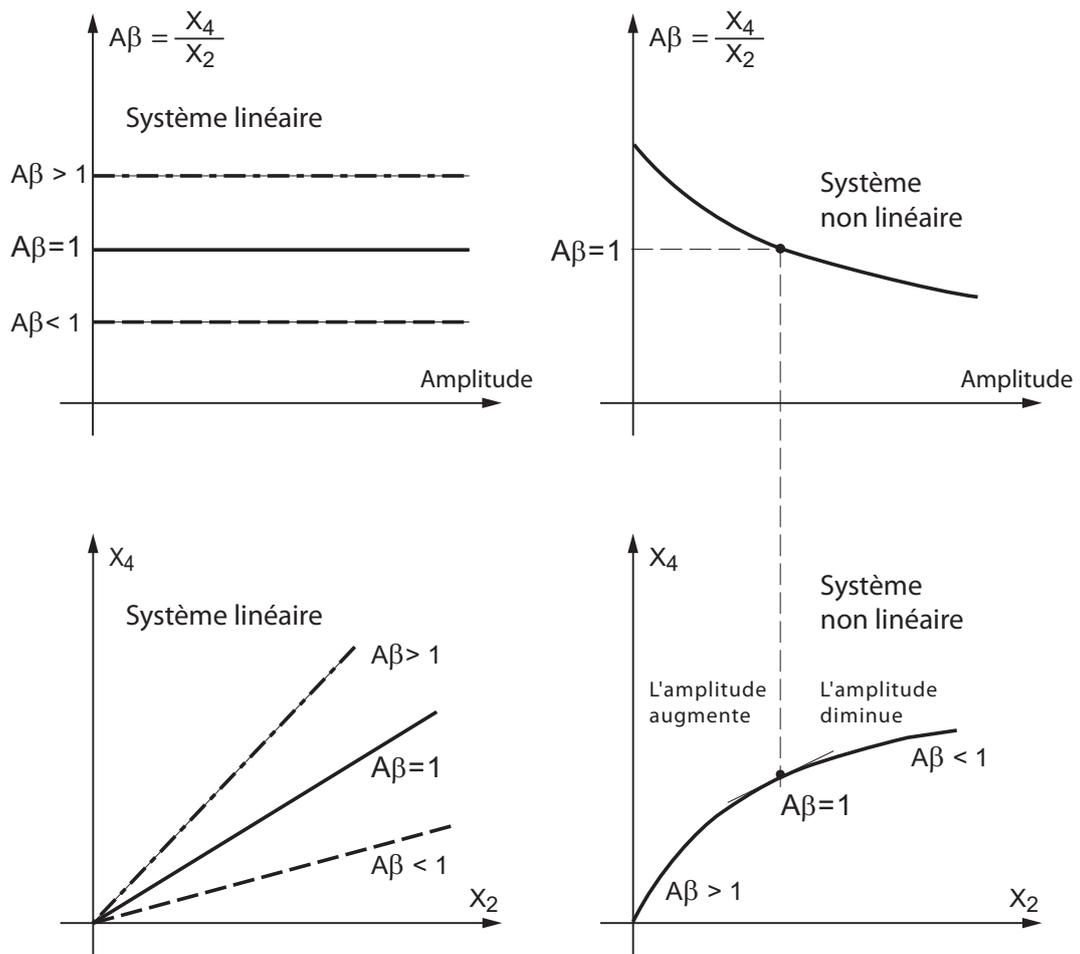


FIG. 8.2: Contrôle automatique de l'amplitude des oscillations avec un élément non-linéaire

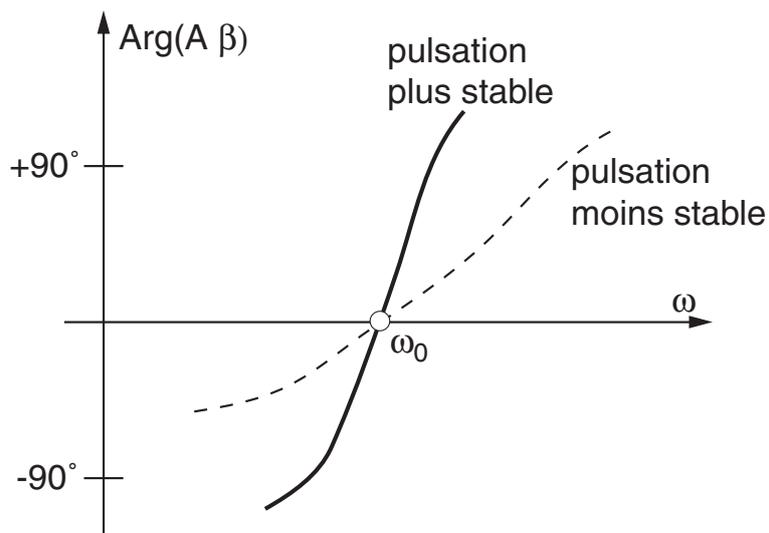


FIG. 8.3: La stabilité de la pulsation d'oscillation est dictée par la variation de la phase autour de ω_0

On peut montrer que la fréquence d'oscillation sera d'autant plus stable que l'argument du taux de réaction $\beta(j\omega)$ varie rapidement avec la fréquence. Cette stabilité se mesure avec un indice dont la définition est la suivante :

$$S(\omega_0) \equiv \left| \frac{d(\angle\beta(j\omega))}{d(\omega/\omega_0)} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (8.9)$$

Lorsque la rétro-action $\beta(j\omega)$ est réalisée avec un **filtre passe-bande**, la stabilité de la fréquence d'oscillation est d'autant meilleure que le filtre est sélectif ou, de manière équivalente, que le facteur de qualité est élevé. On peut montrer que dans ce cas là, l'indice de stabilité vaut simplement

$$S(\omega_0) \equiv 2Q_0 \quad (8.10)$$

8.2 Oscillateur à déphaseur CR

L'oscillateur à déphasage CR (figure 8.4) est constitué d'un amplificateur inverseur et d'un circuit de réaction comportant trois cellules CR (passe-haut d'ordre 3). Le déphasage créé par ces trois cellules, compris entre 270° et 0° , permet de compenser le déphasage causé par l'amplificateur inverseur ($\varphi = -180^\circ$).

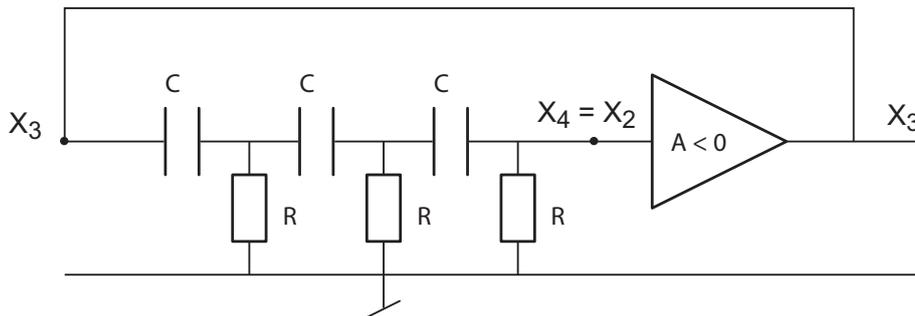


FIG. 8.4: Schéma de principe de l'oscillateur à déphasage

8.2.1 Circuit déphaseur

Comme le courant consommé par les cellules CR n'est pas nul, on ne peut pas calculer la fonction de transfert $\beta(j\omega)$ du triple circuit CR en effectuant simplement le produit des fonctions de transfert de chaque cellule. Il faut le calculer à l'aide du produit des matrices de transmission. Le résultat que l'on obtient alors est le suivant (voir exercices) :

$$\beta(j\omega) = \frac{1}{1 - \frac{5}{(\omega RC)^2} - j \left(\frac{6}{\omega RC} - \frac{1}{(\omega RC)^3} \right)} \quad (8.11)$$

La réponse fréquentielle de ce filtre passe-haut d'ordre 3 est représentée dans la figure 8.5. On peut y voir que le module varie de 0 à 1 alors que la phase passe de $+270^\circ$ à 0° et qu'en $\omega = \omega_0$, le module et la phase valent respectivement $1/29$ et $+180^\circ$.

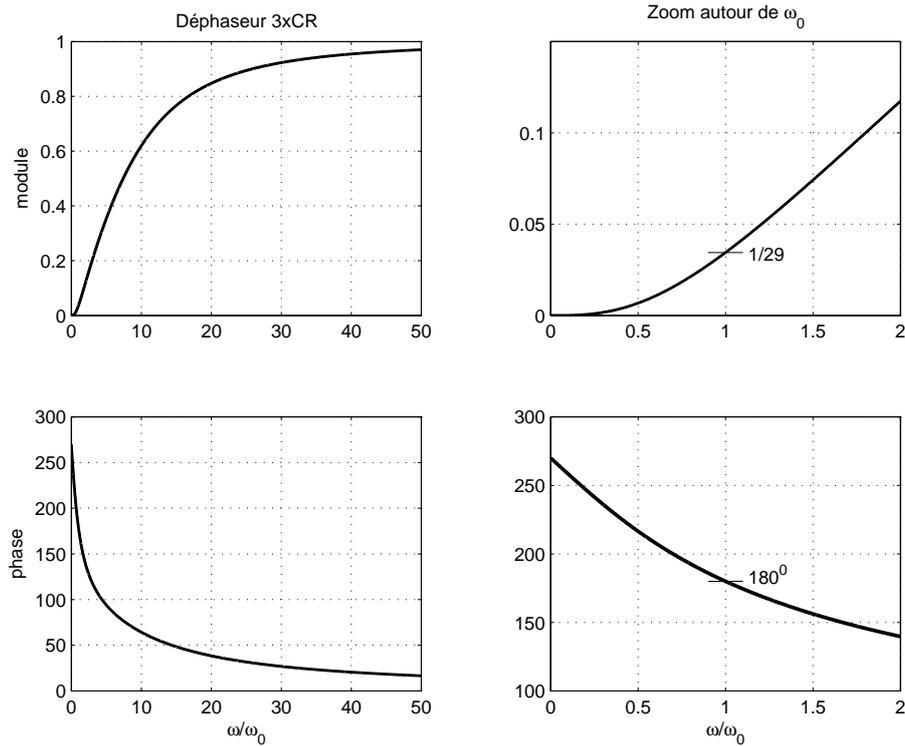


FIG. 8.5: Réponse fréquentielle du déphaseur 3xCR

8.2.2 Fréquence d'oscillation

La condition d'oscillation $A\beta(j\omega) = 1 + j0$ montre que la partie imaginaire de $\beta(j\omega)$ doit s'annuler. Cette condition fixe la fréquence d'oscillation. L'annulation du terme imaginaire de $\beta(j\omega)$ donne en effet

$$\frac{6}{\omega_0 RC} - \frac{1}{(\omega_0 RC)^3} = 0$$

D'où :

$$\frac{1}{(\omega_0 RC)^2} = 6$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6} RC} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} RC} \quad (8.12)$$

On a dit plus haut que la stabilité de cette fréquence dépend de la variation de la phase avec la pulsation. Dans le cas de ce circuit, on peut montrer que l'indice de stabilité vaut :

$$S(\omega_0) \equiv \left| \frac{d(\angle\beta(j\omega))}{d(\omega/\omega_0)} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{12}{29}\sqrt{6} \simeq 1.01 \quad (8.13)$$

8.2.3 Maintien de l'amplitude

À la pulsation d'oscillation ω_0 , $\beta(j\omega)$ est purement réel et vaut

$$\beta(j\omega_0) = \frac{1}{1 - \frac{5}{(\omega RC)^2}} = -\frac{1}{29}$$

Pour que l'oscillation se maintienne, le gain de boucle doit valoir 1. On doit donc compenser cette atténuation négative en utilisant un amplificateur inverseur de gain $A = -29$. Ce qui donne :

$$A = -\frac{R_2}{R} = -29 \quad (8.14)$$

8.2.4 Schéma de l'oscillateur

Dans la réalisation de l'oscillateur (figure 8.6), la résistance du troisième circuit CR n'est pas connectée à la masse, mais à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel qui joue le rôle de masse virtuelle. Le déphasage entre les noeuds X_3 et X_4 ne change pas et cette approche permet d'utiliser la résistance $R = R_1$ pour fixer le gain de l'amplificateur à la valeur

$$A(j\omega) = -\frac{R_2}{R} = -\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} \angle -180^\circ \quad (8.15)$$

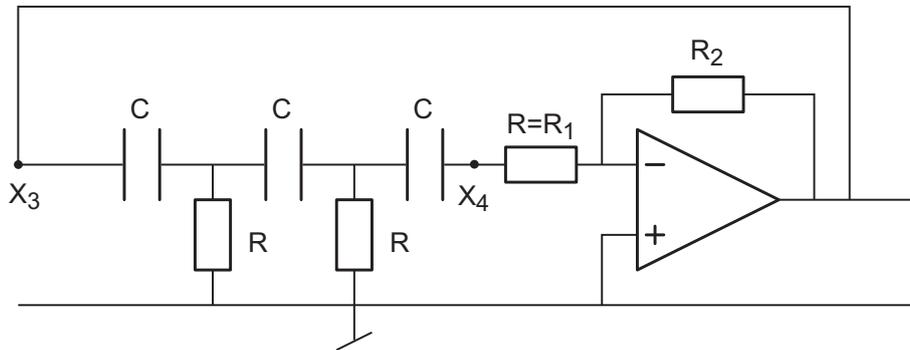


FIG. 8.6: Réalisation d'un oscillateur à déphasage

8.2.5 Gain non linéaire

Pour forcer le circuit à entrer en oscillation, on choisira un gain A_1 supérieur à $A_0 = 29$ et on ajoutera un élément non-linéaire réalisé à l'aide de diodes afin de réduire le gain pour les fortes amplitudes (figure 8.7). Deux situations doivent alors être analysées.

L'amplitude du signal de sortie est faible Aucune des deux diodes ne conduit et le module du gain vaut alors :

$$|A(j\omega)| = A_1 = \frac{R_2}{R_1} > A_0 = 29 \quad (8.16)$$

L'amplitude du signal de sortie est forte Dans ce cas, les diodes D_1 et D_2 conduisent alternativement. Pour les alternances fortement positives en sortie de l'amplificateur, seule la diode D_2 conduit. Le schéma de l'amplificateur avec la partie non-linéaire peut alors être redessiné selon la figure 8.8.

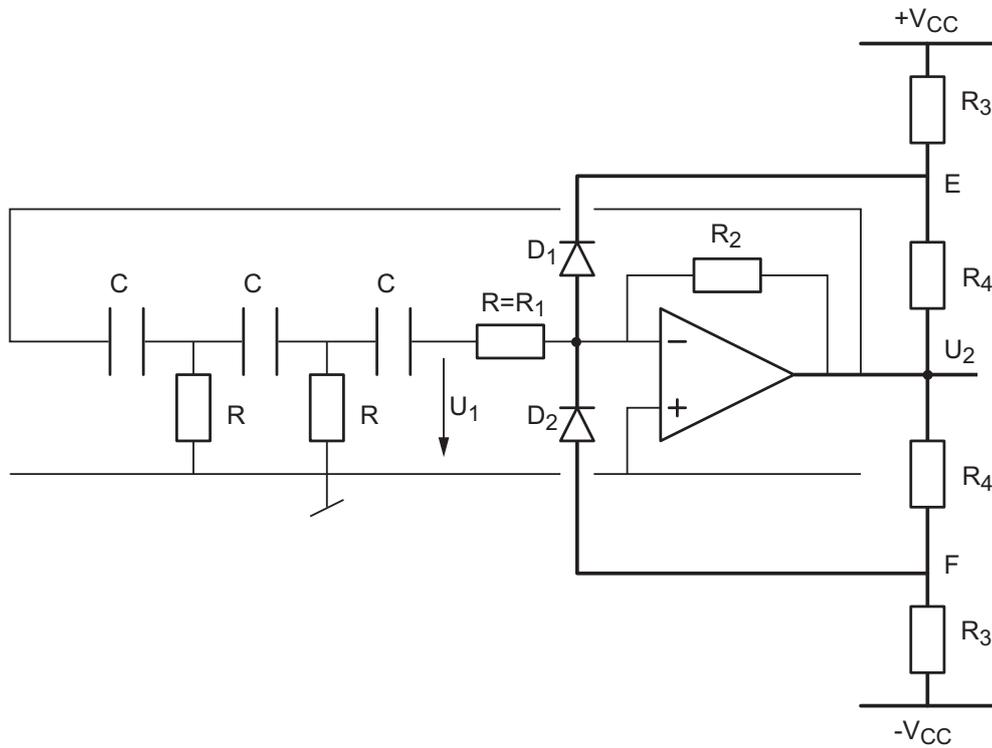


FIG. 8.7: Schéma d'oscillateur à déphasage avec contrôle d'amplitude

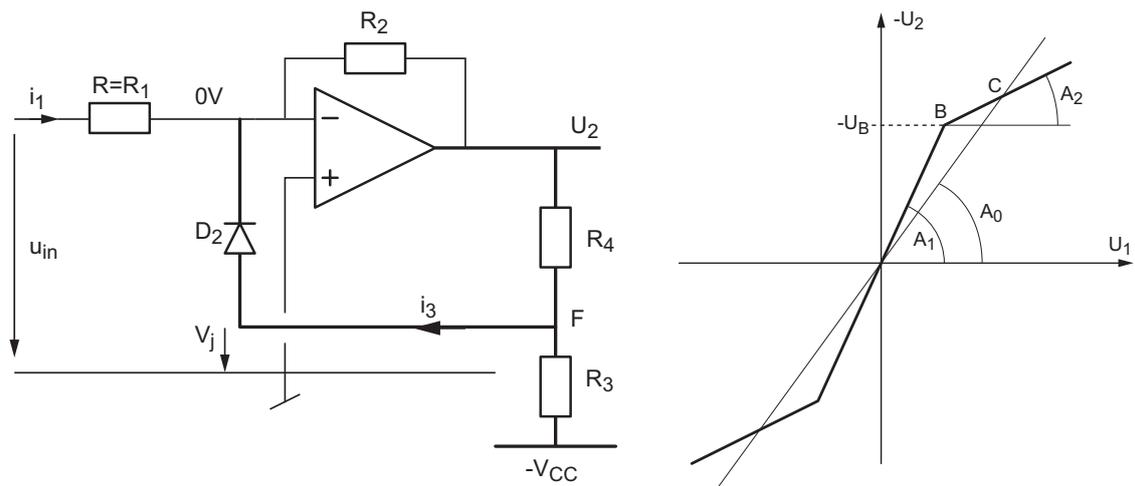


FIG. 8.8: Amplificateur avec l'élément non-linéaire pour des alternances positives en sortie et sa caractéristique de transfert

À la limite de conduction, le courant i_{D_2} est nul et la tension au point F s'écrit

$$U_F = V_j = U_2 \frac{R_3}{R_3 + R_4} - V_{CC} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad \text{avec} \quad U_2|_{i_3=0} = U_B$$

On en déduit que la tension de sortie correspondant à l'entrée dans la zone non linéaire vaut :

$$U_B = V_j \frac{R_3 + R_4}{R_3} + V_{CC} \frac{R_4}{R_3} = V_j + (V_{CC} + V_j) \frac{R_4}{R_3} \quad (8.17)$$

Au delà de ce point, la diode D_2 conduit et le courant dans la résistance R_2 diminue ; ce qui entraîne la diminution du gain (figure 8.8).

Le théorème de superposition permet de voir que lorsque les diodes conduisent, la résistance R_4 se place en parallèle sur la résistance R_2 et que R_3 est mise à la masse. Ainsi, pour les fortes amplitudes, le gain est déterminé par la résistance $R_{24} = R_2 // R_4$ et il vaut

$$|A(j\omega)| = A_2 = \frac{R_{24}}{R_1} < A_0 \quad (8.18)$$

Un raisonnement identique peut être fait pour les alternances négatives de la sortie et la diode D_1 .

Remarque Plus les gains $A_1 > A_0$ et $A_2 < A_0$ sont différents de A_0 , plus le signal sinusoïdal sera déformé car un grand changement de pente introduit une importante distorsion. A l'inverse, si ces deux gains sont très proches de A_0 , le signal sinusoïdal est moins déformé, mais le contrôle de l'amplitude est rendu très difficile.

8.3 Oscillateur de Wien

L'oscillateur de Wien est un des oscillateurs les plus simples et des plus utilisés malgré le fait que sa stabilité soit moins bonne que celle de l'oscillateur avec déphaseur CR. Il est constitué d'un amplificateur non-inverseur auquel on applique une réaction à l'aide d'un filtre passe-bande réalisé avec une cellule RC série et une cellule RC parallèle (figure 8.9).

8.3.1 Fréquence de l'oscillation

Le gain de l'amplificateur vaut :

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

Considérant $Z_1(j\omega) = R + 1/(j\omega C)$ et $Z_2(j\omega) = R/(1 + (j\omega RC))$, la fonction de transfert du réseau de réaction est décrite par :

$$\beta(j\omega) = \frac{Z_2(j\omega)}{Z_1(j\omega) + Z_2(j\omega)} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - 1/\omega RC)}$$

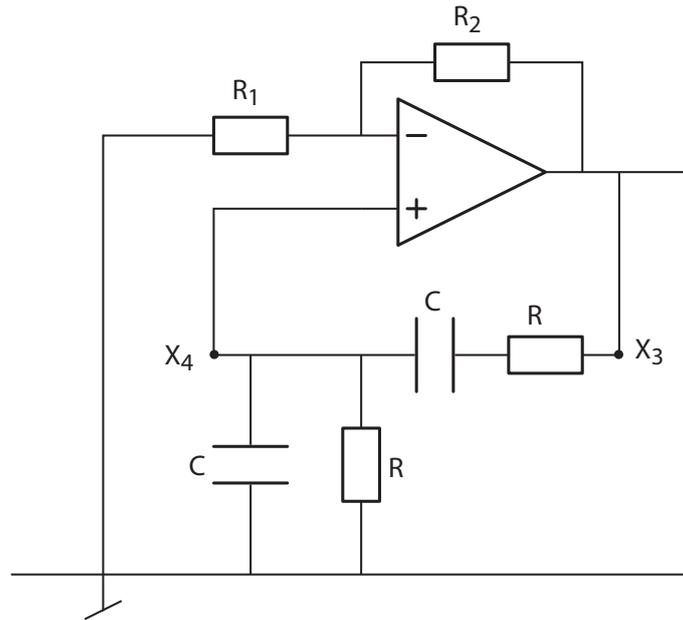


FIG. 8.9: Schéma de l'oscillateur de Wien

Le gain de boucle $A\beta(j\omega)$ s'écrit alors :

$$A\beta(j\omega) = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{1}{3 + j(\omega RC - 1/\omega RC)}$$

En annulant la partie imaginaire de $\beta(j\omega)$, on obtient la pulsation d'oscillation qui annule la phase de $A\beta(j\omega)$:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (8.19)$$

8.3.2 Maintien de l'amplitude

À la pulsation d'oscillation, le taux de réaction vaut $1/3$. Comme $A\beta(j\omega)$ doit valoir 1, on a

$$A(j\omega) = A_0 = \frac{1}{\beta(j\omega_0)} = 3 = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (8.20)$$

On peut montrer que la phase de cet oscillateur varie moins rapidement que celle du précédent et que son indice de stabilité vaut :

$$S(\omega_0) \equiv \left| \frac{d(\angle\beta(j\omega))}{d(\omega/\omega_0)} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{2}{3} \simeq 0.667 \quad (8.21)$$

8.3.3 Gain non linéaire

Lors de la réalisation de l'oscillateur, on choisira un gain A_1 pour les faibles amplitudes supérieur à $A_0 = 3$ et on limitera l'amplitude de l'oscillation par un élément non-linéaire à diodes identique à celui utilisé pour l'oscillateur à déphasage.

Les résultats seront néanmoins différents car ici l'amplificateur est non-inverseur et les résistances du limiteur d'amplitude se combinent différemment (figure 8.10). Le théorème

de superposition permet en effet de voir que lorsque les diodes conduisent, les résistances R_3 et R_4 se placent en parallèle sur R_1 et, respectivement, R_2 .

On a donc :

– pour les faibles amplitudes

$$A(j\omega) = A_1 = 1 + \frac{R_2}{R_1} > A_0 \quad (8.22)$$

– pour les fortes amplitudes

$$A(j\omega) = A_2 = 1 + \frac{R_{24}}{R_{13}} < A_0 \quad (8.23)$$

avec $R_{13} = R_1 // R_3$ et $R_{24} = R_2 // R_4$.

De plus, au seuil de conduction, lorsque $U_2 = U_B$, on peut écrire les équations suivantes

$$U_F = -V_{CC} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + U_B \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

$$U_F = V_j + \frac{U_B}{1 + R_2/R_1} = V_j + U_B \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

À partir de ces deux équations, on montre aisément que le seuil de non linéarité se situe en

$$U_B = \frac{V_j + V_{CC} \frac{R_4}{R_3 + R_4}}{\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \quad (8.24)$$

8.4 Oscillateur en quadrature

L'oscillateur en quadrature a l'avantage de fournir deux tensions sinusoïdales déphasées de $\pi/2$. Il est constitué d'une boucle contenant deux intégrateurs en cascade (figure 8.11). L'un des intégrateurs est de type inverseur et l'autre est de type non-inverseur. Son nom vient du fait que les signaux de sortie des intégrateurs sont en quadrature (déphasage de $\pi/2$ entre eux).

8.4.1 Fréquence de l'oscillation et maintien de l'amplitude

Avec l'oscillateur en quadrature, on réalise un système qui est décrit par l'équation différentielle de l'oscillateur harmonique :

$$\ddot{y}(t) + \omega_0^2 y(t) = 0 \quad (8.25)$$

On a en effet :

$$u_2(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_1(t) dt$$

$$u_3(t) = +\frac{1}{RC} \int_0^t u_2(t) dt \quad \text{seulement si } A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 2$$

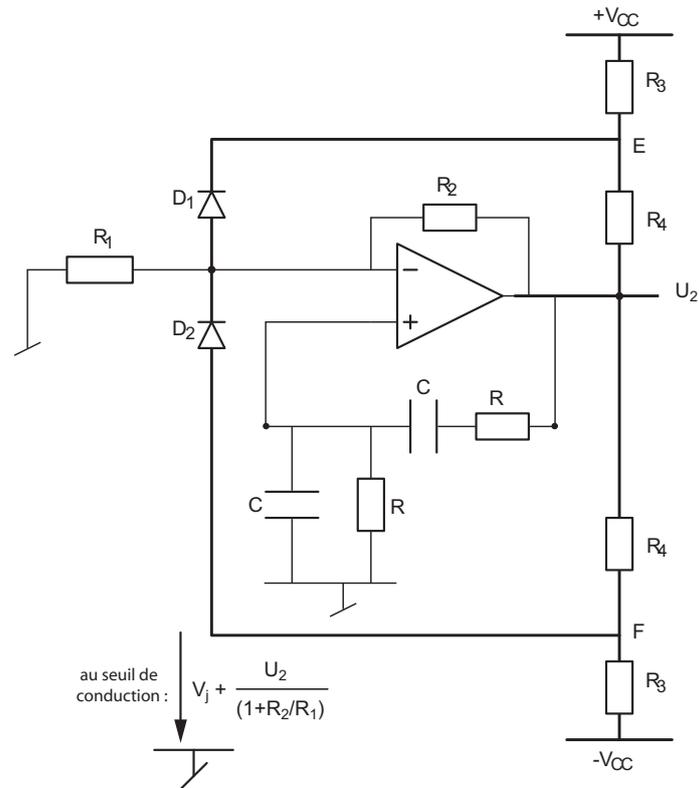


FIG. 8.10: Schéma de l'oscillateur de Wien avec contrôle d'amplitude

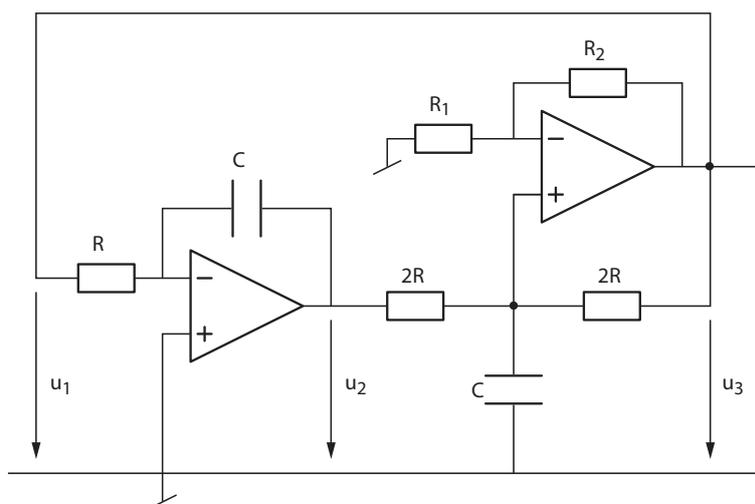


FIG. 8.11: Schéma de l'oscillateur en quadrature

Comme $u_1(t) = u_3(t)$, il vient :

$$u_3(t) = -\frac{1}{(RC)^2} \int_0^t \int_0^t u_3(t) (dt)^2$$

En dérivant deux fois cette expression, on obtient l'équation d'un oscillateur harmonique :

$$\ddot{u}_3(t) + \frac{1}{(RC)^2} u_3(t) = 0 \quad (8.26)$$

On voit ainsi que la pulsation d'oscillation vaut :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (8.27)$$

et que l'entretien des oscillations est dû au fait que

$$A(j\omega) = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 2 \quad (8.28)$$

Remarque : Il est important de noter que le résultat concernant l'amplificateur non inverseur n'est vrai que si le gain de celui-ci vaut exactement 2 et que les résistances de l'intégrateur non inverseur sont 2 fois supérieures à celle de l'intégrateur inverseur (la démonstration est laissée comme exercice).

8.4.2 Gain non linéaire

Pour la réalisation de l'oscillateur, le rapport R_2/R_1 est choisi supérieur à 1 et l'amplitude des oscillations est limitée par un élément non-linéaire à diodes identique à celui utilisé pour l'oscillateur de Wien.

Comme les schémas de l'amplificateur et du limiteur sont les mêmes que ceux de l'oscillateur de Wien, on a bien entendu des résultats similaires :

$$A_1 = 1 + \frac{R_2}{R_1} > A_0 = 2 > A_2 = 1 + \frac{R_{24}}{R_{13}} \quad (8.29)$$

$$U_B = \frac{V_j + V_{CC} \frac{R_4}{R_3+R_4}}{\frac{R_3}{R_3+R_4} - \frac{R_1}{R_1+R_2}} \quad (8.30)$$

8.5 Considérations sur le contrôle de l'amplitude

Dans ce qui suit, on cherche à relier l'amplitude des oscillations aux valeurs des composants du circuit. Comme les relations sont non linéaires, on ne pourra pas obtenir des expressions littérales. On se contentera donc de fournir les résultats sous forme graphique.

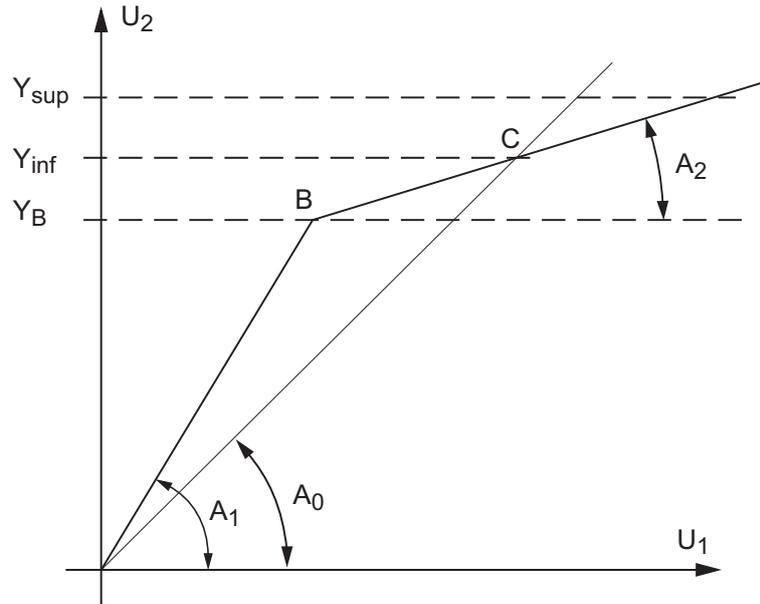


FIG. 8.12: Gains d'un limiteur

8.5.1 Analyse du limiteur d'amplitude

Ainsi qu'on l'a vu plus haut, les courbes de gain peuvent toutes se ramener à celle représentée dans la figure 8.12. Considérant le gain critique A_0 et un limiteur caractérisé par le gain $A_1 > A_0$ aux faibles amplitudes et le gain $A_2 < A_0$ aux fortes amplitudes, Ph. Blanc, professeur de mathématiques à l'eivd, a montré (note manuscrite du 25 mars 1998) que l'amplitude du signal de sortie d'un oscillateur avec limiteur à diodes est bornée :

- **inférieurement** par le point d'intersection C entre la droite de gain critique A_0 et celle du limiteur de gain A_2 :

$$Y_{inf} \geq Y_C = Y_B \frac{A_1 - A_2}{A_1} \frac{A_0}{A_0 - A_2} \quad (8.31)$$

- **supérieurement** par la loi suivante :

$$Y_{sup} \leq \left(1 - \frac{A_2}{A_0}\right) (1 + A_2 g_{sup}) Y_{inf} \quad (8.32)$$

avec :

$$g_{sup} = 2 \frac{\exp(-\delta \cdot \arctan(1/\delta))}{1 - \exp(\pi \delta)} \quad (8.33)$$

$$\alpha = -\frac{A_0}{2} \left(1 - \frac{A_2}{A_0}\right) \quad \delta = \frac{\alpha}{\sqrt{|\alpha^2 - 1|}} \quad (8.34)$$

Des graphes correspondant à ces équations non linéaires permettent de trouver, pour chaque circuit, les valeurs de résistances nécessaires à la réalisation d'un oscillateur d'amplitude connue.

8.5.2 Calcul des composants

Si on se donne au préalable des valeurs raisonnables pour V_{CC} et V_j ainsi que deux résistances parmi quatre, on peut tracer les fonctions Y_{sup} , Y_{inf} ou simplement leur valeur moyenne Y_{moy} en fonction des deux autres résistances (figures 8.13, 8.14, 8.15). Le calcul des composants se fait alors de la manière suivante (figure 8.13) :

1. étant donné l'amplitude souhaitée A , on calcule sa valeur relative par rapport à V_{CC} , par exemple $A/V_{CC} = 0.5$;
2. on choisit sur le graphe une des valeurs de R_4 correspondant à cette amplitude ; par exemple, $R_4 = 30\text{ k}\Omega$;
3. en abscisse, on lit la valeur de la résistance inconnue ; ici, $R_2 \simeq 39\text{ k}\Omega$.

Quelques simulations permettent de voir que l'amplitude normalisée des oscillations obtenues avec le limiteur est

- peu sensible aux variations de V_{CC} ;
- légèrement supérieure à Y_{inf} pour l'oscillateur à déphaseur ;
- légèrement supérieure à Y_{moy} pour les deux autres oscillateurs.

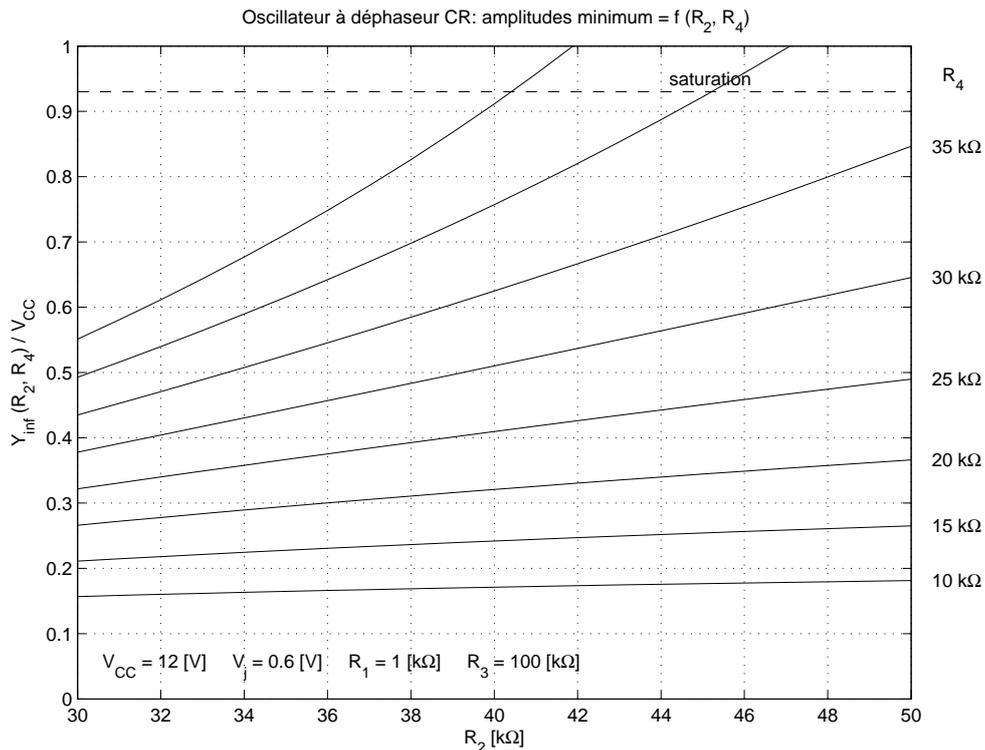


FIG. 8.13: Amplitudes minimum d'un oscillateur à déphaseur

Oscillateur avec déphaseur passe-haut

Pour cet oscillateur avec limiteur (figure 8.7), on a vu que :

$$A_0 = 29, \quad A_1 = \frac{R_2}{R_1} > A_0, \quad A_2 = \frac{1}{R_1} \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} < A_0$$

$$Y_B = V_j + (V_{CC} + V_j) \frac{R_4}{R_3}$$

Prenant en compte ces équations ainsi que celles décrivant les amplitudes limites, il est possible de tracer les courbes d'amplitudes minimum (figure 8.13). On notera que dans ce cas, la résistance $R_1 = R$ est fixée par le déphaseur et que c'est avec la résistance de contre-réaction R_2 que l'on modifie le gain.

Oscillateur de Wien

Dans le cas l'oscillateur de Wien avec limiteur (figure 8.10), on a également vu que :

$$A_0 = 3, \quad A_1 = 1 + \frac{R_2}{R_1} > A_0, \quad A_2 = 1 + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} \frac{R_1 + R_3}{R_1 R_3} < A_0$$

$$Y_B = \frac{V_j + V_{CC} \frac{R_4}{R_3 + R_4}}{\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_1}{R_1 + R_2}}$$

Prenant en compte ces équations ainsi que celles décrivant Y_{inf} et Y_{sup} , il est possible de tracer la moyenne des amplitudes limites (figure 8.14).

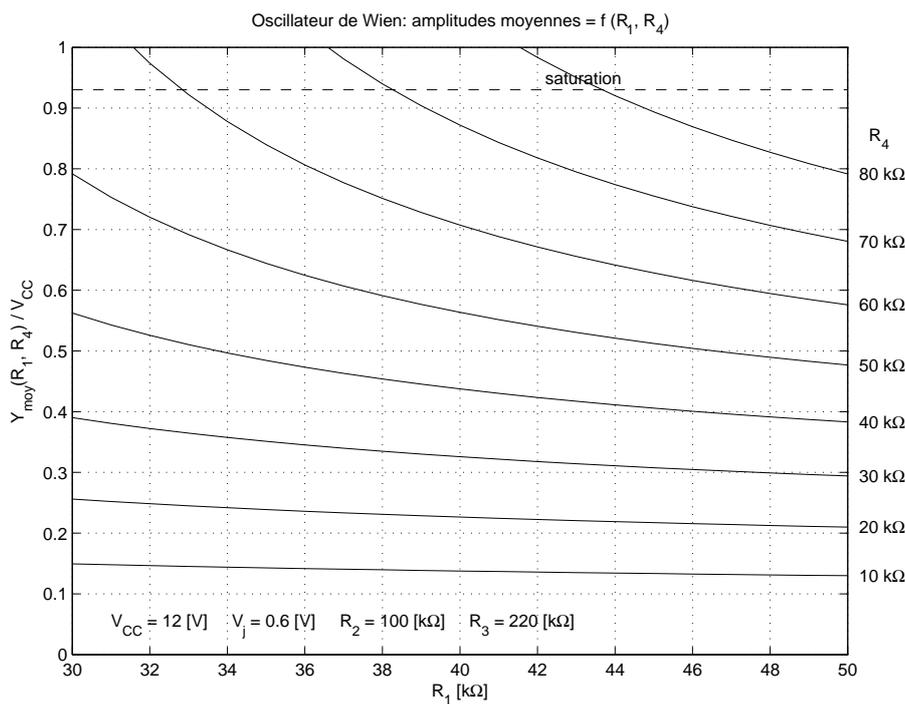


FIG. 8.14: Amplitudes moyennes d'un oscillateur de Wien

Oscillateur en quadrature

Pour l'oscillateur en quadrature (figure 8.11), seul le gain $A_0 = 2$ change par rapport à l'oscillateur de Wien. Prenant en compte ces équations ainsi que les amplitudes limites, il est possible de tracer la moyenne des amplitudes limites (figure 8.15).

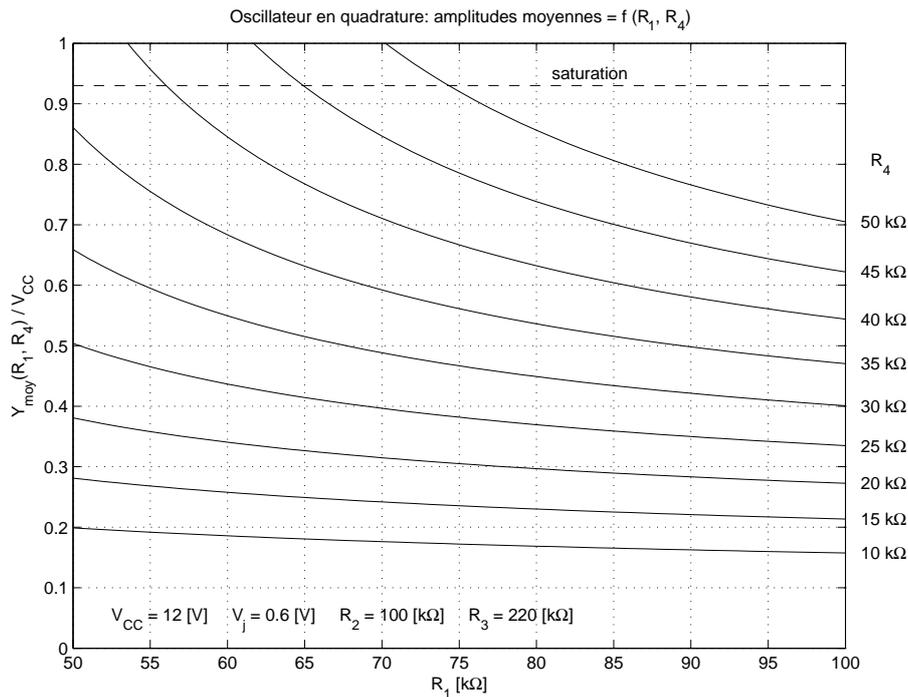


FIG. 8.15: Amplitudes moyennes d'un oscillateur en quadrature

8.6 Signaux et analyse spectrale

Les figures suivantes présentent les signaux d'un oscillateur à déphaseur CR. La figure 8.16 montre le courant circulant dans les diodes du limiteur et la tension de sortie lors du démarrage de l'oscillateur. On notera en particulier la croissance exponentielle de l'oscillation avec un temps caractéristique de 5.8 ms environ.

La figure 8.17 présente la sinusoïde en régime permanent et sa modification par une fenêtre en cosinus en préalable à l'analyse spectrale numérique par FFT (Fast Fourier Transform). L'utilisation de la FFT permet d'obtenir les composantes spectrales (figure 8.18) du signal étudié. On voit à l'évidence qu'une meilleure définition spectrale est obtenue grâce au fenêtrage.

La qualité de la sinusoïde est mesurée avec le taux de distorsion harmonique ainsi défini :

$$TDH = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots}}{A_1} \quad (8.35)$$

Dans notre cas, seules les composantes spectrales impaires sont significatives et l'on a

$$TDH = \frac{\sqrt{0.077^2 + 0.027^2 + 0.011^2 + 0.0034^2}}{3.41} = 2.4\%$$

8 OSCILLATEURS QUASI LINÉAIRES

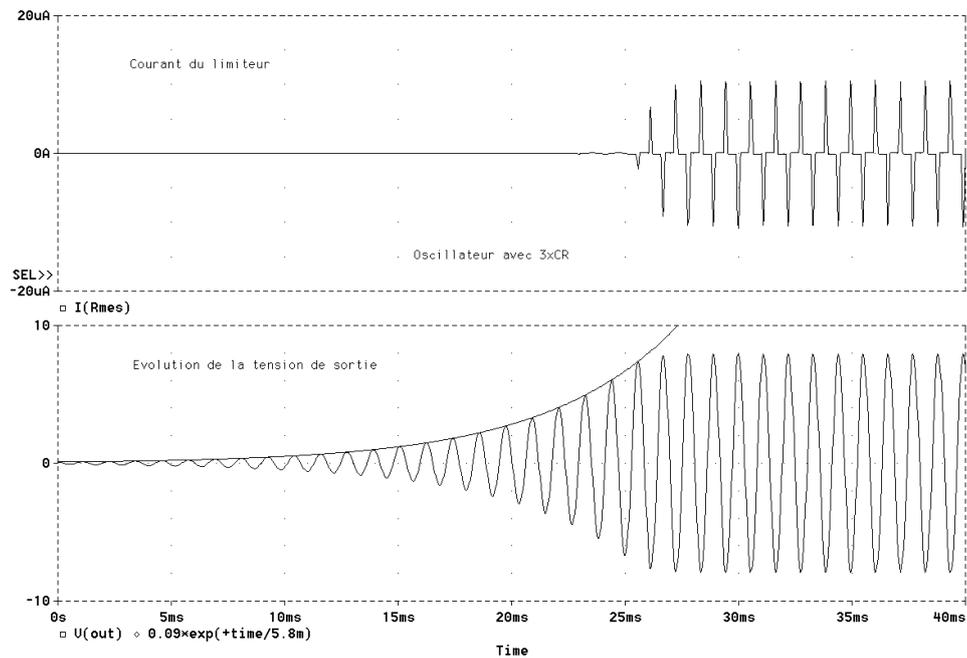


FIG. 8.16: Évolutions temporelles :
 a) courant circulant dans les diodes du limiteur ;
 b) tension de sortie de l'oscillateur

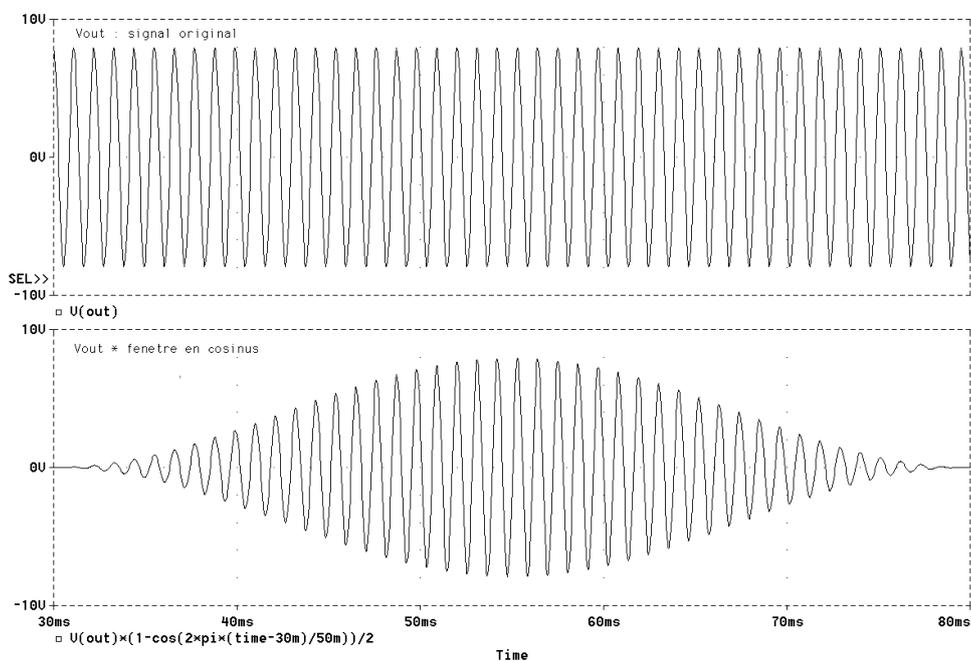


FIG. 8.17: Oscillation en régime permanent :
 a) signal original (sans fenêtrage) ;
 b) signal prêt pour l'analyse spectrale numérique (avec fenêtrage)

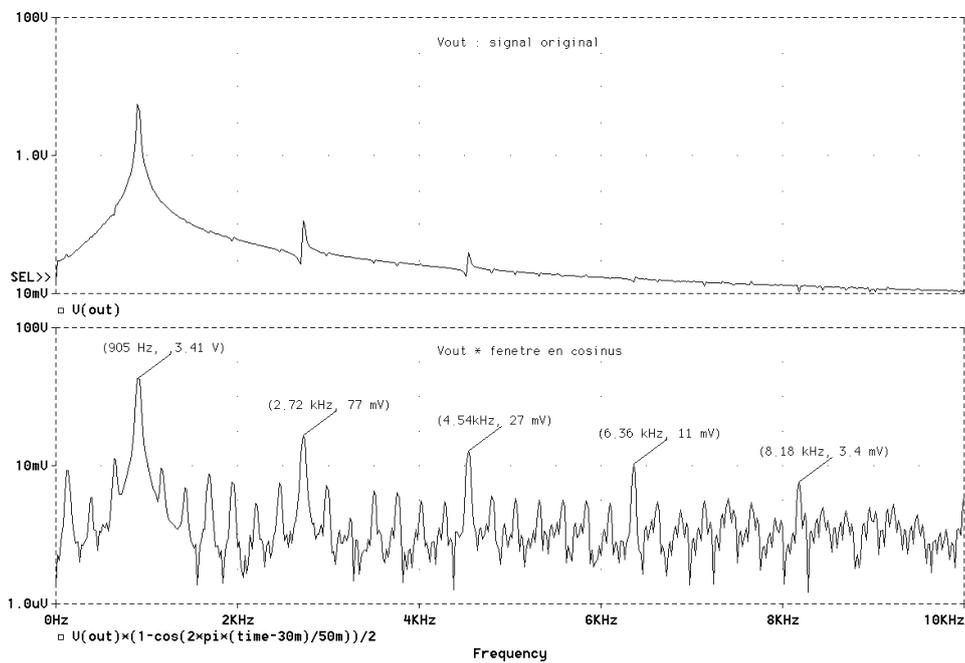


FIG. 8.18: Analyse spectrale numérique :
 a) sans fenêtrage du signal temporel ;
 b) avec fenêtrage du signal temporel

8.7 Exercices

Osc 1 : On souhaite réaliser des oscillateurs à l'aide des quatre schémas proposés dans la figure 8.19. Admettant que les amplificateurs de tension sont parfaits et de gain A constant, on demande :

1. sur chacun des 4 schémas, indiquez l'emplacement des points X_2 , X_3 , X_4 ainsi que la position des tensions d'entrée-sortie de l'amplificateur et celles d'entrée-sortie du déphaseur correspondant au schéma de base (figure 8.1) ;
2. calculez la réponse fréquentielle $\beta(j\omega)$ de chaque déphaseur ;
3. quelles sont les conditions d'oscillations en phase et en module ? l'amplificateur doit-il inverser le signal d'entrée ?
4. que valent $|\beta(j\omega)|$ et $\angle\beta(j\omega)$ lorsque $\omega = 0$, $\omega = \omega_0$ et $\omega \rightarrow \infty$?
5. esquissez ces réponses fréquentielles en amplitude et phase ;
6. si vous souhaitez avoir une bonne stabilité de ω_0 , lequel des quatre oscillateurs proposez-vous ? justifiez votre choix.

Osc 2 : Que pensez-vous de qualité de l'oscillateur de la figure 8.20 par rapport à ceux de l'exercice Osc 1 ? L'esquisse de $\angle\beta(j\omega)$ peut vous aider à y répondre.

Osc 3 : Considérant un oscillateur de Wien avec contrôle d'amplitude réalisé avec les composants suivants :

$$R = 16 \text{ k}\Omega, C = 10 \text{ nF}, R_1 = 18 \text{ k}\Omega, R_2 = 39 \text{ k}\Omega, R_3 = 39 \text{ k}\Omega, R_4 = 10 \text{ k}\Omega, V_{CC} = \pm 15 \text{ V}$$

1. le circuit peut-il osciller ? pourquoi ?
2. calculez sa fréquence d'oscillation ;
3. dessinez la caractéristique de transfert de l'amplificateur ;
4. admettant $V_j \simeq 0.6 \text{ [V]}$, calculez les limites V_{inf} et V_{sup} de l'amplitude des oscillations.

Osc 4 : Calculez et choisissez les composants normalisés nécessaires à la réalisation d'un oscillateur de Wien tel que $f_0 = 5 \text{ kHz}$ et $A = 6 \text{ V}$. Dessinez la caractéristique de transfert de l'amplificateur.

Osc 5 : Dans cet exercice, on veut montrer qu'un filtre actif passe-bas d'ordre 2 peut se transformer en un oscillateur si son gain prend une valeur particulière. Pour cela :

1. partez de l'équation différentielle d'un oscillateur harmonique

$$\ddot{y}(t) + \omega_0^2 y(t) = \omega_0^2 x(t)$$

et montrez que la fonction de transfert globale d'un oscillateur s'écrit

$$H_{osc}(j\omega) = \frac{\omega_0^2}{(j\omega)^2 + \omega_0^2}$$

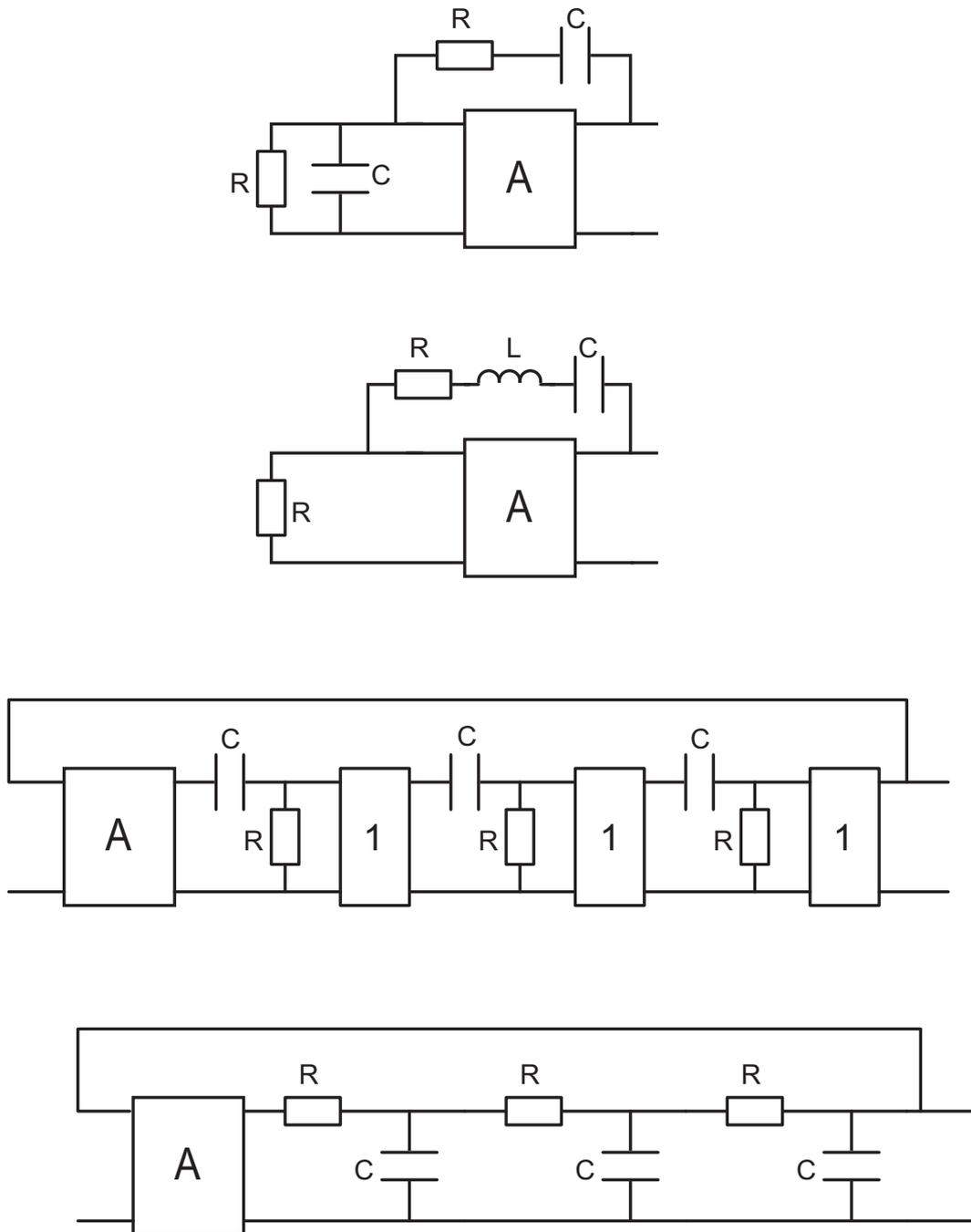


FIG. 8.19: Exercice Osc 1

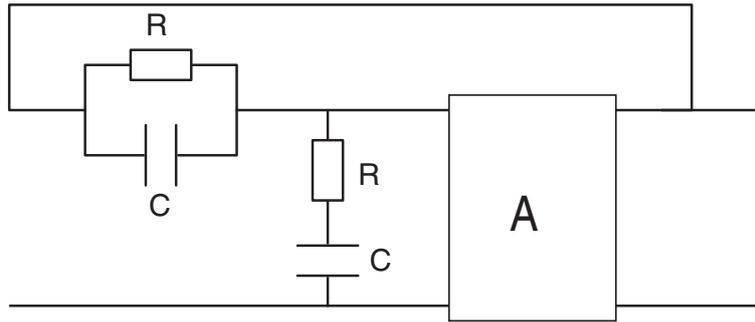


FIG. 8.20: Exercice Osc 2

2. considérant la réponse fréquentielle

$$H_{PB}(j\omega) = \frac{A_{U0}}{1 + j\omega RC(3 - A_{U0}) + (j\omega RC)^2} \quad \text{avec} \quad A_{U0} = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

d'un filtre passe-bas à gain ajustable (cellule de Sallen et Key, figure 8.21), quelle condition faut-il remplir pour que le filtre passe-bas se transforme en un oscillateur ?

3. redessinez le schéma de Sallen et Key dans une forme semblable à celle de l'oscillateur de Wien ;
4. calculez la fonction de transfert $\beta(j\omega)$; que doit valoir A_{U0} pour satisfaire la condition d'oscillation présentée au début de ce chapitre ?

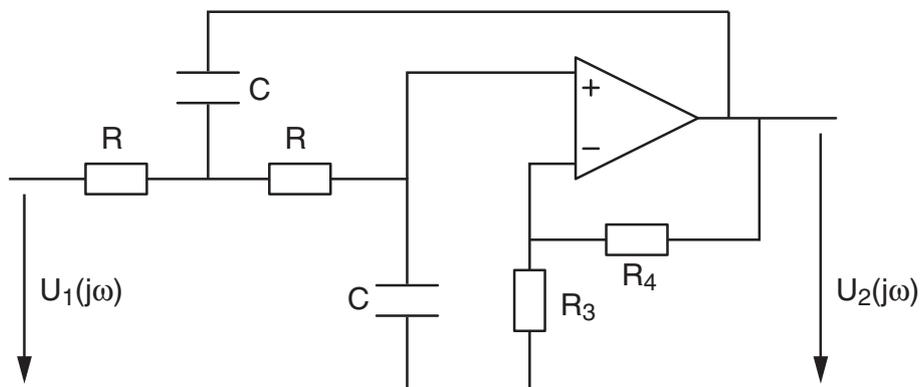


FIG. 8.21: Exercice Osc 5

