

TP6 – Oscillateur à pont de Wien

INTRODUCTION

Réseau déphaseur

1.2 Si, mise sous la forme:

$$\beta(j\omega) = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}$$

(cf: manuel du cours), la fonction de transfert laisse rapidement apparaître l'existence d'un maximum à la pulsation $\omega_0 = 1/RC$, confirmée par l'annulation de la dérivée, elle ne permet pas de tracer les diagrammes asymptotiques de Bode.

Car il convient, comme pour toute fonction de transfert, de mettre $\beta(j\omega)$ sous forme canonique. Celle-ci est obtenue après réduction du dénominateur de $\beta(j\omega)$, qui devient

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

On remarque que, en multipliant numérateur et dénominateur par j , on fait apparaître au dénominateur un **polynôme du second degré** en $jRC\omega$ dont il suffit d'extraire les racines pour le réduire à un produit de 2 facteurs du 1^{er} degré. On obtient ainsi

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

On remarquera aussi qu'au point de déphasage nul, le gain maximum (- 9.5 dB) ne se confond pas avec la hauteur de l'asymptote horizontale définie par $f_{p1} < f < f_{p2}$ (- 8.4 dB).

1.3 Le courant dans un circuit étant d'autant plus grand que son impédance est petite, I atteint sa valeur maximale lorsque f tend vers l'infini [$Z_C = |1/jC\omega|$ ★ quand $f \rightarrow \infty$].

$$f \rightarrow \infty \Rightarrow C \equiv \text{court-circuit} \quad \text{et} \quad v_2 = RI$$

Oscillateur à limitation d'amplitude par diode et pont diviseur résistif

L'oscillation de ce circuit s'appuie sur:

- un amplificateur de gain $A = (R_1 + R_2)/R_1$ muni d'une boucle de réaction positive constituée d'un réseau déphaseur de gain $\beta(j\omega)$;
- le respect de la condition de Barkhausen $A\beta = 1$ soit $\beta = 1/A$ et $\text{Arg}(A\beta) = \text{Arg} \beta = 0$;

Cette condition n'étant réalisée que pour une **seule** valeur de f , le signal est nécessairement **sinusoïdal**.

- le démarrage des oscillations avec un gain $A > 3$, et ce, grâce au **bruit thermique** naissant dans tout composant; le bruit a des fréquences variées mais seule la fréquence

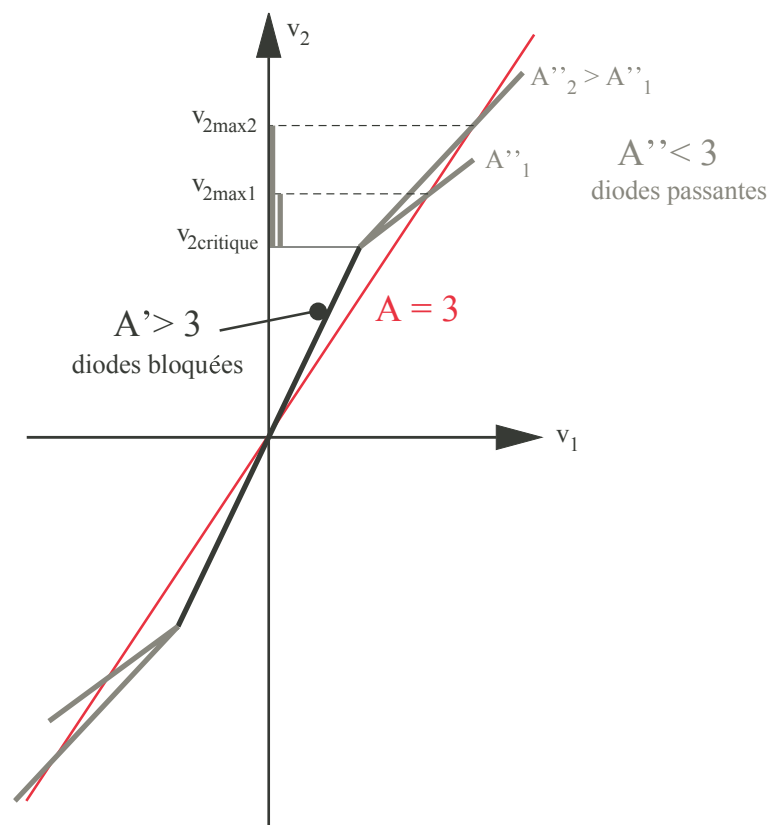
f pour laquelle $A\beta = 1$ est prise en considération, les autres étant éliminées par le réseau déphaseur.

- la réduction du gain aux amplitudes élevées grâce au circuit annexe constitué de 2 ponts diviseurs résistifs avec diodes, l'un pour les alternances positives du signal de sortie (pont 0, -15V), l'autre pour les alternances négatives. Ces 2 ponts parfaitement identiques fixent le niveau de tension de v_2 à partir duquel les diodes conduisent et réduisent le gain A à

$$A' = 1 + \frac{R_2 // R_4}{R_1 // R_3}$$

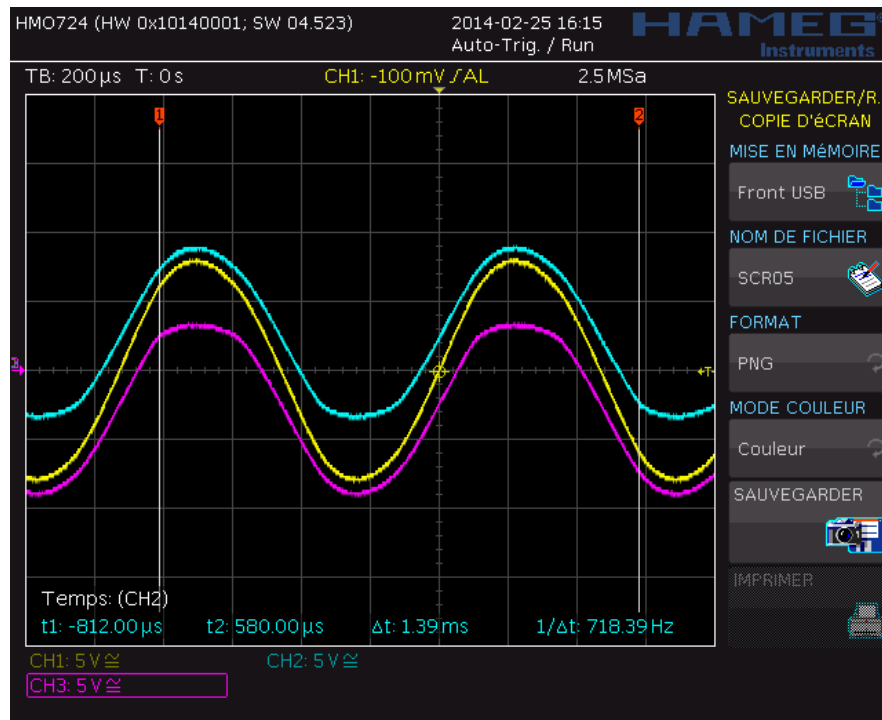
Avec l'hypothèse $U_j = 0$, en régime alternatif, qui est celui des oscillations, les sources de tension continue sont équivalentes à des courts-circuits. Dès lors, R_3 est en parallèle sur R_1 , et R_4 en parallèle sur R_2 .

Le choix de R_3 et R_4 , supérieures à R_1 et R_2 , n'est pas quelconque, la **distorsion** du signal v_2 étant d'autant plus importante que la **variation relative de A** autour de 3 est **grande**. En contrepartie, plus cette variation est faible, plus grande est l'amplitude de v_2 et plus grand le risque de faire saturer l'amplificateur. La distorsion apparaît sous forme d'asymétrie du signal, tout à la fois aplati à son sommet et boursoufflé le long de son flanc décroissant.



On se convaincra de l'effet de cette variation relative de A sur la qualité de v_2 en choisissant un autre couple de résistances R_3 , R_4 , respectueux du facteur 4.7 qui sépare leurs valeurs; on prendra par exemple $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ et $R_4 = 22 \text{ k}\Omega$. On constatera alors une augmentation de l'amplitude de v_2 et une meilleure définition de la fonction sinusoïdale.

On repérera pratiquement la **tension critique** de v_2 en observant simultanément les tensions v_A et v_B entre les résistances R_3 et R_4 (voir transparent TP6-3). Ces 2 signaux, qui reproduisent la tension v_2 lorsque les diodes ne conduisent pas, plus ou moins la chute de potentiel aux bornes de R_4 , montrent un écrasement au sommet de leur alternance négative ou positive lorsque les diodes conduisent. La tension critique se situe là où une verticale tirée à partir de l'amorce de ces écrasements rencontre le signal v_2 . Sur la copie d'écran ci-dessous, les 2 curseurs simulent cette verticale et localisent $\pm V_{2\text{critique}}$.



On observera aussi les **premières oscillations**, invisibles sur l'oscilloscope tant que le déclenchement est automatique, en visualisant **une seule trace**, avant ou après le point de déclenchement.

Pour représenter le signal qui fait suite à l'enclenchement des oscillations, il faut:

- éteindre la source de tension continue alimentant l'amplificateur;
- contrôler l'amplitude du seuil de déclenchement (**LEVEL**) qui doit être comprise dans les limites des oscillations;
- porter à -3 DIV la référence temporelle (**TIME REFERENCE**) accessible dans le **MENU** de la zone **HORIZONTAL**;
- fixer la base de temps à 2 ms ;
- sélectionner le mode normal du trigger – la touche **AUTO/NORM** est alors éclairée en rouge;
- activer le mode **SINGLE** en appuyant sur la touche correspondante – elle s'éclaire en blanc.

Le système d'acquisition de l'oscilloscope est alors activé, la touche **RUN/STOP** clignote, la source de tension continue peut être enclenchée.