Sébastien SY1924130
Électronique
11 mai 2020

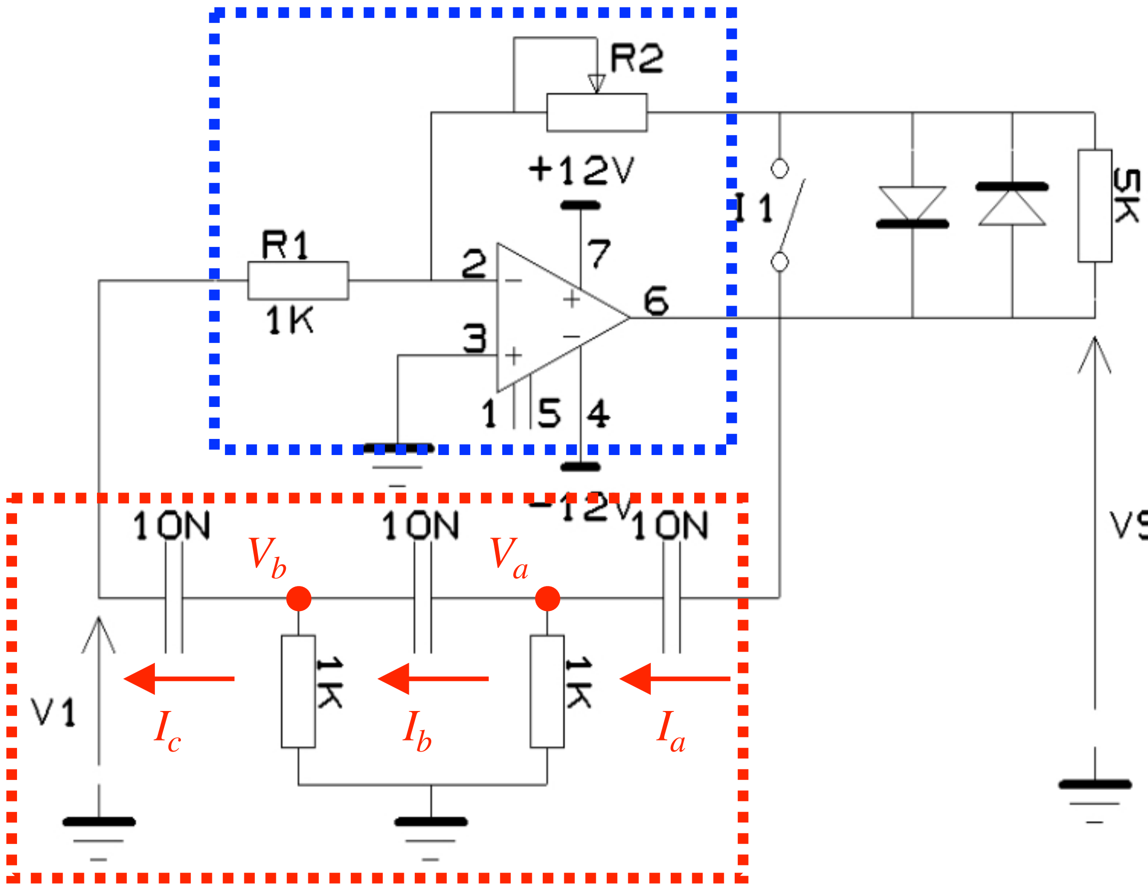
Oscillateur à déphaseur RC

Rapport du Devoir 3

Ce rapport décrit une étude sur un oscillateur à déphaseur RC.

Calculer théoriquement la fonction de transfert de l'oscillateur et retrouver les relations données dans le cours

On identifie l'amplificateur et la réaction de cet oscillateur.



La partie bleue est l'amplificateur (A) avec V_1 comme l'entrée et V_s comme la sortie. La partie rouge est la réaction (β) avec V_s comme l'entrée et V_1 comme la sortie. On calcule alors les fonctions de transfert.

Pour un schéma d'un amplificateur inverseur, on a:

$V_s = -\frac{R_2}{R_1}V_1$

Donc $A = \frac{V_s}{V_1} = -\frac{R_2}{R_1}$.

Pour la réaction, on utilise le principe du diviseur de tension et les lois de Kirchhoff:

$V_1 = V_b(\frac{R}{\frac{1}{j\omega C}+R})$, donc $V_b = V_1(1+\frac{1}{j\omega CR})$.

Puisque $R = R_1$, on a $I_c = \frac{V_1}{R_1} = \frac{V_1}{R}$.

$I_b = \frac{V_b}{R} + I_c = \frac{V_1}{R}(2+\frac{1}{j\omega CR})$

$V_a = V_b + \frac{I_b}{j\omega C} = V_1(1+\frac{3}{j\omega CR} - \frac{1}{\omega^2C^2R^2})$

$I_a = \frac{V_a}{R} + I_b = \frac{V_1}{R}(3+\frac{4}{j\omega CR} - \frac{1}{\omega^2C^2R^2})$

$V_s = V_a + \frac{I_a}{j\omega C} = V_1(1+\frac{6}{j\omega CR} - \frac{5}{\omega^2C^2R^2} - \frac{1}{j\omega^3C^3R^3})$

Donc $\beta(j\omega) = \frac{V_1}{V_s} = \frac{1}{1-\frac{5}{(\omega RC)^2} - j(\frac{6}{\omega RC} - \frac{1}{(\omega RC)^3})}$.

La fréquence d'oscillation $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$, où $\frac{6}{\omega_0 RC} - \frac{1}{(\omega_0 RC)^3} = 0$.

$\Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6}RC}$

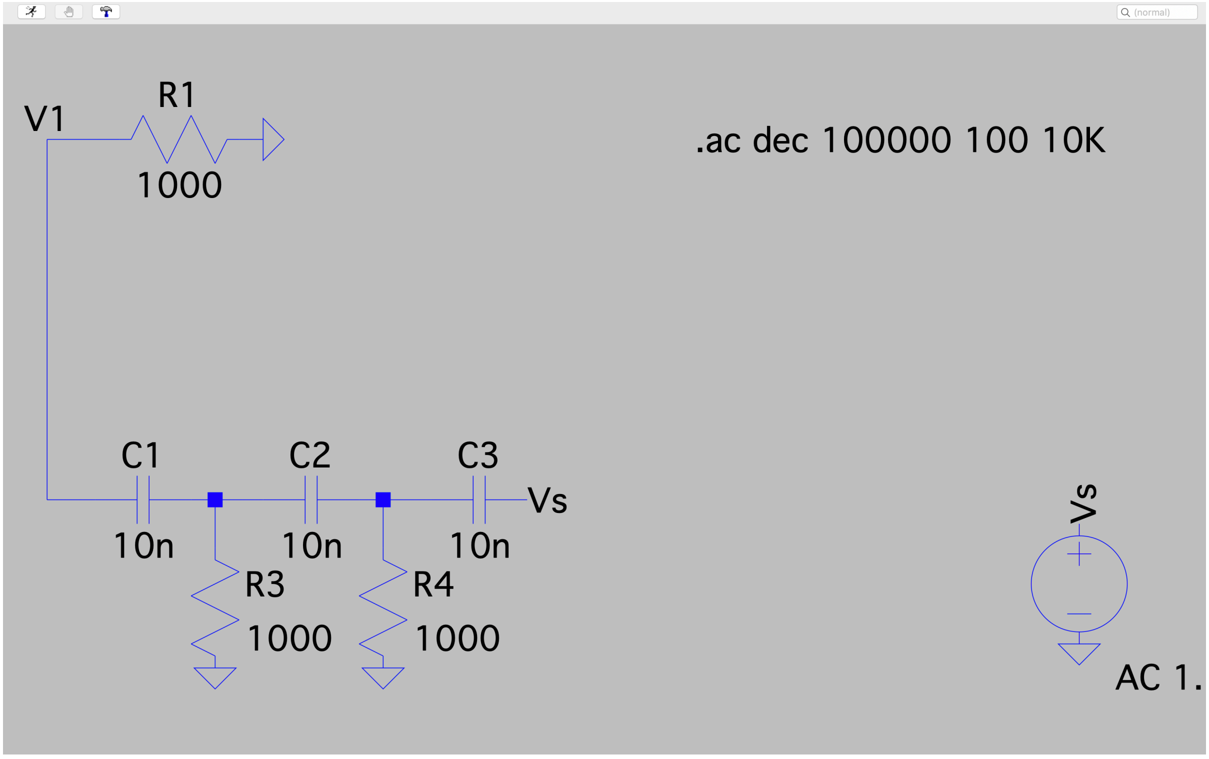
$\Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$

$\beta(j\omega_0) = \frac{1}{1-\frac{5}{(\omega_0 RC)^2}} = \frac{1}{1-\frac{5}{\frac{1}{6R^2C^2}R^2C^2}} = \frac{1}{1-30} = -\frac{1}{29}$

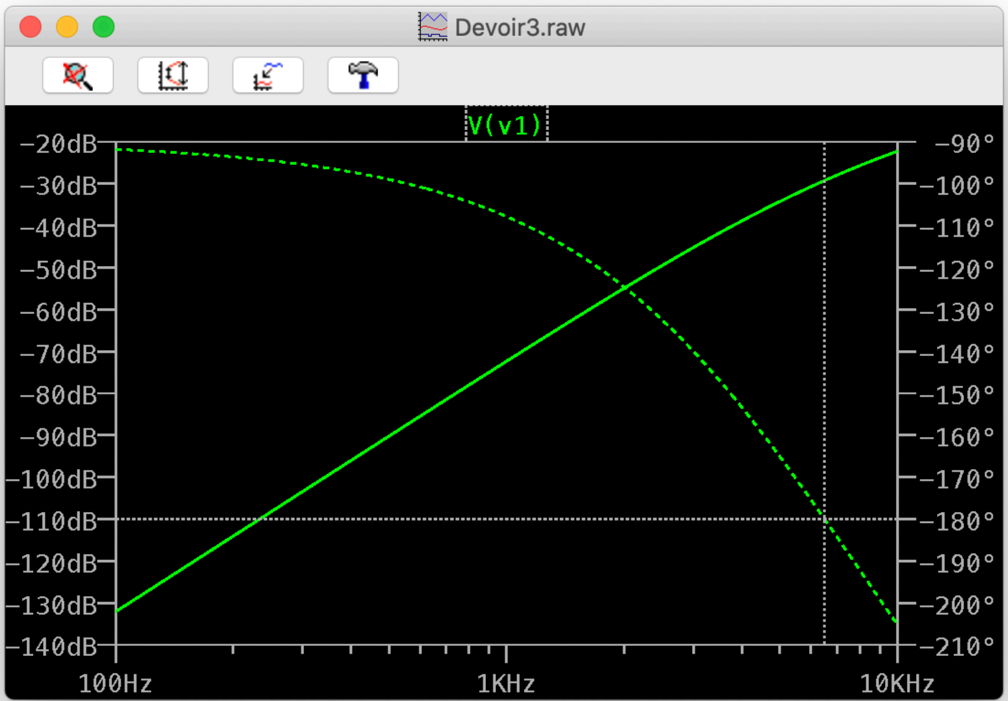
Pour maintenir les oscillations, il faut $A = 1/\beta = -29$.

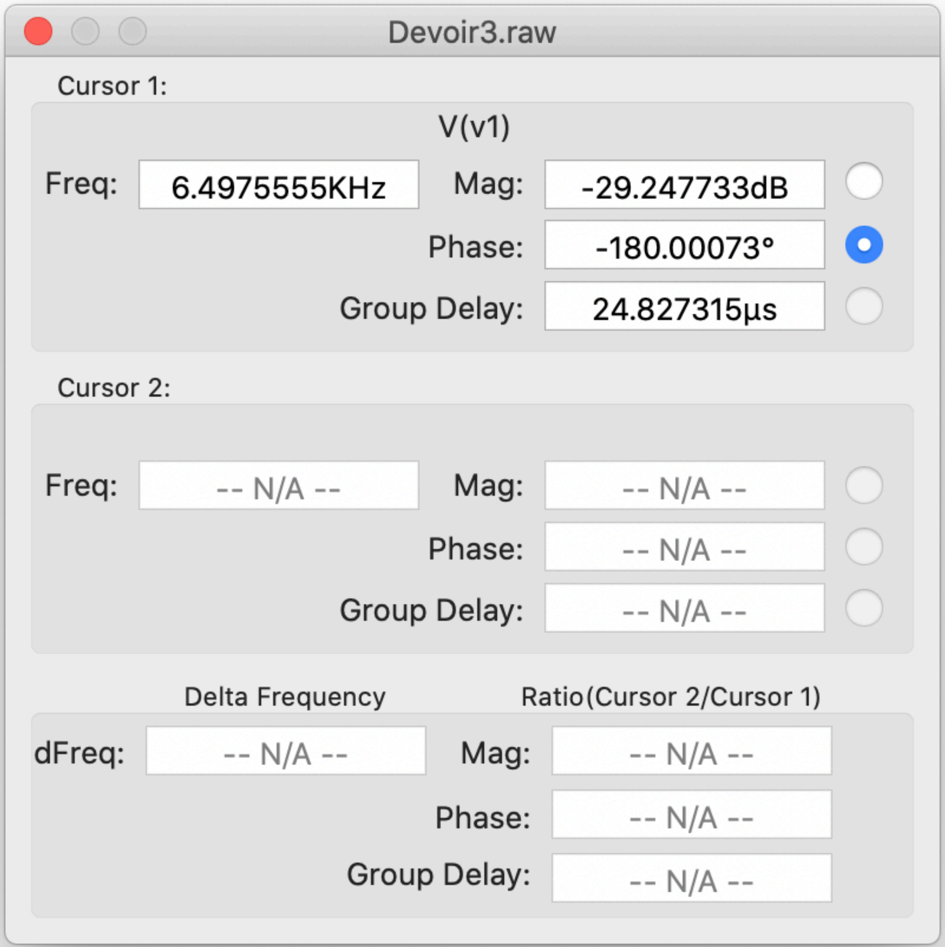
A l'aide de LTspice, simuler la réponse en fréquence $\beta_{RC}(j\omega) = V_1/V_s$ (amplitude et phase) du déphaseur RC seul, sans l'associer avec l'amplificateur, entre 100 et 10 kHz. Attention: Le déphaseur RC est chargé par la résistance R_1. Il faut donc en tenir compte dans le schéma du déphaseur

On construit le déphaseur RC dans LTspice. Le schéma est montré ci-dessous.



On fait la simulation et on observe la réponse fréquentielle de V_1/V_s. Le résultat est montré ci-dessous.





En déduire la valeur de la fréquence d'oscillation F_0 en Hz et la valeur du gain A assurant le maintien des oscillations. N'oubliez pas d'illustrer vos réponses avec les résultats de la simulation

On mesure la fréquence où la phase est égale à $-\pi$. On mesure de la figure que cette fréquence est 6,4976kHz, qui correspond à la valeur théorique $f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$

$= \dfrac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{6} \times 1000\Omega \times 10\text{nF}}$ = 6,4975kHz. Le gain associé à cette fréquence est -29,25dB, ce qui est le gain A assurant le maintien des oscillations. Il correspond à la valeur théorique de $\left|\beta(j\omega) = \dfrac{1}{29}\right|$.

Évaluer numériquement (en justifiant) la stabilité de l'oscillateur et la comparer à la valeur théorique donnée dans le cours

Pour mesurer numériquement la stabilité, on mesure deux points de données très proches de F_0 et on estime la stabilité par $\left|\frac{\Delta\varphi}{\Delta(\omega/\omega_0)}\right|$ ou $\left|\frac{\Delta\varphi}{\Delta(f/f_0)}\right|$.

Point de données	φ (°)	φ (rad)	fréquence (kHz)
1	-179,80024	-3,1381	6,4751568
2	-180,147	-3,1442	6,5139376

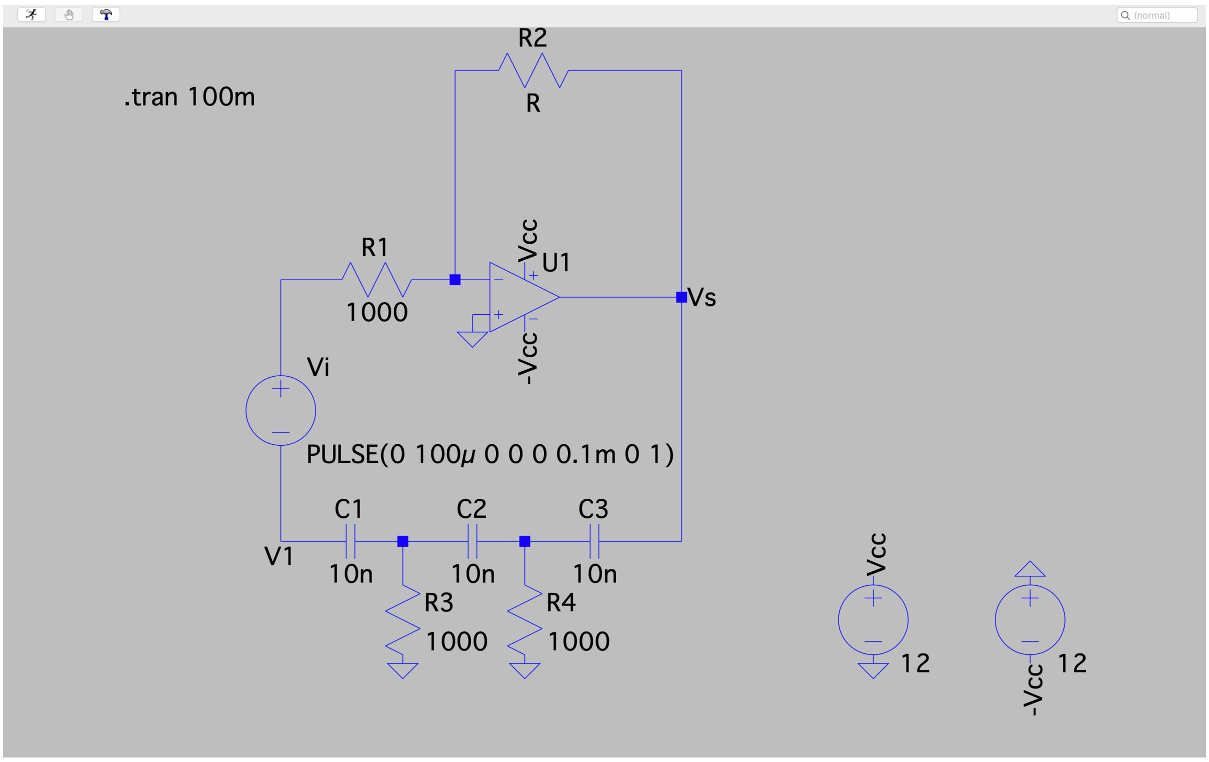
On peut donc avoir:

$$S(\omega_0) \approx \left|\frac{\Delta\varphi}{\Delta(f/f_0)}\right| = \left|\frac{-3{,}1442-(-3{,}1381)}{(6{,}5139376-6{,}4751568)/6{,}4975}\right| = 1{,}014$$

Ce qui est très proche de la valeur théorique 1,01 donnée dans le cours.

Créer sur LTspice le schéma de l'oscillateur complet (I1 toujours fermé), avec la source de tension de démarrage. On utilisera pour l'amplificateur opérationnel « UniversalOpamp2 »

On construit le schéma de l'oscillateur complet avec la source de tension de démarrage. Le schéma est montré ci-dessous.



Simuler temporellement le circuit et observer les trois régimes de fonctionnement en changeant la valeur de R_2. On utilisera pour cela une simulation de type « transient » sur une durée de 100 ms. Attention: le gain numérique peut être légèrement différent du gain théorique. Vérifier également que l'oscillateur oscille à la bonne fréquence

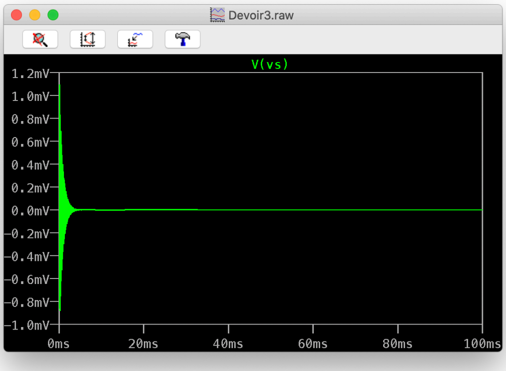
Pour simuler les trois régimes de fonctionnement $A\beta(j\omega) < 1$, $A\beta(j\omega) > 1$ et $A\beta(j\omega) = 1$. Puisque $\beta(j\omega) = -\dfrac{1}{29}$ et $A = -\dfrac{R_2}{R_1}$, le régime de fonctionnement dépend donc de la valeur de R_2, et la valeur théorique de R_2 pour que $A\beta(j\omega) = 1$ est 29kΩ. On teste alors des valeurs de R_2 correspondantes.

Régime de $A\beta(j\omega) < 1$:

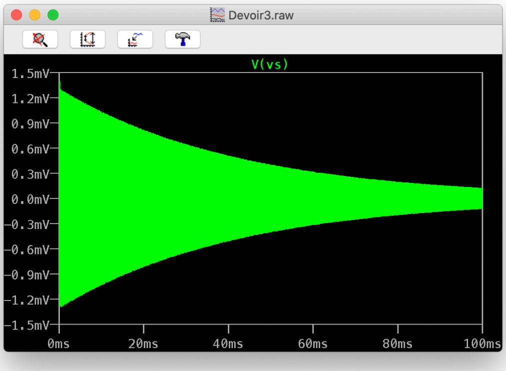
$R_2 = 10000\Omega$

$R_2 = 20000\Omega$

$R_2 = 25000\Omega$



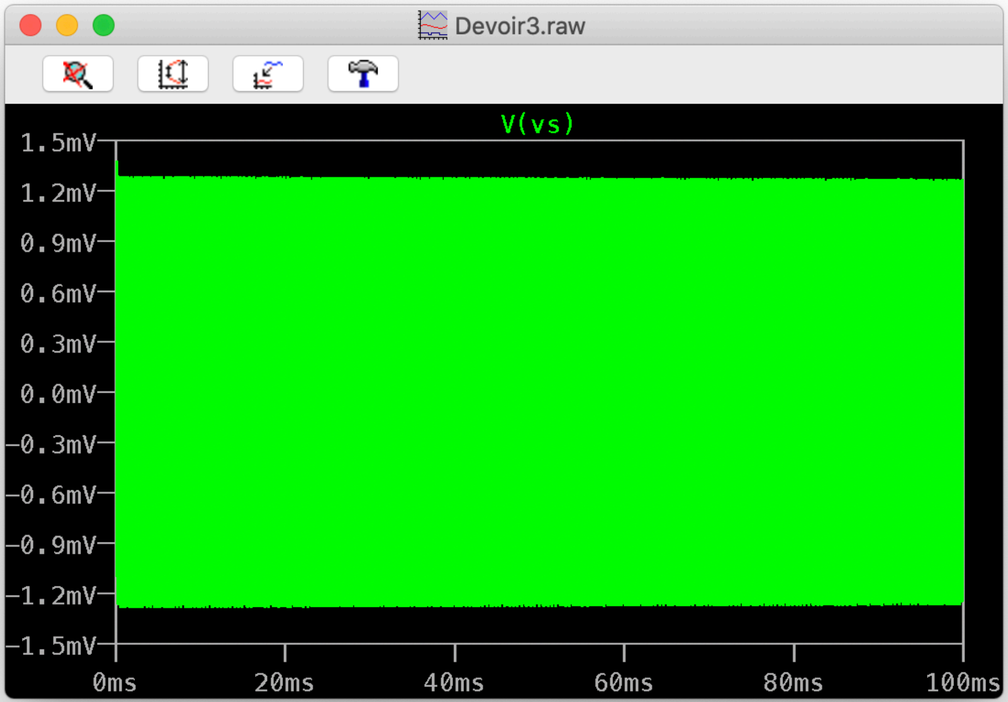
$R_2 = 29000\Omega$



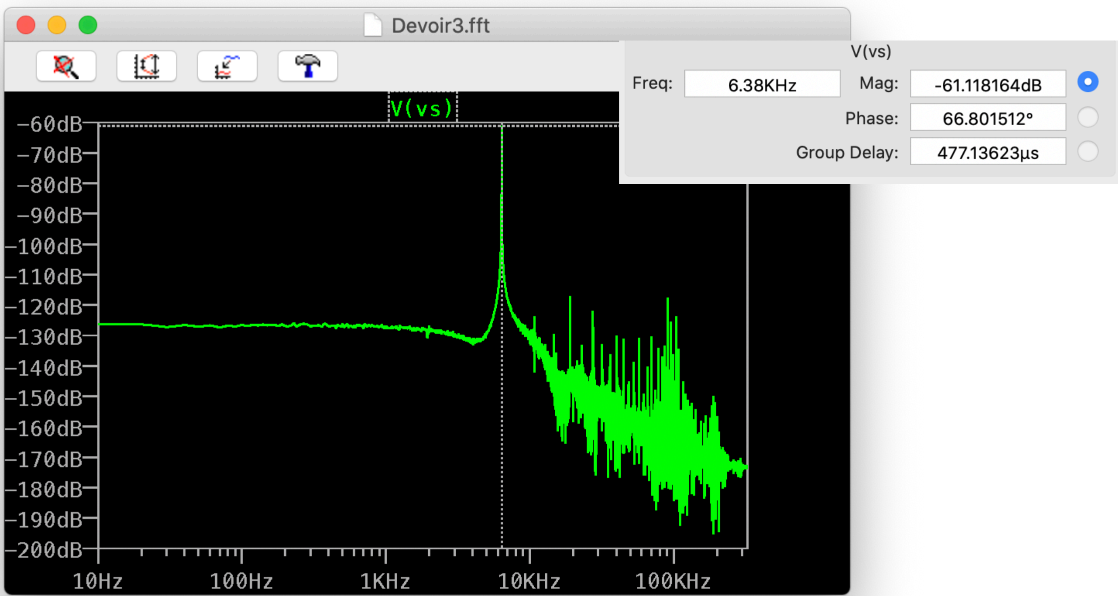
On peut voir que quand $A\beta(j\omega) < 1$, l'amplitude du signal de sortie V_s aura tendance à diminuer en tendant vers zéro. Il faut noter que pour $R_2 = 29000\Omega$, le signal de sortie tend encore vers zéro, à cause de la différence entre le gain numérique et le gain théorique. Il faut encore trouver une valeur de R_2 plus grande pour que $A\beta(j\omega) = 1$. Basé sur plusieurs essais, one trouve un résultat qui conforme à $A\beta(j\omega) = 1$, avec $R_2 = 29092\Omega$.

Régime de $A\beta(j\omega) = 1$:

$$R_2 = 29092\Omega$$



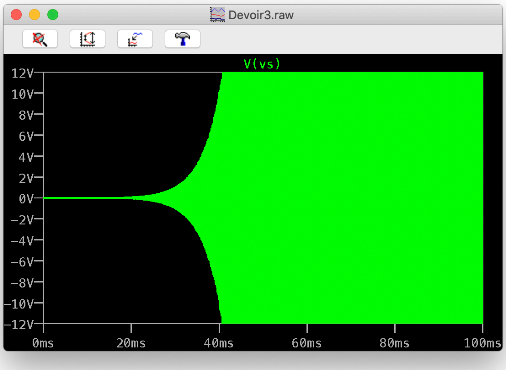
On peut voir que quand $A\beta(j\omega) = 1$, le signal de sortie V_s est oscillant et sinusoïdal. On obtient alors un oscillateur permanent. Pour vérifier la fréquence d'oscillation, on fait une transformation de Fourier du signal de sortie.



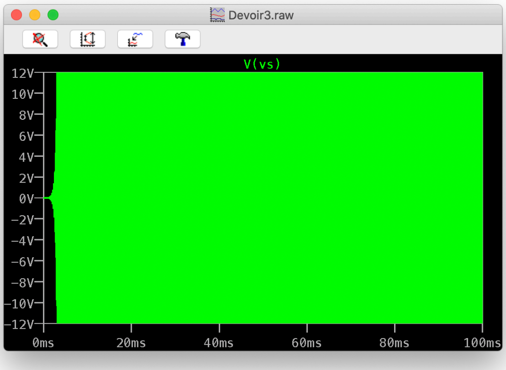
On peut voir de la figure que la fréquence d'oscillation mesurée est 6,38kHz, ce qui n'est pas très différente de la valeur théorique.

Régime de $A\beta(j\omega) > 1$:

$R_2 = 30000\Omega$



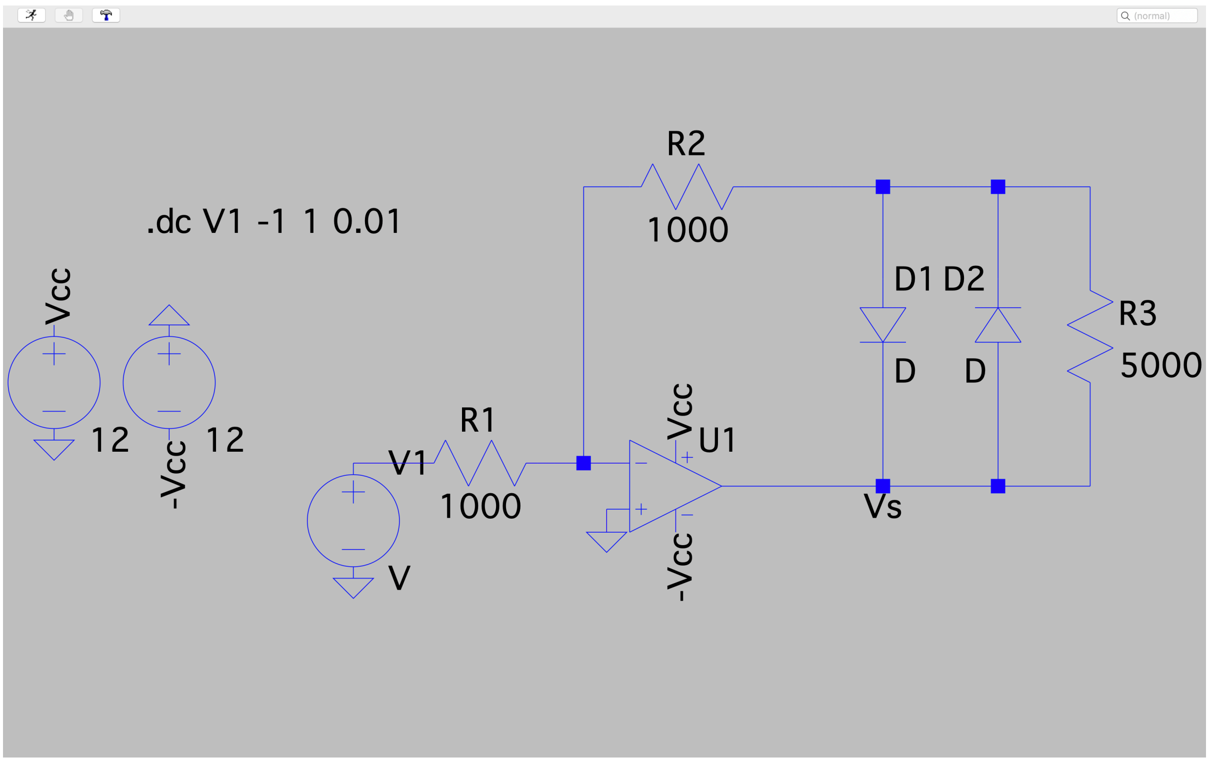
$R_2 = 50000\Omega$



On peut voir que quand $A\beta(j\omega) > 1$, L'amplitude du signal de sortie V_s augmente alors très rapidement jusqu'à entraîner la saturation de l'amplificateur.

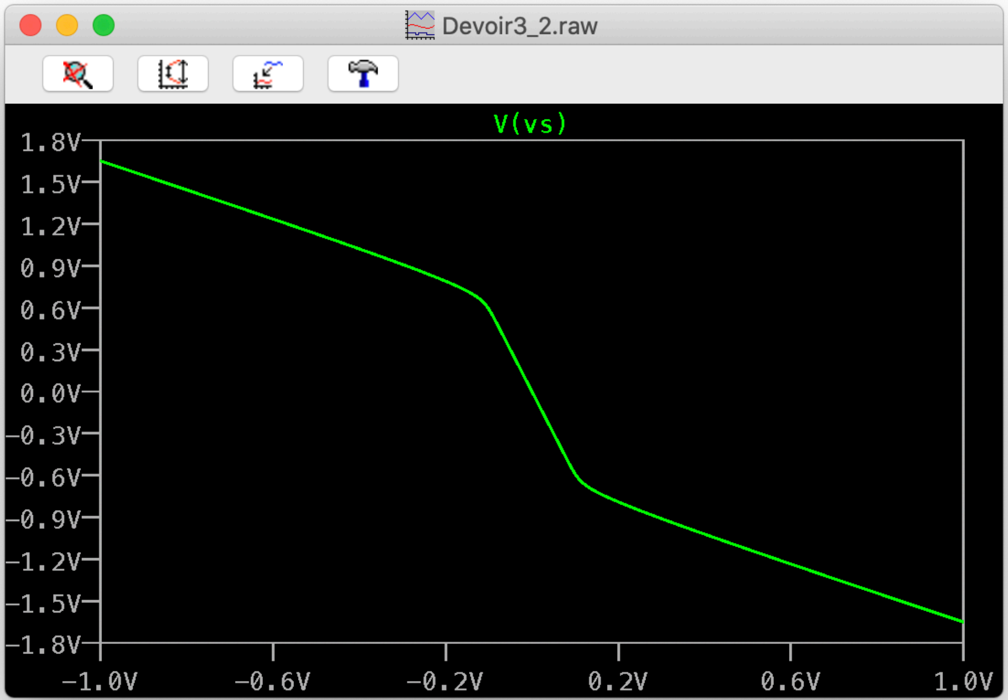
Créer le schéma de l'amplificateur opérationnel seul, avec I1 ouvert (on considère donc les diodes et la résistance de 5 kΩ) et une source de tension à l'entrée

Le schéma résultant est montré ci-dessous. Pour ne pas dépasser la limite de l'amplificateur opérationnel, on choisie une valeur de $R_2 = 1000\Omega$.



En utilisant une simulation de type « DC sweep », simuler la caractéristique $V_s = f(V_e)$ pour des tensions V_e comprises entre -1V et 1V, et observer la non-linéarité du gain introduite par les diodes

On fait une simulation de type « DC sweep ». Le résultat est montré ci-dessous:



On peut donc voir la non-linéarité du gain. Pour les faibles tensions d'entrée, le gain est plus élevé. Pour les hautes tensions d'entrée, le gain est plus faible. Il est alors plus facile d'obtenir la condition d'oscillation.