

# Rapport de cours de systèmes électroniques (Electronic Systems)

RH, ...

25/04/2025

## Contents

<b>1 TD Amplification</b>	<b>1</b>
1.1 Solution 2: Amplificateur opérationnel + amplificateur de puissance de classe B . . . . .	1
1.2 Solution 3: Amplificateur opérationnel + Amplificateur de puissance de classe AB . . .	3
<b>2 TP Synthèse de filtre</b>	<b>4</b>
2.1 Filtre passe-bas . . . . .	4
2.2 Filtre passe-bande . . . . .	5
2.3 filtre passe-bande à 1 amplificateur opérationnel	5
<b>3 TP: Oscillateur a déphaseur RC</b>	<b>6</b>
3.1 Fonction de transfert . . . . .	6
3.2 Étude numérique . . . . .	7
3.3 Étude des conditions de démarrage . . . . .	8
3.4 la non-linéarité du gain . . . . .	9
<b>4 TP Étude de la PLL CD4046B</b>	<b>9</b>
4.1 Plage de fréquences de fonctionnement . . .	9
4.2 Caractérisation du VCO . . . . .	9
4.3 Plage de capture et plage de verrouillage . .	10
4.4 Réponse en échelon . . . . .	11
<b>5 Annexe</b>	<b>11</b>
5.1 Résultats de plage de fonctionnement . . . .	11
5.2 Résultats de plage de capture et plage de verrouillage . . . . .	13

## 1 TD Amplification

Dans cette partie, notre objectif général est de concevoir un amplificateur audio. Les spécifications techniques de l'amplificateur sont les suivantes :

- Le signal d'entrée  $v_e(t)$  est un signal audio, dont la bande passante est comprise entre 20 Hz et 20 kHz ;
- La résistance d'entrée du circuit  $R_e$  doit être égale à 100 k ;
- La charge est un haut-parleur d'impédance  $R_L = 4 \Omega$  ;
- Pour un signal d'entrée de  $100 \text{ mV}_e$ , la puissance de sortie doit être de 20 W ;
- L'alimentation est symétrique, avec une tension de  $V = \pm 15 \text{ V}$ .

Dans ce rapport, nous mettrons en évidence les limites de la solution associant un amplificateur opérationnel à un amplificateur de puissance de classe B, puis nous présenterons la solution combinant un amplificateur opérationnel et un amplificateur de puissance de classe AB, qui répond essentiellement aux exigences. Cela correspond aux parties 2 et 3 du sujet initial, dans lesquelles nous discuterons plusieurs variantes de solutions.

### 1.1 Solution 2: Amplificateur opérationnel + amplificateur de puissance de classe B

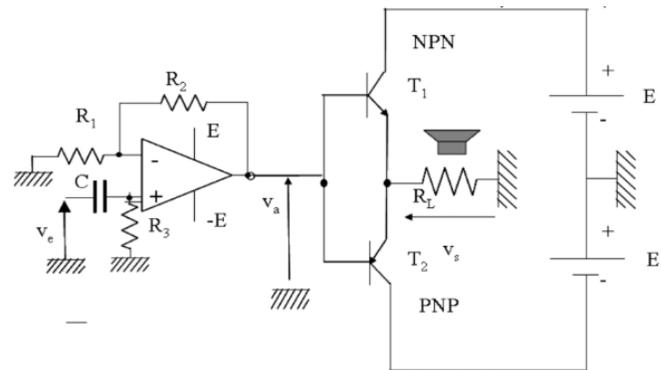


Figure 1. Schéma de l'amplificateur

Nous avons construit le circuit montré dans la figure, où l'amplificateur opérationnel a été remplacé par le AD820 requis.

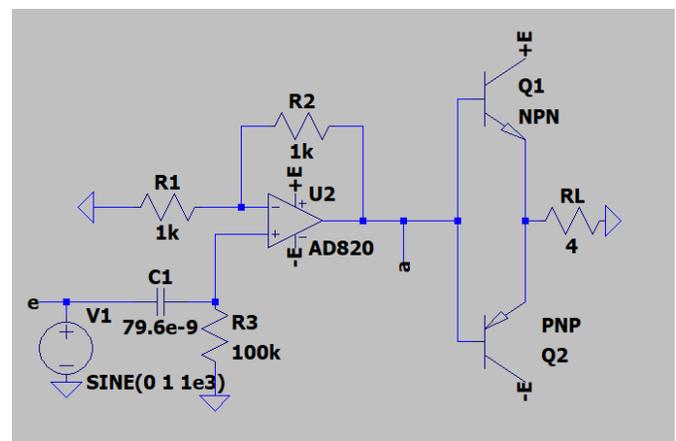
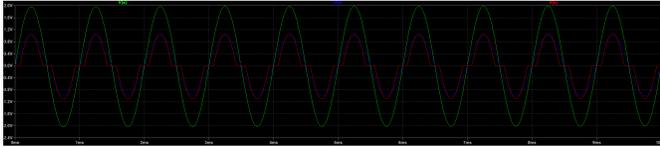


Figure 2. Schéma de la simulation de l'amplificateur

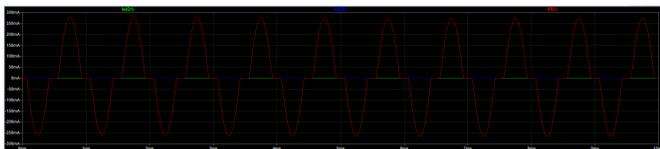
Nous effectuons ensuite une simulation et mesurons la tension d'entrée, la tension de sortie de l'amplificateur, la tension de sortie totale du circuit, le courant d'entrée et les courants de collecteur des deux transistors. Les résultats sont présentés ci-dessous.



**Figure 3.** Résultats de la simulation: tension d'entrée, tension de sortie de l'amplificateur, tension de sortie totale du circuit, Le graphique inclut une légende pour distinguer les différents signaux.



**Figure 4.** Résultats de la simulation: courants de collecteur des deux transistors

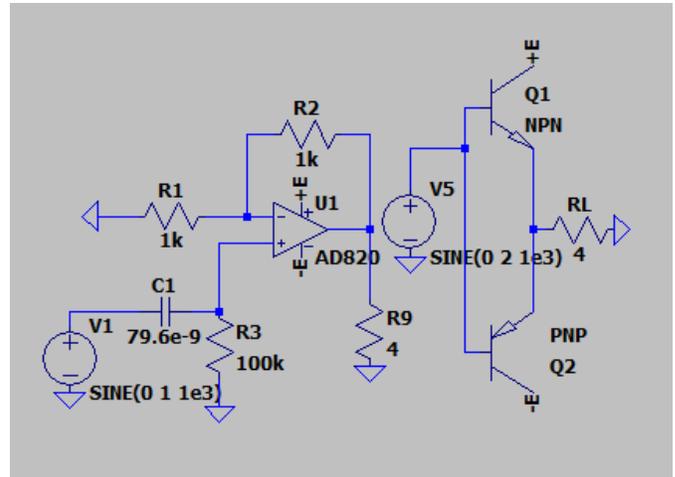


**Figure 5.** Résultats de la simulation: courant d'entrée

À partir des formes d'onde du courant de couple push-pull  $i_{T1}$  et  $i_{T2}$ , on peut observer une zone morte évidente près du point zéro du courant de sortie (aucun des deux transistors n'est conducteur). La tension de sortie  $v_s$  présente une région plate ou "en encoches" autour du croisement de zéro, ce qui indique que l'on utilise un étage de sortie purement de classe B (Class B output stage) sans polarisation  $V_{BE}$  (bias), ce qui empêche la transition continue entre les demi-périodes positives et négatives, entraînant ainsi une distorsion de croisement grave.

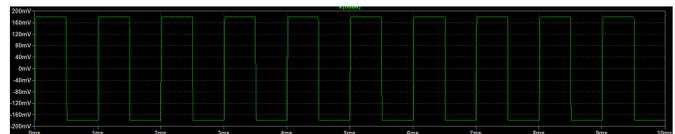
Outre le problème de distorsion, nous pouvons également observer que l'amplitude de la tension de sortie, en réalité, ne correspond pas à celle de la tension d'entrée connue, ce qui indique que le système n'a pas effectué d'amplification.

Selon les instructions données en cours, nous avons essayé de séparer les deux parties du signal de l'amplificateur afin de vérifier ce résultat.

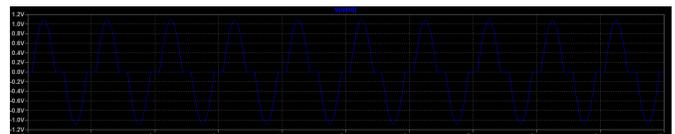


**Figure 6.** Schéma de la simulation de l'amplificateur séparé

Les signaux de sortie des deux amplificateurs sont respectivement présentés dans la figure ci-dessous.



**Figure 7.** Résultats de la simulation: tension de sortie de le premier amplificateur



**Figure 8.** Résultats de la simulation: tension de sortie de le second amplificateur

Nous pouvons observer que le signal de sortie de l'amplificateur opérationnel est manifestement anormal, ce qui confirme le résultat de notre première question, à savoir que le circuit de l'amplificateur opérationnel exige une charge supérieure à  $750 \Omega$ . De plus, l'amplificateur de puissance n'a effectivement pas rempli sa fonction d'amplification.

1.2 Solution 3: Amplificateur operationnel + Amplificateur de puissance de classe AB

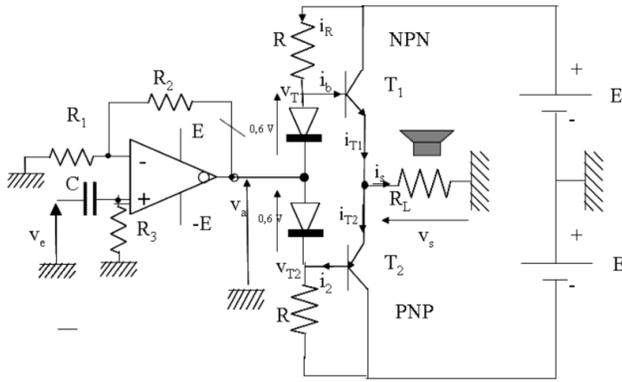


Figure 9. Schéma de l'amplificateur

Dans cette section, nous effectuons la simulation en utilisant le schéma de circuit suivant. De même, l'amplificateur opérationnel a été remplacé par l'AD820.

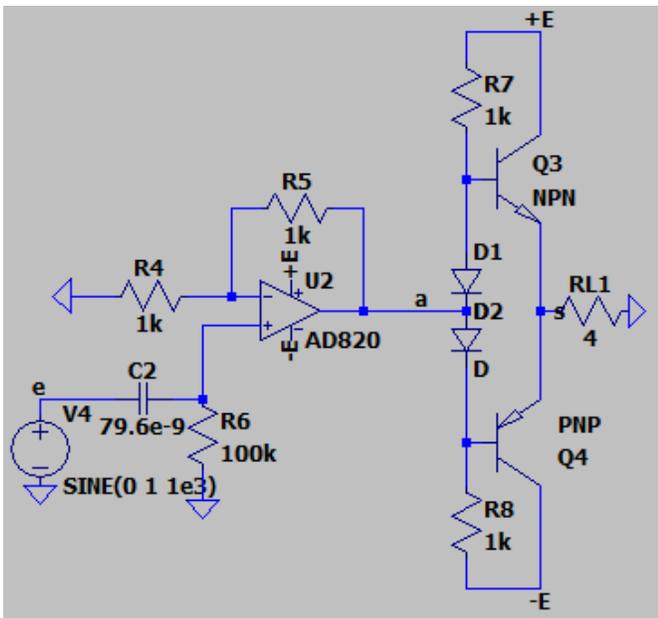


Figure 10. Schéma de la simulation de l'amplificateur

Résultats de la mesure de la simulation:

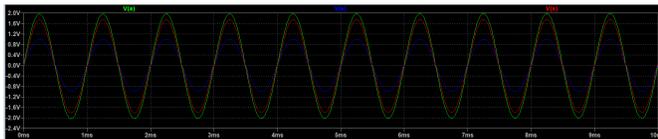


Figure 11. Résultats de la simulation: tension d'entrée, tension de sortie de l'amplificateur, tension de sortie totale du circuit

On peut observer que le signal a été correctement amplifié.

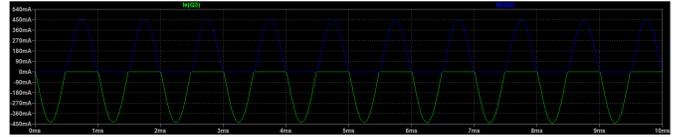


Figure 12. Résultats de la simulation: courants de collecteur des deux transistors

On peut également observer que les signaux aux extrémités réfléchies des deux transistors s'accordent bien, et que le signal de sortie est pratiquement sans distorsion.

Ce qui précède constitue la partie simulation du TD1.

## 2 TP Synthèse de filtre

L'objectif de cette section est de réaliser une vérification numérique des performances des filtres passe-bas et passe-bande conçus dans le cadre du cours et des exercices après-cours à l'aide de LTSpice.

Nous commencerons par vérifier les performances du filtre passe-bas, dont les données proviennent de la partie filtre du TD ; ensuite, nous vérifierons les performances du filtre passe-bande, dont les données proviennent des exemples vus en cours.

### 2.1 Filtre passe-bas

Les cahiers des charges du filtre passe-bas étudié sont présentés dans le tableau ci-dessous.

Type de filtre	Passe-bas
Fréquence de coupure	1 kHz
Début de bande d'arrêt (BA)	4 kHz
Atténuation minimale dans la BA	45 dB
Contrainte	Amplitude la plus plate possible dans la BP

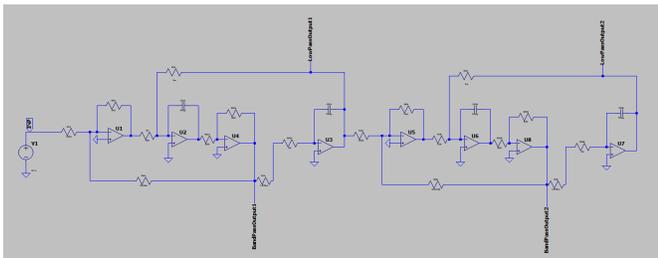
**Table 1**

Caractéristiques du filtre

Pour le filtre passe-bas, d'après nos résultats de calcul, nous souhaitons réaliser un filtre de Butterworth de quatrième ordre afin de satisfaire à l'exigence d'une amplitude aussi plate que possible. Par conséquent, nous devrions utiliser deux structures Biquad.

La première structure Biquad devrait avoir les résistances suivantes :  $R_1 = 400 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 2 \text{ M}\Omega$ ,  $R_3 = 522.6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 1.995 \text{ M}\Omega$ . La deuxième structure Biquad utilise les résistances  $R_1 = 400 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 2 \text{ M}\Omega$ ,  $R_3 = 216.48 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 1.995 \text{ M}\Omega$ .

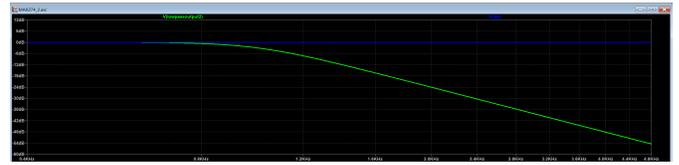
Nous avons utilisé le schéma de circuit montré ci-dessous pour effectuer la simulation, lequel contient, comme mentionné ci-dessus, deux structures Biquad.



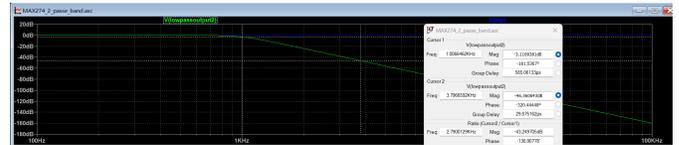
**Figure 13.** Schéma de la simulation du filtre passe-bas

Nous nous concentrons sur la partie de sortie du deuxième module Biquad, et les résultats obtenus sont les suiv-

ants :



**Figure 14.** Résultats de la simulation: tension d'entrée et tension de sortie du filtre passe-bas en dB



**Figure 15.** Résultats de la simulation: tension d'entrée et tension de sortie du filtre passe-bas avec valeurs

On peut voir que le circuit est bien un filtre passe-bas, et que la réponse en fréquence est conforme à la spécification. En effet, on observe une atténuation de 3 dB à 1 kHz, et une atténuation de 45 dB à 4 kHz. De plus, la réponse en phase est conforme à la spécification.

Bien que l'énoncé semble exiger l'utilisation d'un seul élément Biquad pour le test, nous n'obtenons en réalité pas de sortie correspondante. Ici, nous utilisons directement les valeurs des deux éléments Biquad pour effectuer la simulation séparément, afin de démontrer qu'un seul élément Biquad ne peut pas réaliser la fonctionnalité souhaitée, bien que cela ne soit pas strictement rigoureux.



**Figure 16.** Schéma de la simulation du filtre passe-bas avec un seul Biquad

Il est possible de vérifier qu'un seul élément Biquad ne peut pas réaliser un filtre passe-bas.

Donc, nous avons vérifié que le filtre passe-bas de quatrième ordre, obtenu à partir des valeurs calculées en cours, satisfait aux cahiers des charges.

## 2.2 Filtre passe-bande

Les cahiers des charges du filtre passe-bande étudié sont présentés dans le tableau ci-dessous.

Type de filtre	Passe-bande
Fréquence centrale	10 kHz
Bande passante (BP)	$B = 1$ kHz
Bande d'atténuation (BA)	$B = 3$ kHz
Atténuation minimale dans la BA	10 dB
Contrainte	Amplitude la plus plate possible dans la BP

Table 2

Caractéristiques du filtre

D'après les résultats du TD, nous avons conçu un filtre de Butterworth de deuxième ordre afin de satisfaire à l'exigence d'une amplitude aussi plate que possible. Par conséquent, nous utilisons une structure Biquad. Les valeurs des résistances sont les suivantes :  $R_1 = 400$  k $\Omega$ ,  $R_2 = 200$  k $\Omega$ ,  $R_3 = 400$  k $\Omega$ ,  $R_4 = 195$  k $\Omega$ .

Nous avons utilisé le schéma de circuit montré ci-dessous pour effectuer la simulation, qui contient une structure Biquad.

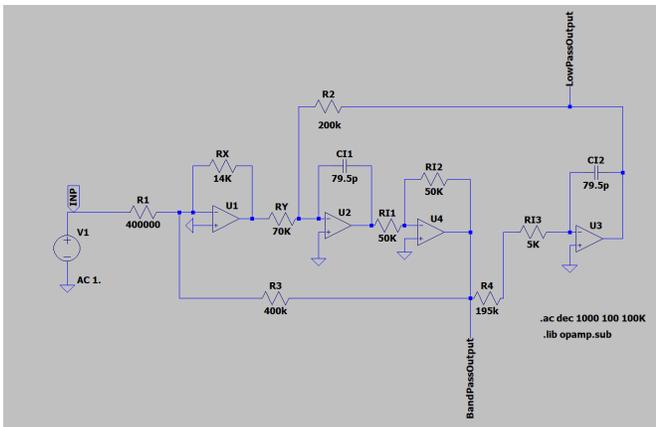


Figure 17. Schéma de la simulation du filtre passe-bande

Nous nous concentrons sur la partie de sortie du pass bande, et les résultats obtenus sont les suivants :

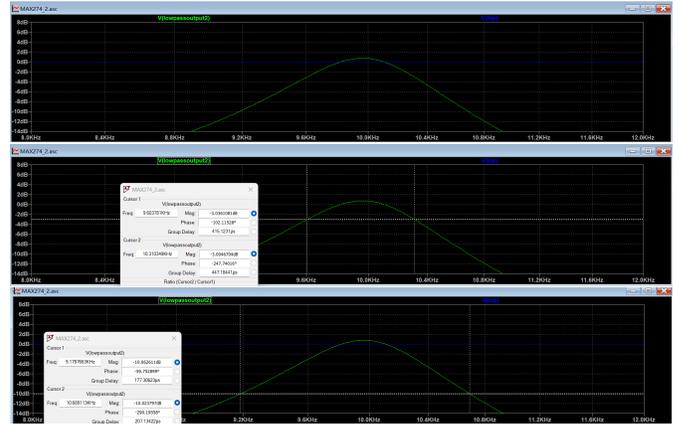


Figure 18. Résultats de la simulation: tension d'entrée et tension de sortie du filtre passe-bande en dB

On peut voir que le circuit est bien un filtre passe-bande, et que la réponse en fréquence ne satisfait pas la spécification. En effet, on observe une fréquence centrale de 10 kHz, et une bande passante moins de 1 kHz.

Ces résultats sont conformes aux exigences du cahier des charges, ce qui prouve la validité des données du TD.

## 2.3 filtre passe-bande à 1 amplificateur opérationnel

Dans le TD, nous avons également calculé un filtre passe-bande à 1 amplificateur opérationnel. Nous allons ici vérifier sa validité.

Ce filtre partage le même cahier des charges que celui de la section précédente.

Nous avons utilisé le schéma de circuit montré ci-dessous pour effectuer la simulation.

Pour cette structure, nous utilisons les paramètres suivants :  $R_1 = 2C_{1o}$ ,  $RC_{2o} = 2000$  k $\Omega$ ,  $C_1 = C_3 = C_{1o} = 79.2$  pF,  $C_2 = C_{2o} = 31.8$  nF,  $R_2 = R_3 = R = 10$  k $\Omega$ .

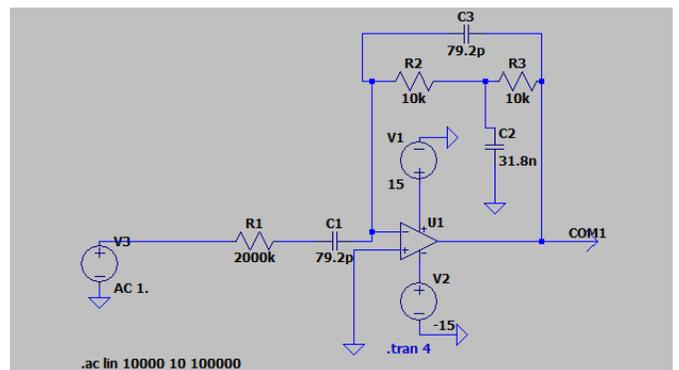
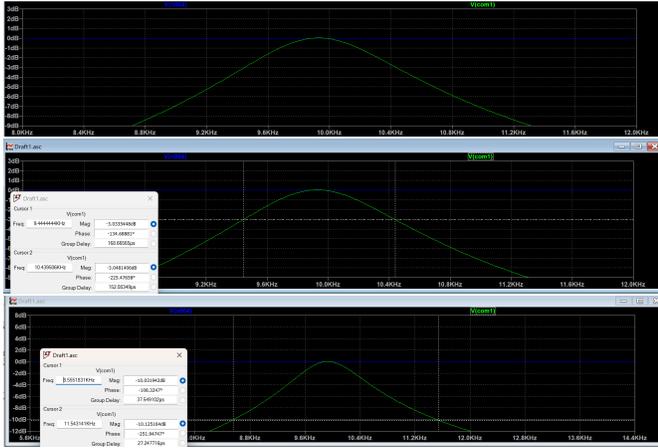


Figure 19. Schéma de la simulation du filtre passe-bande à 1 amplificateur opérationnel

Nous nous concentrons sur la partie de sortie du pass bande, et les résultats obtenus sont les suivants :



**Figure 20.** Résultats de la simulation: tension d'entrée et tension de sortie du filtre passe-bande à 1 amplificateur opérationnel en dB

Donc, il s'agit d'un filtre passe-bande, dont la réponse en fréquence est conforme aux spécifications. En effet, une fréquence centrale de 10 kHz est observée, ainsi qu'une bande passante de 1 kHz. De plus, une atténuation de 10 dB est constatée à 3 kHz dans la bande d'atténuation.

Nous avons également vérifié la réponse en phase, qui est conforme aux spécifications.

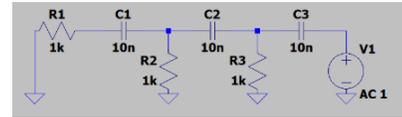
### 3 TP: Oscillateur a déphaseur RC

Cette section se concentre sur l'étude du générateur à déphasage RC. Nous commencerons par effectuer des calculs théoriques pour démontrer la fonction de transfert du filtre RC dans l'oscillateur à déphaseur RC. Ensuite, nous procéderons à la conception et au calcul des paramètres des composants dans le circuit de l'oscillateur à déphaseur RC pour initier l'oscillation et vérifier les trois modes différents. Parallèlement, nous discuterons également de certaines propriétés de l'oscillateur de Wien, comme mentionné en cours.

#### 3.1 Fonction de transfert

Dans cette section, nous démontrerons les formules de la fonction de transfert des parties filtrantes des deux oscillateurs.

Commençons par discuter de l'oscillateur à déphaseur RC.



**Figure 21.** Schéma de l'oscillateur à déphaseur RC

On note qu'il y a 4 nœuds dans le circuit :

- l'entrée du circuit, supposée que  $V_0$  est la tension d'entrée,
- 2 nœuds intermédiaires, notés  $V_1$  et  $V_2$  sont les tensions,
- la sortie du circuit, notée  $V_3$  est la tension de sortie.

On a  $\beta = \frac{V_3}{V_0}$ .

Utilisons le théorème de Kirchhoff, on obtient :

$$\begin{cases} (1 + 2x)V_1 - xV_2 = xV_0, \\ xV_1 - (1 + 2x)V_2 + xV_3 = 0, \\ xV_2 - (1 + x)V_3 = 0. \end{cases}$$

avec  $x = j\omega RC$ .

Pour simplifier, on démontre seulement la première équation, les autres sont les mêmes.

Pour le nœud de tension  $V_1$ , il y a 3 branches :

- la branche de gauche, C, notée l'intensité de courant  $I_1$ ,
- la branche de droite, C, notée l'intensité de courant  $I_2$ ,
- la branche du bas, R, notée l'intensité de courant  $I_3$ .

On a  $I_1 = C \frac{d(V_1 - V_0)}{dt}$ , et en faisant la transformation de Laplace, on a  $I_1 = j\Omega C(V_1 - V_0)$ .

De même, on a  $I_2 = j\Omega C(V_1 - V_2)$  et  $I_3 = \frac{V_1}{R}$ .

Avec la loi de Kirchhoff, on a  $I_1 + I_2 + I_3 = 0$ .

Donc, on obtient :

$$\frac{V_1}{R} + j\Omega C(V_1 - V_0) + j\Omega C(V_1 - V_2) = 0.$$

En notant  $x = j\Omega RC$ , on obtient l'équation 1.

Après, on fait la même chose pour les autres équations, et on obtient l'équation 2 et 3.

Et on essaie de résoudre le système d'équations :

$$\begin{pmatrix} 1+2x & -x & 0 \\ x & -(1+2x) & x \\ 0 & x & -(1+x) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} xV_0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

On obtient :

$$V_3 = \frac{x^3}{x^3 + 6x^2 + 5x + 1} V_0, \quad \beta = \frac{V_3}{V_0} = \frac{x^3}{x^3 + 6x^2 + 5x + 1}.$$

En remplaçant  $x$  par  $j\omega RC$ , on a :

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

D'où le résultat.

Ensuite, nous utiliserons des principes similaires pour calculer la fonction de transfert du filtre de l'oscillateur de Wien.

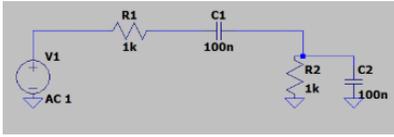


Figure 22. Schéma de l'oscillateur de Wien

Cette partie est beaucoup plus simple. Nous connaissons l'impédance de chaque section, nous pouvons donc directement écrire la fonction de transfert en fonction de la fréquence complexe.

$$H(s) = \frac{\frac{R}{1+s}}{R\left(1 + \frac{1}{s}\right) + \frac{R}{1+s}} = \frac{s}{s^2 + 3s + 1}.$$

Donc,

$$\beta(j\omega) = \frac{j\omega RC}{1 - (\omega RC)^2 + j3\omega RC}.$$

### 3.2 Étude numérique

Dans cette section, nous commencerons par simuler la réponse en fréquence de la structure du filtre, puis nous dériverons théoriquement la fréquence d'oscillation et le gain minimum de l'oscillateur, et nous comparerons les résultats théoriques avec les résultats simulés. Nous évaluerons ensuite la stabilité de l'oscillateur.

De même, dans cette section, nous nous concentrerons principalement sur l'oscillateur à déphaseur RC, mais nous introduirons également la partie concernant l'oscillateur de Wien.

Tout d'abord, voici les résultats de la simulation de l'oscillateur à déphaseur RC. Le schéma du circuit simulé a déjà été donné dans la section précédente, et nous le redessinerons avec les résultats ici.

Les résultats de la simulation sont les suivants :

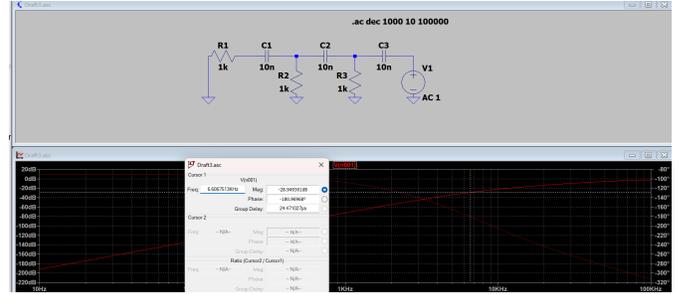


Figure 23. Résultats de la simulation: la réponse en fréquence de la structure du filtre de l'oscillateur à déphaseur RC

Il est à noter qu'à un déphasage de  $-\pi$ , l'amplitude atteint  $-29$  dB, soit environ  $1/29$ , et la fréquence correspondante est d'environ  $6.5$  kHz.

Nous procédons ensuite aux calculs théoriques.

On a  $\beta(j\omega_0) \in \mathbb{R}$ , donc on a :

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

Donc,

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6RC}} = \frac{1}{2\pi f_0}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}} = 6.5 \text{ kHz}.$$

Il faut que  $A\beta(j\omega_0) = 1$ , donc on a :

$$A = 1 - \frac{5}{|\beta(j\omega)|} = 29.$$

Cela correspond essentiellement à nos résultats de simulation.

Après avoir obtenu ces résultats, nous évaluerons sa stabilité.

On prend 2 points à proximité de  $f_0$  :

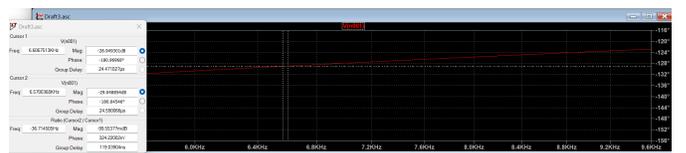


Figure 24. 2 points à proximité de  $f_0$  sur le réponse en fréquence

La différence de la phase :

$$\begin{aligned}\Delta\phi &= \phi_1 - \phi_2 = -180.96968^\circ - (-180.64546^\circ) \\ &= -0.32422^\circ \approx -0.0056597 \text{ rad.}\end{aligned}$$

La différence de  $\Omega$  :

$$\begin{aligned}\Delta f &= f_1 - f_2 = 6606.7513 - 6570.0368 = 36.7145 \text{ Hz,} \\ \Delta\omega &= 2\pi\Delta f \approx 2\pi \times 36.7145 \approx 230.74 \text{ rad/s.}\end{aligned}$$

On a :

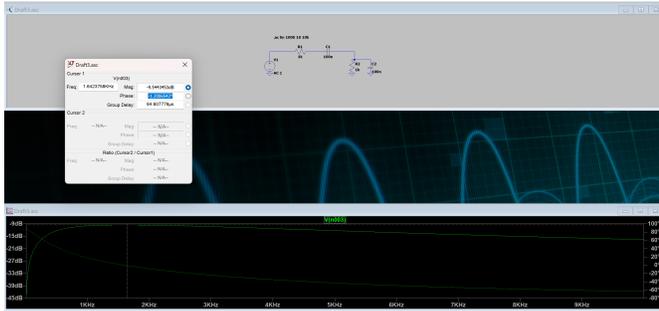
$$\frac{d\phi}{d\omega} \approx \frac{-0.0056597}{230.74} \approx -2.45 \times 10^{-5} \text{ s.}$$

La stabilité :

$$S(\omega_0) = \left| \omega_0 \cdot \frac{d\phi}{d\omega} \right| = S(\omega_0) \approx 4.1398 \times 10^4 \times 2.45 \times 10^{-5} \approx 1.015.$$

Cela donne presque 1.01, c'est presque le résultat du cours.

Nous avons également effectué une simulation de l'oscillateur de Wien, et les résultats sont présentés ci-dessous.



**Figure 25.** Résultats de la simulation: la réponse en fréquence de la structure du filtre de l'oscillateur de Wien

Il est à noter qu'à un déphasage de 0, l'amplitude atteint -9.5 dB, soit environ 1/3, et la fréquence correspondante est d'environ 1.64 kHz.

Nous procédons ensuite aux calculs théoriques.

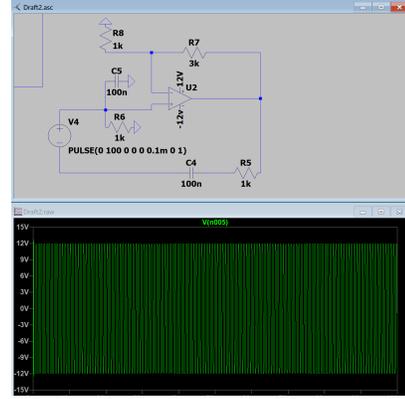
On a  $\beta(j\omega_0) \in \mathbb{R}$ , donc on a  $1 - (\Omega_0 RC) = 0$ , donc on a  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ .

et,

$$A(j\omega) = A_0 = \frac{1}{\beta(j\omega_0)} = 3$$

donc on a  $R_2 = 2R_1$ .

Comme nous ne discuterons pas de l'oscillateur de Wien dans la section suivante, nous donnerons directement les résultats de l'oscillation stable ici.

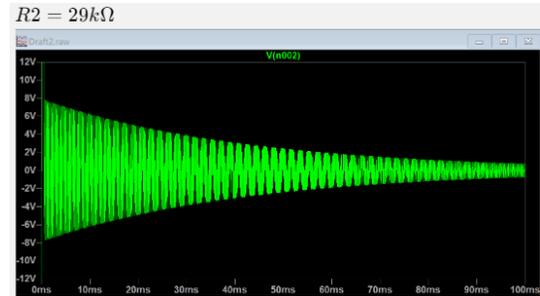


**Figure 26.** Résultats de la simulation: l'oscillation stable de Wien

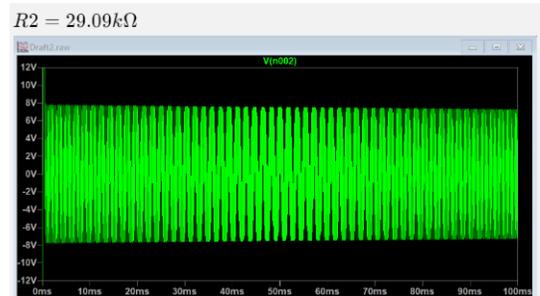
### 3.3 Étude des conditions de démarrage

Dans cette section, nous étudierons trois cas de démarrage. Dans cette partie, étant donné que cela ne dépend en réalité pas de la construction spécifique de l'oscillateur, nous concentrerons uniquement sur le cas de l'oscillateur à déphaseur RC.

Voici directement les trois états de fonctionnement.



**Figure 27.** Résultats de la simulation:  $R_2 = 29k\Omega$



**Figure 28.** Résultats de la simulation:  $R_2 = 29.09k\Omega$

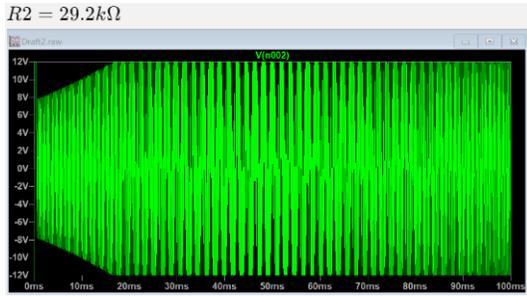


Figure 29. Résultats de la simulation:  $R_2 = 29.2k\Omega$

Nous mesurons la fréquence en état stable.

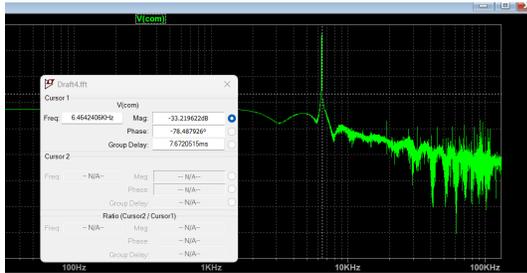


Figure 30. Résultats de la simulation: la fréquence en état stable

On peut voir que la fréquence d'oscillation est en accord avec nos résultats de calcul.

### 3.4 la non-linéarité du gain

Nous observons brièvement le gain non linéaire introduit par les diodes.

Le schéma du circuit utilisé pour la simulation et les résultats de la simulation sont présentés dans le graphique ci-dessous. À partir de ce graphique, nous pouvons observer la source de non-linéarité.

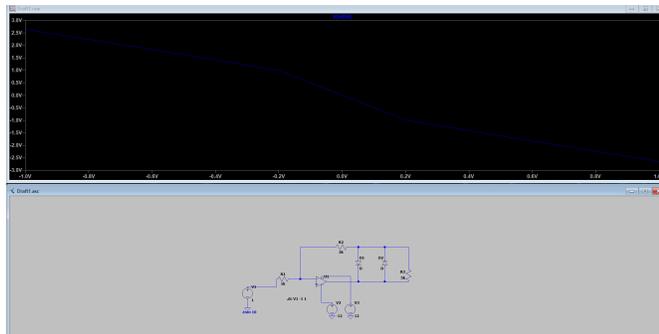


Figure 31. Résultats de la simulation: la non-linéarité du gain

## 4 TP Étude de la PLL CD4046B

Dans cette section, nous allons exploiter et vérifier plusieurs caractéristiques du PLL CD4046B.

Tout d'abord, nous déterminerons la plage de fréquences de fonctionnement, puis nous explorerons la relation entre le VCO et  $f_{VCO}$ . Ensuite, nous tenterons de mesurer la plage de capture et la plage de verrouillage. Enfin, nous étudierons la réponse en échelon du PLL et analyserons ses performances dynamiques.

### 4.1 Plage de fréquences de fonctionnement

Nous confirmons, pour une capacité  $C_1 = 1\text{ nF}$  et des résistances  $R_1 = 10\text{ k}\Omega$  et  $R_2 = \infty$ , la plage de fonctionnement du VCO.

Dans l'énoncé, il est supposé que  $V_{DD} = 10\text{ V}$  et  $V_{SS} = 0\text{ V}$ . Nous savons que  $V_{COin} \in [V_{SS}, V_{DD}]$ . En utilisant  $V_{DD} = 10\text{ V}$  et en se référant à la Fig. 7, Fréquence centrale typique en fonction de la capacité  $C_1$ ;  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ ;  $V_{COIN}$  à  $\frac{1}{2}V_{DD}$ ;  $INH$  à  $V_{SS}$ ;  $R_2 = \infty$ , on obtient  $f_0 = 8 \times 10^4$ .

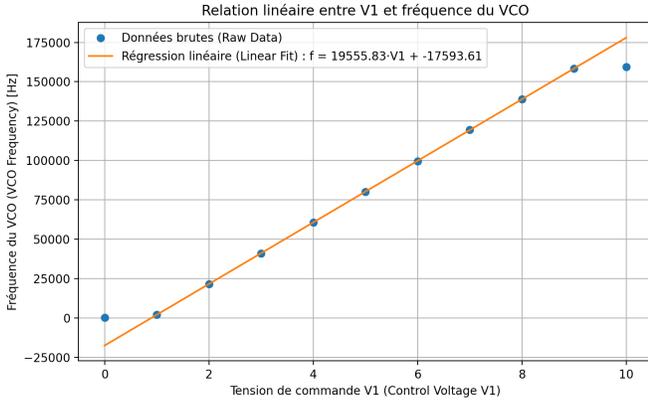
Comme  $R_2 = \infty$ , c'est dans le mode VCO sans décalage de fréquence (VCO without frequency offset),  $f_{max} = 2 \times f_0 = 1.6 \times 10^5$  et  $f_{min} = 0$ .

### 4.2 Caractérisation du VCO

Nous introduisons les fréquences minimale  $f_{min} = 1 \times 10^2$  et maximale  $f_{max} = 1.6 \times 10^5$  dans les caractéristiques du VCO du modèle LTspice (fichier de simulation CD4046B VCO.asc), puis nous ajoutons les résistances et condensateurs spécifiés dans l'énoncé.

Nous vérifions les résultats de simulation. La tension d'entrée  $V_1$  est balancée de 0 V à 10 V par paliers de 1 V, et nous utilisons la fonction FFT de LTspice pour mesurer la fréquence de sortie  $f_{VCO}$  du VCO.

Étant donné le grand nombre de schémas de circuit et de résultats de simulation, ceux-ci sont présentés en annexe 5.1. Nous présentons directement le graphique de la relation tension-fréquence ici.



**Figure 32.** Relation entre la tension d'entrée et la fréquence de sortie du VCO

On observe que, pour  $V_1$ , c'est-à-dire la tension d'entrée du VCO, dans la plage de 1 V à 9 V, la relation entre la tension d'entrée  $V_1$  et la fréquence de sortie du VCO est linéaire. En dehors de cette plage, la caractéristique présente un comportement de saturation.

La relation linéaire peut s'écrire :

$$f_{VCO} = 19,56 \text{ kHz} \times V_1 - 17,59$$

### 4.3 Plage de capture et plage de verrouillage

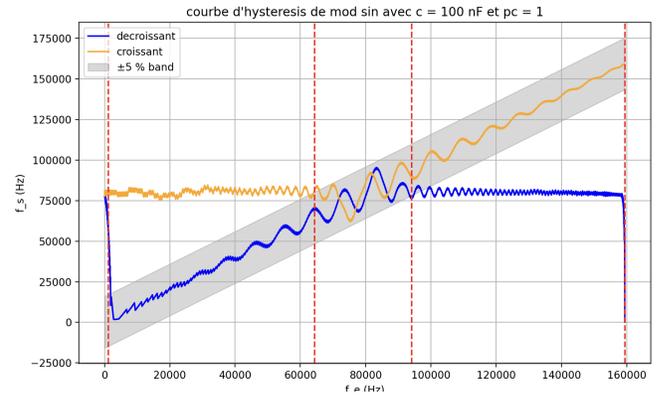
Dans cette section, nous prévoyons d'effectuer des simulations sur les fichiers CD4046B *sweep croissant.asc* et CD4046B *sweep décroissant.asc*. Pour chaque fichier, nous avons initialement l'intention de tester  $C_2 = 10 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 100 \text{ nF}$  et deux comparateurs, ce qui devait générer quatre ensembles de données.

Cependant, dans le cas  $C_2 = 10 \text{ nF}$  avec le comparateur PC2, la simulation se bloque, de sorte que nous n'obtenons finalement que six ensembles de données.

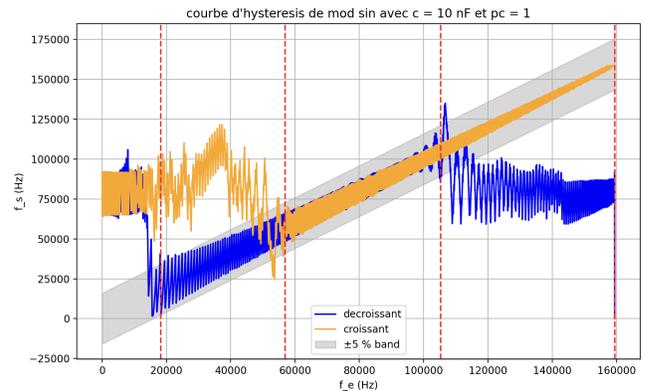
Par ailleurs, nous avons complété ces mesures par deux ensembles supplémentaires en utilisant un générateur de signaux sinusoïdaux et le comparateur PC1 (l'emploi de PC2 bloquant également la simulation).

Huit ensembles de données ont ensuite été exportés au format *.txt* et retracés à l'aide de Python. Les graphiques correspondants sont présentés en annexe 5.2.

Pour le cas des deux signaux sinusoïdaux, nous les avons divisés en parties ascendante et descendante ; les courbes  $f_e - f_s$  correspondantes ont été tracées sur un même graphique avec des couleurs différentes. Pour  $C_2 = 10 \text{ nF}$  et  $C_2 = 100 \text{ nF}$ , les tracés sont présentés dans la figure ci-dessous.



**Figure 33.** Plage de capture et plage de verrouillage avec  $C_2 = 100 \text{ nF}$  et pc1



**Figure 34.** Plage de capture et plage de verrouillage avec  $C_2 = 10 \text{ nF}$  et pc2

On peut constater que pour  $C = 10 \text{ nF}$ , la plage de capture est approximativement [77 kHz, 105 kHz] et la plage de verrouillage est environ [19,7 kHz, 160 kHz]. Pour  $C = 100 \text{ nF}$ , la plage de capture est approximativement [65 kHz, 95 kHz] et la plage de verrouillage est [0 kHz, 160 kHz].

En raison de l'extrême bizarrerie des résultats des parties ascendante et descendante, ainsi que des blocages fréquents, il nous est difficile d'interpréter leurs caractéristiques. Les deux séries de résultats obtenues dans cette configuration avec PC1 sont également présentées en annexe 5.2.

Le seul jeu de résultats obtenu avec le comparateur PC2 est présenté ci-dessous.

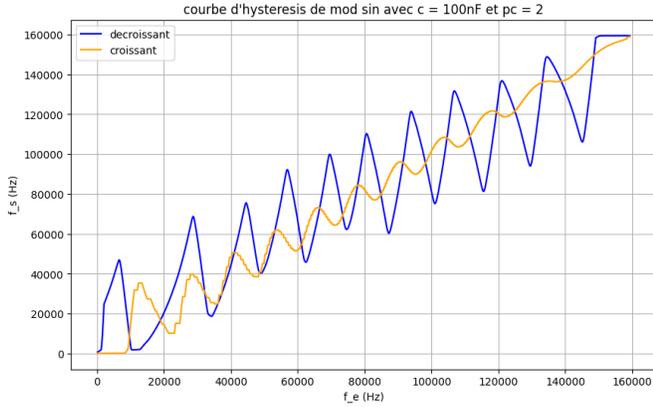


Figure 35. Plage de capture et plage de verrouillage avec  $C_2 = 100$  nF et  $pc2$

Dans ce cas, il est difficile de déterminer la plage de capture et la plage de verrouillage ; si l' on doit absolument en fournir, on peut considérer que ces deux plages sont [0 kHz, 160 kHz].

#### 4.4 Réponse en échelon

Dans cette section, nous allons simuler la réponse en échelon du CD4046B afin d' analyser les performances dynamiques du PLL.

Étant donné que la simulation se bloque également, nous ne pouvons discuter que des résultats obtenus pour  $C_2 = 100$  nF avec le comparateur PC1. Les résultats de la simulation sont présentés dans la figure ci-dessous.



Figure 36. Réponse en échelon  $C_2 = 100$  nF et  $pc1$

On en déduit à partir de la figure que  $t_{10\%} = 748,13 \mu s$ .

Nous utilisons un filtre RC passe-bas du premier ordre dont la fonction de transfert est :

$$H(s) = \frac{1}{1 + s\tau}, \quad \tau = R_3 C_2$$

Par conséquent, la constante de temps est :

$$\tau = R_3 \times C_2 = 1.8 \text{ k} \times 100 \text{ nF} = 180 \mu s$$

Pour ce type de filtre, on a

$$1 - \exp\left(-\frac{t_{10\%}}{\tau}\right) = 0,9 \quad \Rightarrow \quad t_{10\%} = 414 \mu s$$

On constate que le PLL est manifestement lent.

## 5 Annexe

### 5.1 Résultats de plage de fonctionnement

Schémas de circuit:

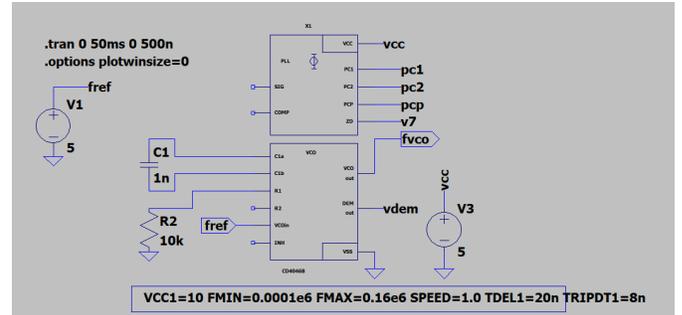


Figure 37. Schéma de la plage de fonctionnement

### Résultats de simulation

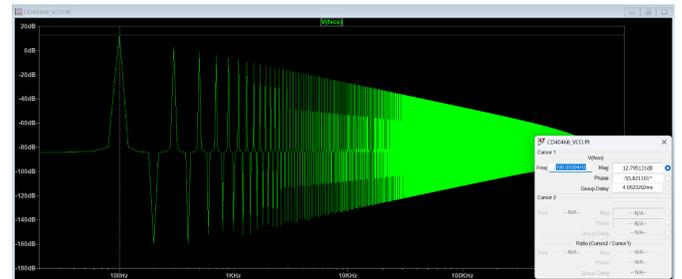


Figure 38. Résultats:  $V_1 = 0$

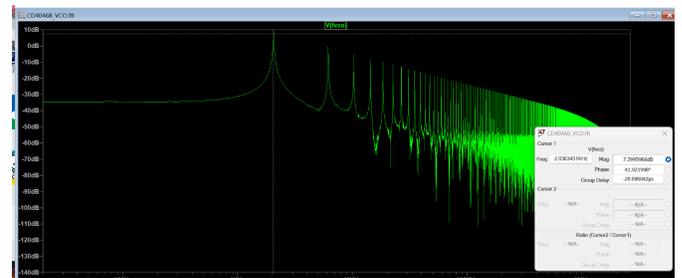


Figure 39. Résultats:  $V_1 = 1$

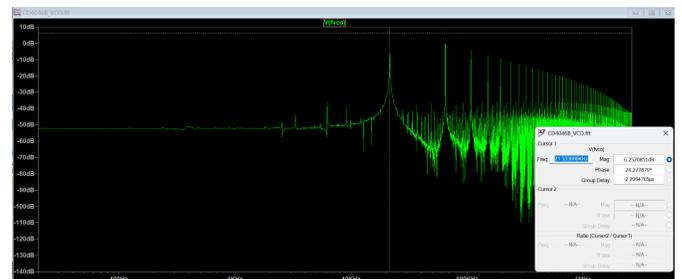


Figure 40. Résultats:  $V_1 = 2$

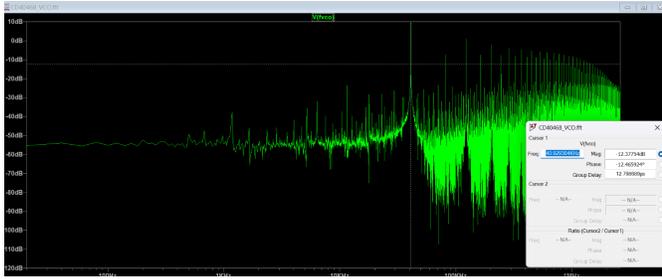


Figure 41. Résultats:  $V_1 = 3$

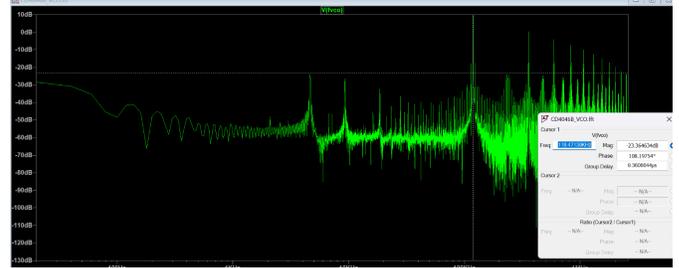


Figure 45. Résultats:  $V_1 = 7$

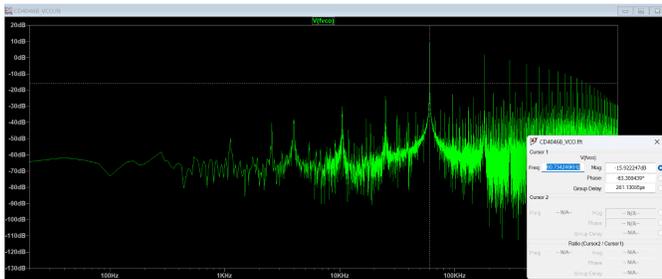


Figure 42. Résultats:  $V_1 = 4$

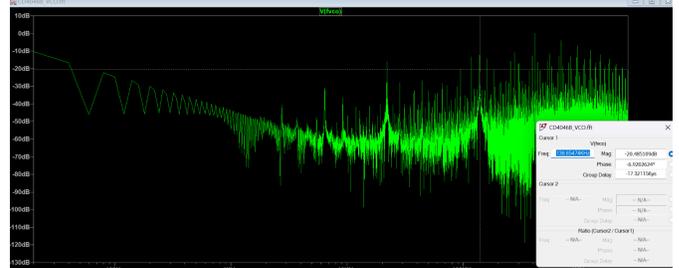


Figure 46. Résultats:  $V_1 = 8$

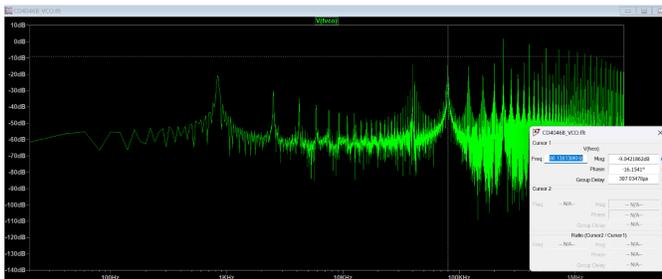


Figure 43. Résultats:  $V_1 = 5$

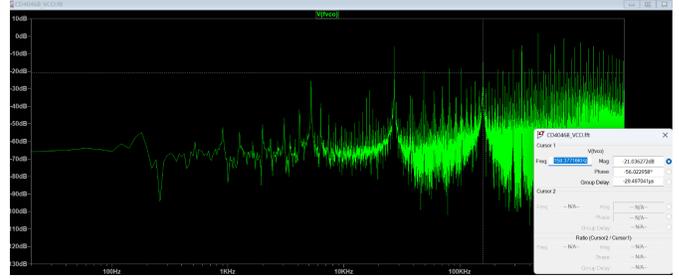


Figure 47. Résultats:  $V_1 = 9$

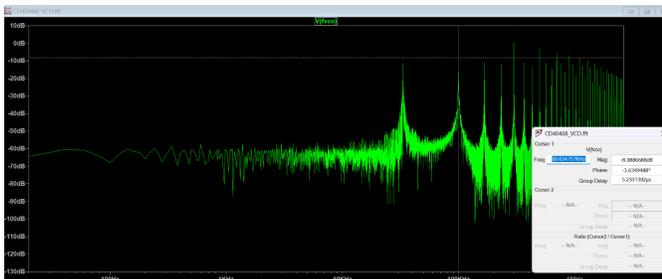


Figure 44. Résultats:  $V_1 = 6$

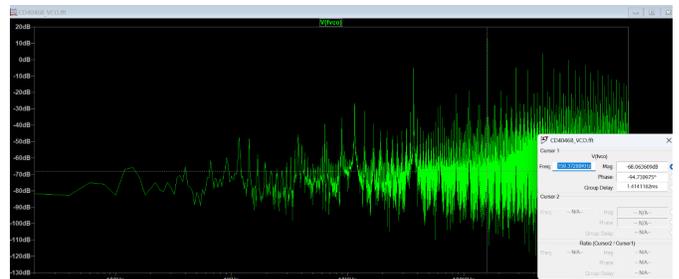


Figure 48. Résultats:  $V_1 = 10$

## 5.2 Résultats de plage de capture et plage de verrouillage

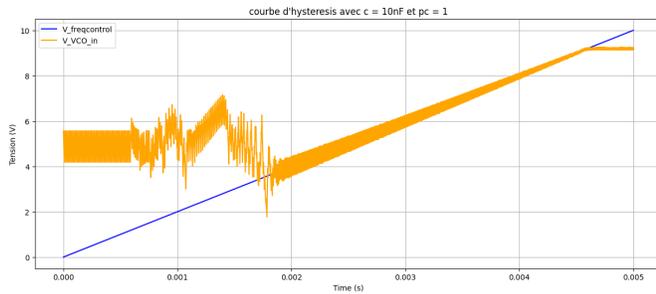


Figure 49. Résultats de courbe d'hysteresis: croissant,  $C_2 = 10\text{ nF}$ , pc1

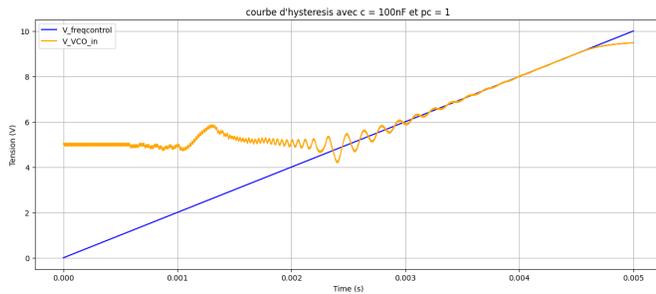


Figure 50. Résultats de courbe d'hysteresis: croissant,  $C_2 = 100\text{ nF}$ , pc1

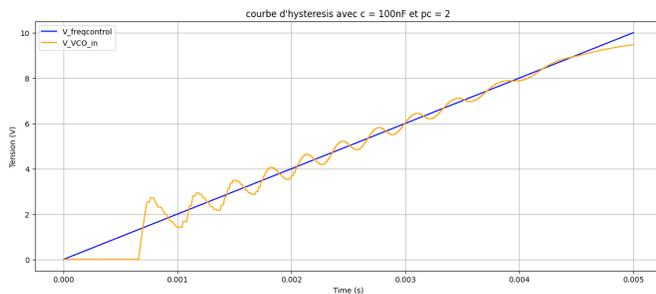


Figure 51. Résultats de courbe d'hysteresis: croissant,  $C_2 = 100\text{ nF}$ , pc2

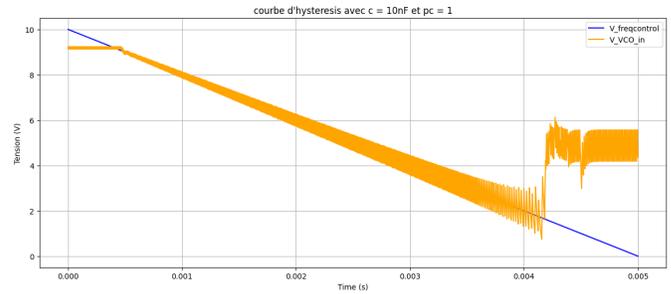


Figure 52. Résultats de courbe d'hysteresis: décroissant,  $C_2 = 10\text{ nF}$ , pc1

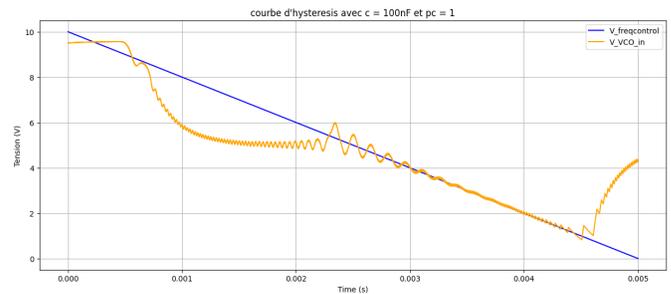


Figure 53. Résultats de courbe d'hysteresis: décroissant,  $C_2 = 100\text{ nF}$ , pc1

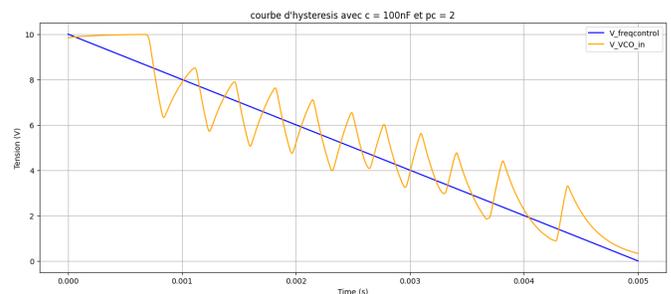


Figure 54. Résultats de courbe d'hysteresis: décroissant,  $C_2 = 100\text{ nF}$ , pc2

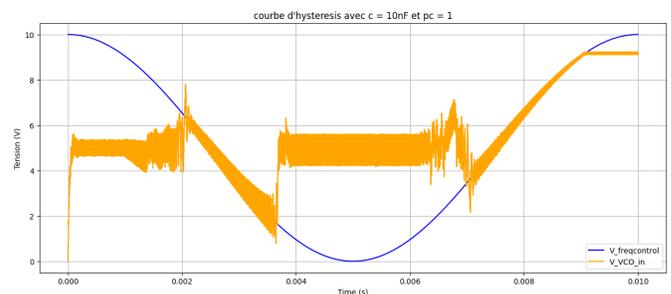


Figure 55. Résultats de courbe d'hysteresis: sin,  $C_2 = 10\text{ nF}$ , pc1

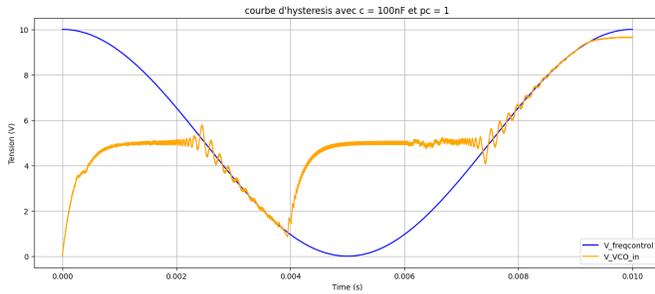


Figure 56. Résultats de courbe d'hysteresis: sin,  $C_2 = 100 \text{ nF}$ , pc1

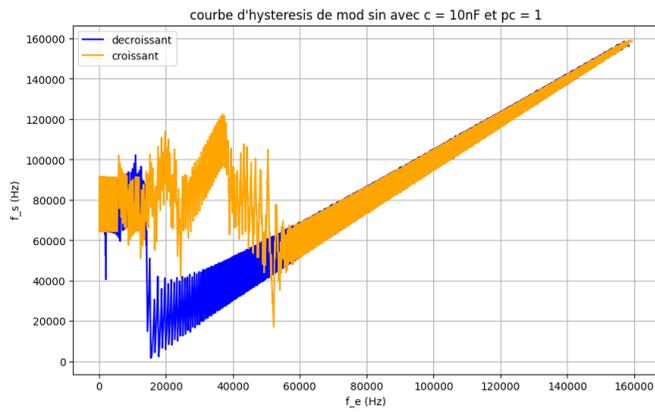


Figure 57. Plage de capture et plage de verrouillage avec  $C_2 = 10 \text{ nF}$  et pc1

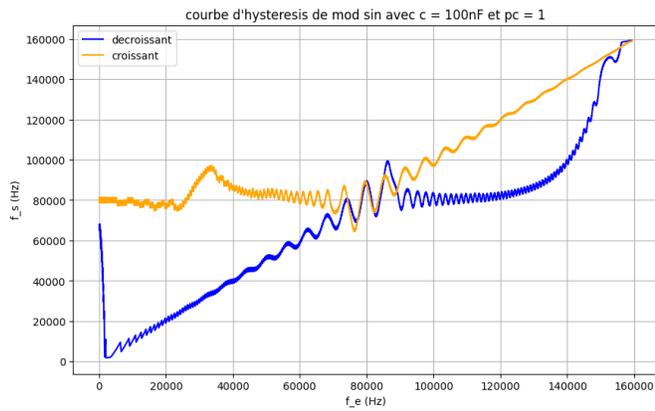


Figure 58. Plage de capture et plage de verrouillage avec  $C_2 = 100 \text{ nF}$  et pc1