

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED SEDDIK BENYAHIA JIJEL

Faculté des sciences et de la technologie

Département de d'Électronique

N°/2022

MEMOIRE DE MASTER

DOMAINE: Sciences et Technologies

FILIERE: Électronique

SPECIALITE: Micro électronique

Thème

Étude et simulation d'Oscillateurs électroniques

Présenté Par : BOUSBA ABDERRAHMANE

Encadré Par : Pr. BOUBEKEUR BIROUK

LOUNIS REDA

Date de soutenance:13/07/2022

Jury de Soutenance

Présidente : MERABET SOUAD

Examineur : ZIGHA CHEMSSSEDINE

Promotion : 2021 /2022



Remerciements


Avant tout nous tenons nos remerciements à notre dieu de nos avoir Donné la force et le courage.

*A la suite Nous tenons à remercier vivement Monsieur **B.Birouk**, notre encadreur qui a fourni des efforts énormes, par ses Informations ses conseils et ses encouragements.*

Nous tenons également à remercier messieurs les membres de jury pour L'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance Et tous les professeurs de département d'électronique

A tous ce qui furent à un moment ou à toute instante partie prenante de ce travail.

Nos plus chaleureux remerciements pour tous ceux qui de prés et de loin ont contribué à la réalisation de cette mémoire.





Dédicace

***DE TOUT MON Cœur JE DÉDIE CE TRAVAIL
A CELLE QUI A SU ME CONSOLIDER DURANT
TOUS LES MOMENTS DE MA VIE***

***A MA CHÈRE MÈRE,
A MON CHER PÈRE,***

***QUI N'ONT JAMAIS CESSÉ, DE FORMULER DES PRIÈRES À MON ÉGARD, DE
ME SOUTENIR***

ET DE M'ÉPAULER POUR QUE JE PUISSE ATTEINDRE MES OBJECTIFS.

A MES FRÈRES : SALEM, ADLAN ET KHIROU :

A MA CHÈRE Sœur : SELMA,

***POUR SES SOUTIENS MORAL ET LEURS CONSEILS PRÉCIEUX TOUT AU
LONG DE MES ÉTUDES.***

A MON CHER BINÔME: L.RéDA,

POUR SON ENTENT ET SON SYMPATHIE.

A TOUTE MA FAMILLE : BOUSBA,

A TOUS MES AMI(E)S,

***A MES COLLÈGUES DE PROMOTION
D'ÉLECTRONIQUE 2022***

A TOUS CEUX QUE J'AIME ET CEUX QUI M'AIMENT

ABDERRAHMANE.



The page is decorated with several black graduation caps with yellow tassels. Some are floating in the air at the top, while others are resting on a stack of books and a rolled-up diploma at the bottom left. The main text is enclosed in a black rectangular border.

Dédicace

A MA CHÈRE MÈRE

*POUR SON ENCOURAGEMENT SA PATIENCE ET SURTOUT SES
PRIÈRES QUI M'ONT TOUJOURS GUIDÉ.*

A MON PÈRE

POUR SON SOUTIEN ET SA PATIENCE

A

MES SœURS ET FRÈRES

*A MES CHERS AMIS ET COLLÈGUES DE LA PROMO
SURTOUT MON BINÔME **BOUSBA ABDERRAHMANE***

A LEUR SOUTIEN JE DÉDIE CE MÉMOIRE

RÉDA.

A stack of three books with red, brown, and green covers is shown. A black graduation cap with a yellow tassel sits on top of the red book. In front of the books lies a rolled-up diploma tied with a red ribbon.

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I : Généralités sur les oscillateurs électroniques	
I.1. Généralités	2
I.2. Définition de l'oscillateur électronique	2
I.3. Définition de l'oscillation	3
I.4. Principe de fonctionnement	3
I.5. Différents types d'oscillateurs	3
I. 5. 1. Oscillateur LC	3
I. 5. 2. Oscillateur RC	6
I. 5. 3. Oscillateur à quartz	7
I. 5. 4. Oscillateur à résistance négative	9
I. 6. Conclusion	9
Chapitre II : Etude théorique des oscillateurs électroniques	
II.1. Introduction	10
II.2. Le critère de stabilité de BARKHAUSEN	10
II.3. Oscillateur à pont de Wien	11
II. 3. 1. Schéma général	11
II. 3. 2. Etude théorique du circuit	12
II. 3. 3. Condition d'oscillation	14
II. 4. Oscillateur colpitts	15
II. 4. 1. Oscillateur colpitts à AOP	15
II. 4. 2. Oscillateur Colpitts à transistor bipolaire	18
II. 5. Résistance négative	23
II. 5. 1. Schéma équivalent de la résistance négative R_N	23

Tables de matières

II. 5. 2. Schéma général	25
II. 5. 3. Equation différentielle du circuit	25
II. 5. 4. Conditions d'oscillation et différents régimes	26
II. 6. Oscillateur déphaseur	27
II. 6. 1. Circuit de l'oscillateur	27
II. 6. 2. Etude de circuit	27
II. 6. 3. Condition d'oscillation	29
II. 6. 4. Entretien d'oscillation.....	30
II. 6. 5. Conditions de démarrage (conditions pratique)	30
II. 7. Conclusion.....	30
Chapitre III : Simulation des oscillateurs électroniques	
III.1. Introduction.....	31
III.2. L'outil OrCad Pspice	31
III.3. Simulation de l'oscillateur à pont de Wien.....	33
III. 3. 1. Détermination des éléments du circuit	33
III. 3. 2. Etude de l'oscillateur dans PSpice	34
III. 3. 3. Résultats de simulation.....	35
III. 3. 4. Comparaison par rapport aux résultats théorique	38
III. 4. Simulation de l'oscillateur déphaseur	38
III. 4. 1. Détermination des éléments du circuit	39
III. 4. 2. Etudes de l'oscillateur dans PSpice.....	40
III. 4. 3. Résultats de simulation.....	40
III. 5. Simulation de l'oscillateur à résistance négative.....	42
III. 5. 1. Détermination des éléments du circuit	42
III. 5. 2. Etudes de l'oscillateur dans Pspice	43
III. 5. 3. Résultats de simulation.....	45

Tables de matières

III. 6. Oscillateur Colpitts avec transistor bipolaire	46
III. 6. 1. Détermination des éléments du circuit	46
III. 6. 2. Etude de l'oscillateur avec Pspice	47
III. 6. 3. Résultat de simulation	48
III. 7. Conclusion	50
Conclusion général.....	51

Liste des figures

Chapitre I : Généralités sur les oscillateurs électroniques

Figure I.1: schéma synoptique d'un oscillateur	3
Figure I.2 : Structure d'oscillateur Hartley	4
Figure I.3 : Schéma de principe d'un oscillateur colpitts	5
Figure I.4: Montage d'un oscillateur Clapp.....	5
Figure I.5 : Oscillateur à pont de Wien.....	6
Figure I.6: Oscillateur à réseau déphaseur	7
Figure I.7: Circuit équivalent de quartz	8
Figure I.8: Oscillateur à résistance négative	9

Chapitre II : Etude théorique des oscillateurs électroniques

Figure II.1: Systeme bouclé.....	10
Figure II.2: Montage oscillateur à pont de Wien	11
Figure II.3 Chaîne directe	12
Figure II.4: Chaîne de retour	13
Figure II.5: Oscillateur colpitts à AOP	15
Figure II.6: Chaîne de directe	16
Figure II.7: Chaîne de réaction	16
Figure II.8: chaîne de retour	17
Figure II.9: Oscillateur Colpitts à transistor bipolaire	19
Figure II.10: Schéma équivalent.....	19
Figure II.11: Schéma équivalent de R_N	23
Figure II.12: Circuit général de l'oscillateur	25
Figure II.13: Oscillateur à déphasage	27
Figure II.14: Chaîne direct.....	27
Figure II.15: Chaîne de retour	28

Chapitre III : Simulation des oscillateurs électroniques

Figure III.1 : présentation de l'interaction entre l'utilisateur et logiciel Pspice	32
Figure III.2 : Schéma électrique de l'oscillateur désigné dans Pspice	34
Figure III.3 : Démarrage et oscillation de l'oscillateur à pont de Wien pour $R_4 = 22 \text{ k}\Omega$	35
Figure III.4 : Signal sinusoïdal généré.....	35
Figure III.5 : La fréquence générée	36
Figure III.6 : Signal de sortie et d'entrée généré	36
Figure III.7 : Effet d'atténuation de l'oscillateur à pont de Wien pour $R_4 = 15 \text{ k}\Omega$	37
Figure III.8 : Effet de distorsion de l'oscillateur à pont de Wien pour $R_4 = 50 \text{ k}\Omega$	37
Figure III.9 : Effet de distorsion de l'oscillateur à pont de Wien pour $R_4 = 100\text{k}\Omega$	37
Figure III.10 : Schéma électrique de l'oscillateur implanté dans Pspice.....	40
Figure III.11 : Signal sinusoïdal généré.....	40
Figure III.12 : Signal sinusoïdal généré.....	41

Liste des figures

Figure III.13 : La fréquence générée	41
Figure III.14 : Signal de sortie et d'entrée généré	42
Figure III.15 : Circuit équivalent de la résistance négative	44
Figure III.16 : Schéma électrique de l'oscillateur implanté dans Pspice.....	44
Figure III.17 : Le signal généré, avec une échelle réduite	45
Figure III.18 : Le signal généré, avec une échelle réduite	45
Figure III.19 : la fréquence de résonance	46
Figure III.20: Effet de distorsion de signal généré par l'oscillateur à résistance négative pour $R_4 = 600\Omega$	46
Figure III.21 : Schéma électrique de l'oscillateur implanté dans Pspice.....	48
Figure III.22:signal généré.....	48
Figure III.23:signal généré.....	49
Figure III.24:la fréquence d'oscillation	49
Figure III.25:signal généré.....	49

Introduction générale

Dans certaines applications électroniques, un dispositif stable générant un signal périodique à des fréquences bien définies est très utile. Un tel dispositif s'appelle oscillateur. Dans un système électronique, cet oscillateur a souvent le rôle d'une source de tension, de fréquence ou de temps. Ainsi sont utilisées : l'horloge d'un micro-ordinateur, la base de temps d'un oscilloscope...etc.

L'objectif principal de notre travail est l'étude de plusieurs types d'oscillateurs électroniques que nous allons simuler et analyser à l'aide du logiciel de simulation Pspice. Le fonctionnement de ces oscillateurs et leurs caractéristiques communes (période et gain).

Afin de mener à bien notre travail nous avons adopté la méthodologie suivante :

- Dans le premier chapitre, nous présentons des notions générales sur les oscillateurs électroniques, nous décrivons brièvement le principe de fonctionnement des principaux oscillateurs et exposons leurs propriétés essentielles.
- Dans le second chapitre nous nous intéressons précisément à l'étude des principaux types d'oscillateurs électroniques.
- Le troisième chapitre sera dédié à la présentation de la simulation des oscillateurs que nous avons étudiés dans le deuxième chapitre.

Enfin, nous terminerons notre travail par une conclusion générale, présentant la synthèse des différents résultats de ce travail.

Chapitre I : Généralités sur les oscillateurs électroniques

I. 1. Généralités [1]

Un oscillateur peut être défini comme un dispositif qui permet de générer une source externe.

La forme de base peut-être sinusoïdale, ou rectangulaire.

Les oscillateurs sont capables de délivrer des tensions sur des gammes de fréquence très étendues qui peuvent aller de quelque dizaines de hertz jusqu'à quelques méga hertz.

Un oscillateur est un appareil susceptible de générer un signal sans qu'il y ait une source externe.

I. 2. Définition de l'oscillateur électronique

Les oscillateurs électroniques sont omniprésents dans notre vie quotidienne. Cette fonction est pratiquement présente dans tous les appareils électroniques est à la base de telles oscillations : montres, téléphones portables, ordinateurs, Chaînes audio et vidéo, appareils photos et caméras vidéo numérique,

La compréhension de phénomène d'oscillations électroniques est très simple, si on aura compris ceux de la charge et la décharge du condensateur ainsi que le comportement de la bobine parcourue par un courant variable

On peut classer les oscillateurs suivant les signaux délivrés. A cet effet, on distingue :

➤ Les oscillateurs quasi harmoniques

Ces oscillateurs délivrent des signaux plus ou moins purs c'est-à-dire le fondamental plus les harmoniques. Si le signal n'est pas parfait alors on parle de distorsion et dans ce cas l'étude prend en compte ce phénomène par un paramètre appelé taux de distorsion. On rencontre dans ce type d'oscillateurs des oscillateurs généraux comme les oscillateurs à relaxation (carré, rectangulaire,...).

➤ Les oscillateurs harmoniques [2]

Un oscillateur est dit harmonique si la variation de la grandeur physique est une fonction sinusoïdale du temps.

Il existe deux classes :

- Oscillateurs à réaction constitués d'une chaîne directe et d'une chaîne de réaction.
- Oscillateurs à résistance négative comportant les montages à composant actifs (Diode tunnel, transistor uni jonction etc.).

I. 3. Définition de l'oscillation

L'oscillation est un phénomène du signal électronique qui varie périodiquement avec une période T.

Une grandeur dérivée, plus utilisée que la période est la fréquence donnée par :

$$F = \frac{1}{T} \text{ (Hz).}$$

Les caractéristiques d'un oscillateur sont :

- En électronique linéaire : la condition d'oscillation et la fréquence des oscillations.
- En électronique non linéaire : la forme d'oscillation carré ou rectangulaire.

I. 4. Principe de fonctionnement [3]

Le schéma fondamental des oscillateurs est constituée de deux Chaînes : une pour amplificateur « A » et l'autre pour contre réaction « B » sous forme d'une boucle fermée.

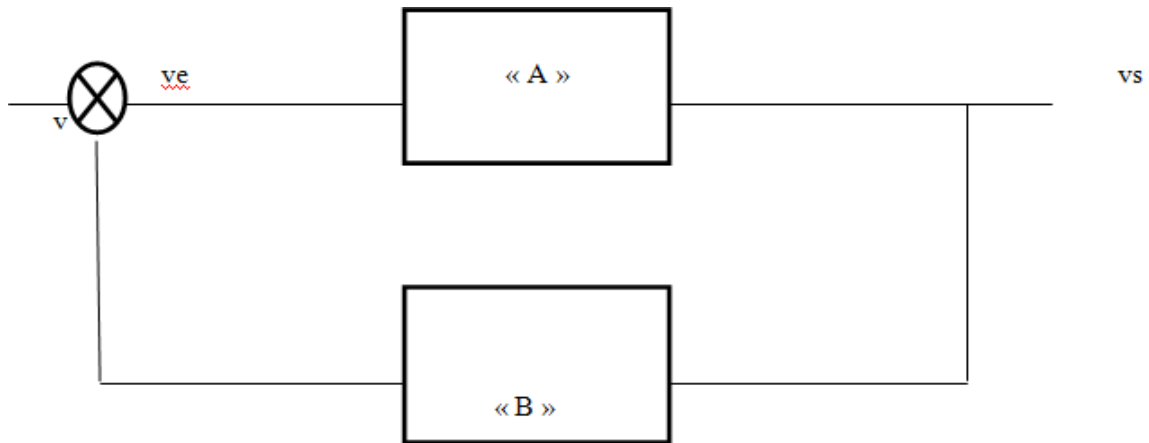


Figure I.1: schéma synoptique d'un oscillateur

Sa fonction de transfert est :
$$H (P) = \frac{A(p)}{1-A(p)B(p)} \tag{I-1}$$

Si $|A(p)| \cdot |B(p)| \geq 1$ on obtient une sinusoïdale pure.

Si $|A(p)| \cdot |B(p)| \leq 1$ il n'y a pas d'oscillation.

I. 5. Différents types d'oscillateurs

I. 5. 1. Oscillateur LC

- utilisé pour générer des fréquences plus hautes (HF).
- Utilisent, un réseau d'inductances et de condensateurs. les plus connus sont :

- **Oscillateur Hartley [4] :**

Les oscillateurs produisent des ondes dans la gamme des radiofréquences et sont donc également appelés oscillateurs RF, sa fréquence d'oscillation est déterminée par son circuit qui comporte un condensateur connecté en parallèle aux deux inductances connectées en série.

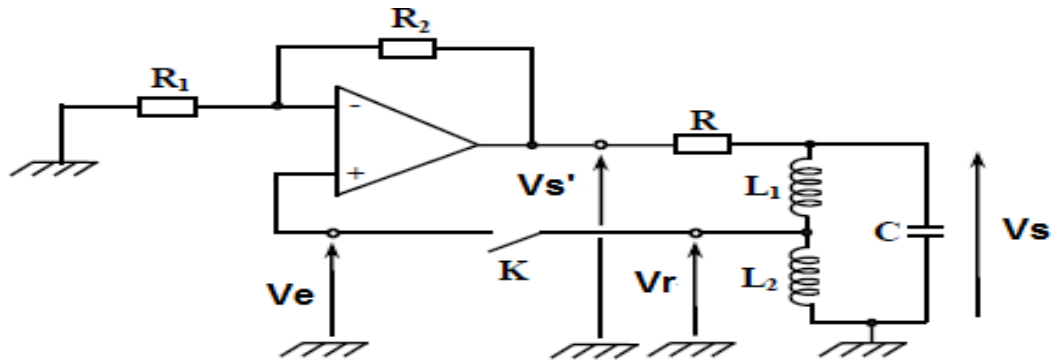


Figure I.2 : Structure d'oscillateur Hartley

La fréquence d'oscillation est donnée par la formule suivante :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eff}.C}} \quad (I-2)$$

$$L_{eff} = L1 + L2$$

L_{eff} : effective

- **Oscillateur colpitts [5] :**

Cet oscillateur est presque similaire à l'oscillateur Hartley dans tous les aspects.

Il se compose d'un circuit qui est un sous-circuit de résonance LC, composé de deux condensateurs en série connectés en parallèle à un inducteur. La fréquence des oscillations peut être déterminée en utilisant les valeurs de ces condensateurs et de l'inductance du circuit.

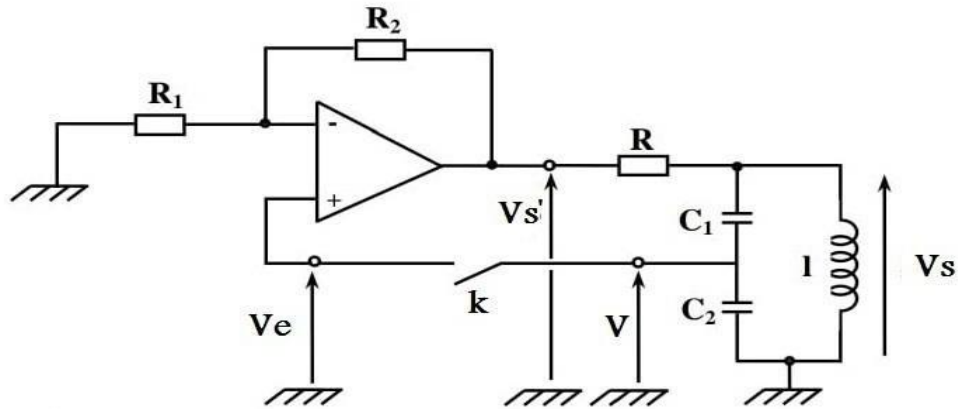


Figure I.3 : Schéma de principe d'un oscillateur colpitts

. Sa fréquence d'oscillation est donnée par la formule suivante :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LCe}} \tag{I-3}$$

$$Ce = \frac{C1 \ C2}{C1 + C2}$$

- **Oscillateur Clapp [5] :**

C'est une variante des oscillateurs de colpitts dans laquelle un condensateur supplémentaire est ajouté dans le circuit, en série avec l'inductance ; comme le montre la figure (I.4).

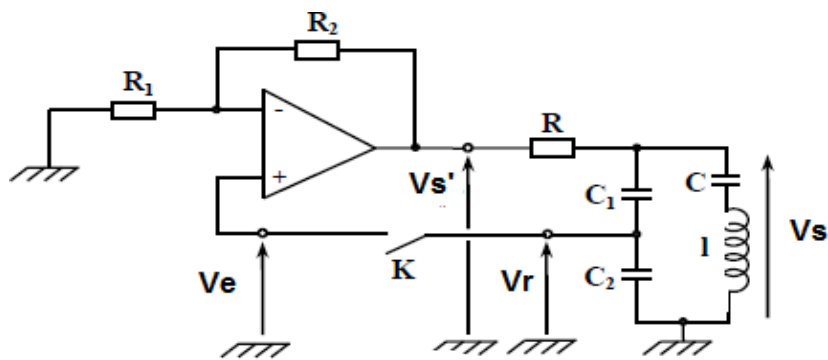


Figure I.4: Montage d'un oscillateur Clapp

La fréquence d'oscillation est donnée par la relation suivante :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LCe}} \tag{I-4}$$

Avec $\frac{1}{Ce} = \frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} + \frac{1}{C}$

I. 5. 2. Oscillateur RC

Les oscillateurs RC utilisent un réseau de résistance et de condensateurs comme filtre passe-bande, les circuits RC utilisé pour générer des fréquences plus faibles (basses fréquence).

Les différents types d'oscillateurs RC sont :

– **Les oscillateurs à pont de Wien [7] :**

Les oscillateurs de Wien sont fabriqués en couplant un montage non – inverseur à un réseau RC. Ce dernier est composé d'un circuit RC série placé en série avec un circuit RC parallèle (voir figure ci - dessous).

Le réseau RC agit comme un filtre passe-bande assez particulier. Le circuit RC série agit comme un filtre passe-haut alors que le circuit RC parallèle agit comme un filtre passe-bas, l'ensemble du réseau RC agit donc comme un filtre passe-bande.

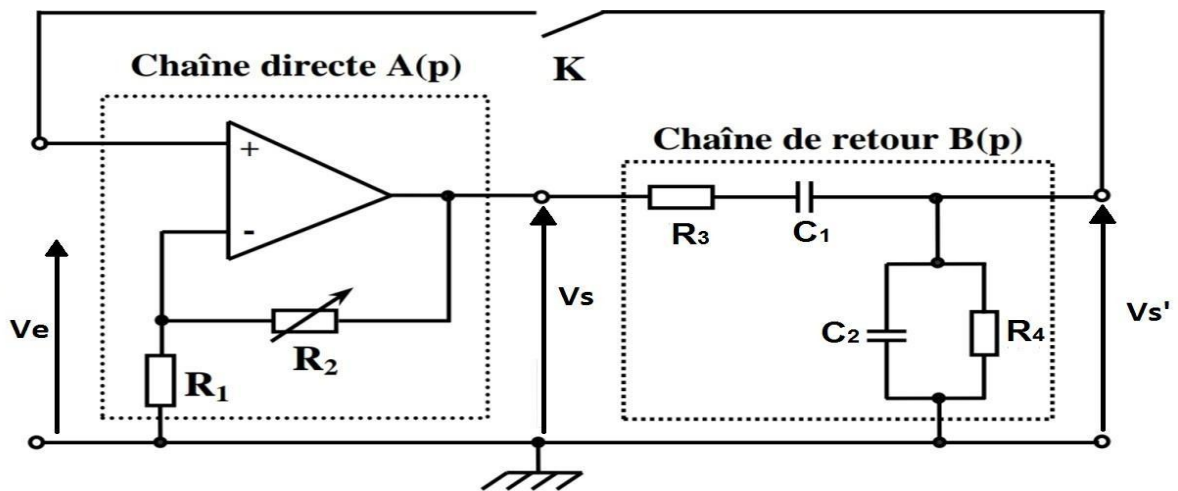


Figure I.5 : Oscillateur à pont de Wien

La fréquence d'oscillation est la suivante :

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{R_3 C_1 R_4 C_2}}$$

Si $R_3 = R_4$ et $C_1 = C_2$ l'expression de f se réduit comme suite :

$$f = \frac{1}{2 \pi RC} \tag{I-3}$$

– Les oscillateurs à déphasage [8]

Les oscillateurs à déphasage couplent un AOP à un réseau RC qui sert de filtre passe-bande.

L'AOP amplifie la tension d'entrée et change son signe. Le gain d'un tel montage est négatif égal

à : $a = -\frac{R_2}{R_1}$.

Le fait que l'AOP ait un gain négatif signifie qu'il déphase lui aussi le signal de 180°. Le réseau déphaseur constitué de 3 cellules RC introduit un déphasage de 180°.

Le circuit est le suivant :

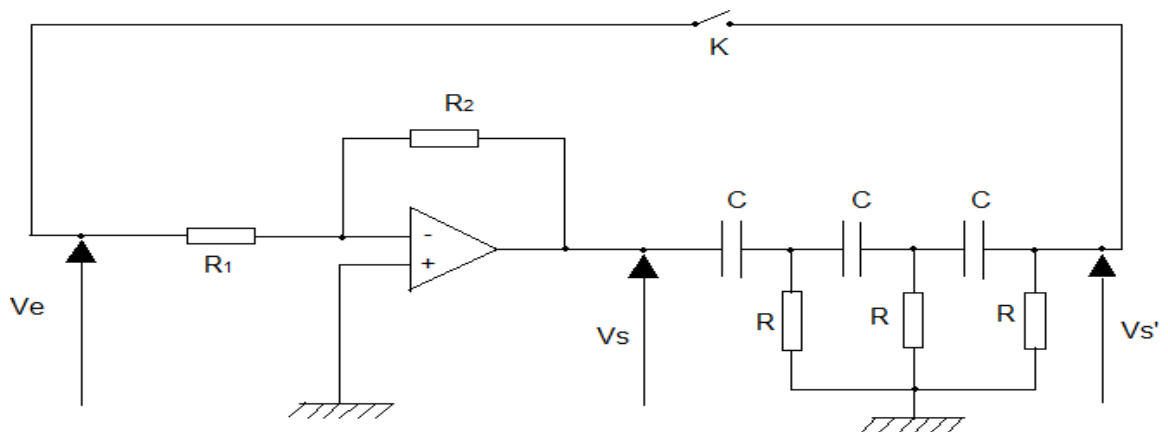


Figure I.6: Oscillateur à réseau déphaseur

➤ La fréquence d'un tel circuit est :

$$f = \frac{1}{2nRC\sqrt{6}} \tag{I-4}$$

I. 5. 3. Oscillateur à quartz [9]:

Les oscillateurs à quartz utilisent les propriétés vibratoires du cristal de quartz afin de générer une fréquence. Le quartz est un matériel piézoélectrique. La fréquence de résonance ou d'oscillation du quartz varie entre quelques centaines de kilohertz et plusieurs dizaines de mégahertz. Elle dépend de ses dimensions, mais par rapport à un cristal donné elle est fixe et très stable dans le temps.

Il existe plusieurs facteurs qui jouent sur la stabilité d'un quartz les plus importants sont : la température, le taux d'excitation, les contraintes mécaniques et le vieillissement.

Du point de vue électrique, le quartz peut être représenté par son circuit équivalent composé d'un circuit RLC en parallèle avec une capacité, comme montré sur la figure ci-dessous :

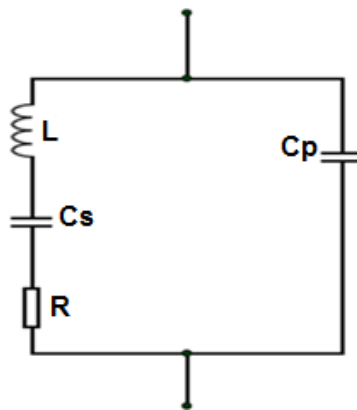


Figure I.7: Circuit équivalent de quartz

Ce circuit possède deux fréquences de résonance :

La fréquence de résonance série :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LCs}} \quad (\text{I-5})$$

La fréquence de résonance parallèle :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(\frac{CpCs}{Cp+Cs}\right)}} \quad (\text{I-6})$$

I. 5. 4. Oscillateur à résistance négative [10]

L'oscillateur à résistance négative utilise dans son fonctionnement, la compensation des pertes des circuits LC, en particulier celles de l'inductance. Enregistre alors la naissance de l'oscillation qui permet de mettre en évidence la partie à croissance exponentielle et la stabilisation de l'amplitude due à la saturation de l'amplificateur.

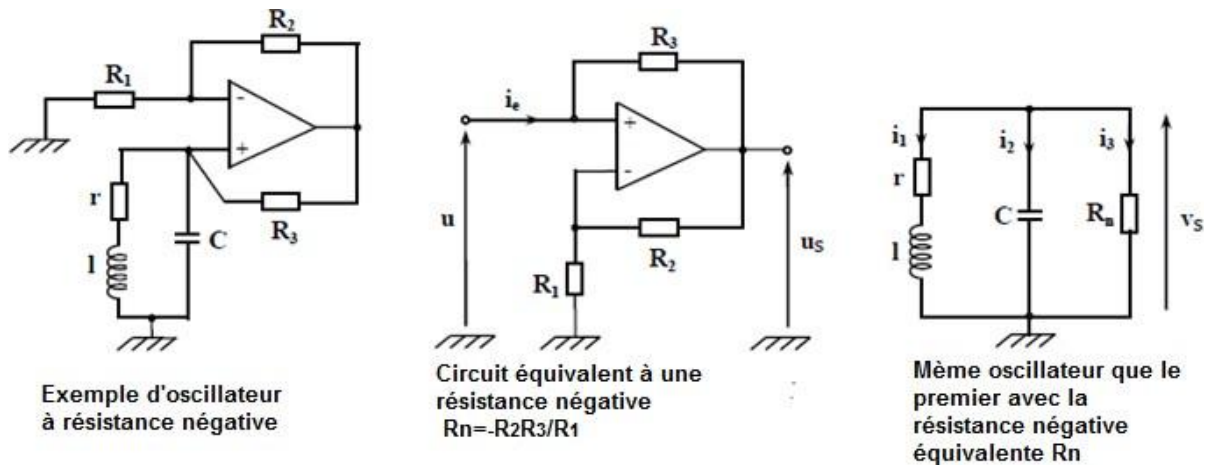


Figure I.8: Oscillateur à résistance négative

I. 6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons expliqué le principe de l'oscillateur électronique, qui est constitué de composants électroniques actifs et passifs alimentés en énergie sans appliqué aucun signal à l'entrée. Ensuite, nous avons brièvement montré le principe de fonctionnement et les principaux types d'oscillateur

Chapitre II : Etude théorique des oscillateurs électroniques

II. 1.Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter une étude théorique de Cinq principaux types d'oscillateur électronique (oscillateur à pont de Wien, oscillateur déphaseur, oscillateur à résistance négative et oscillateur colpitts a bas d l'AOP et de transistor bipolaire). On cherche dans cette partie à mieux comprendre l'existence de cette valeur de gain seuil pour le d'démarrage des oscillations, et de savoir ce qui 'déterminer la fréquence de ces oscillations.

II. 2.Le critère de stabilité de BARKHAUSEN

Le critère de stabilité de Barkhausen (ou critère d'oscillation de Barkhausen) est une Condition selon laquelle un oscillateur électronique va osciller et déterminant sa Fréquence d'oscillation f_0 .

Pour comprendre cela, précisons que les oscillateurs harmoniques étudiés ici sont des boucles d'asservissement, c'est-à-dire qu'ils suivent le modèle suivant :

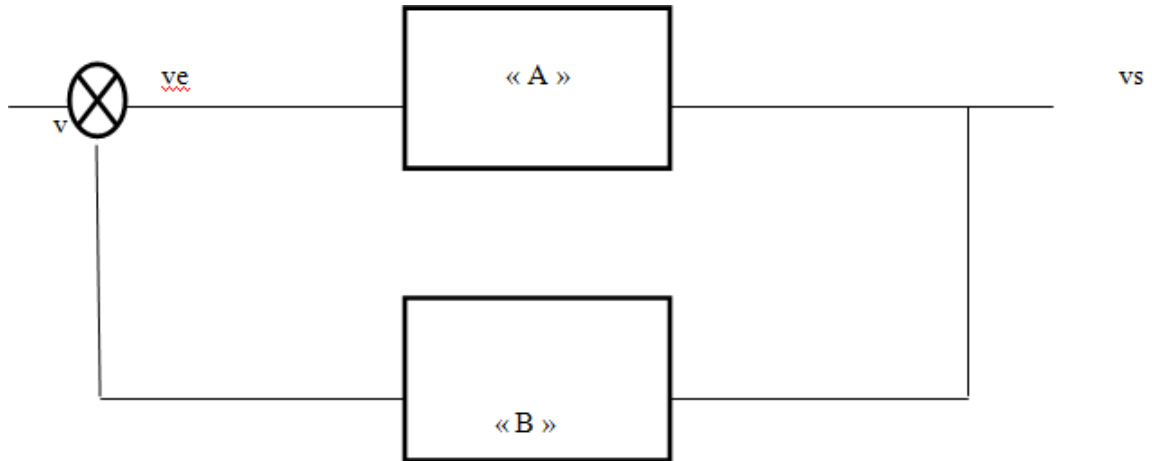


Figure II.1: Systeme bouclé

Sa fonction de transfert est :
$$H(P) = \frac{A(p)}{1-A(p)B(p)}$$

Où $A(j\omega)$ est le gain de l'amplificateur A, et $B(j\omega)$ le rapport de transfert du réseau de réaction B, avec $p=j\omega$

Pour réaliser un oscillateur il faut vérifier les conditions de Barkhausen :

- $|A(p)| \cdot |B(p)| = 1$
- $\text{Arg } A(p) + \text{Arg } B(p) = 2n\pi$

Si $|A(p)| \cdot |B(p)| \geq 1$ on obtient une sinusoïdale pure.

Si $|A(p)| \cdot |B(p)| < 1$ il n'y a pas d'oscillation.

II. 3.Oscillateur à pont de Wien

II. 3. 1. Schéma général

Le montage de base (figure II.2) est connu sous le nom d'oscillateur à pont de Wien.

L'analogie entre les figures II 1 et II 2 nous amène aux constatations suivantes :

- a) La fonction de transfert A (ou chaîne directe) est composée d'un amplificateur opérationnel (AOP) associé à 2 résistances R_1 et R_2 ,
- b) La fonction de contre-réaction B (ou chaîne de retour) est composé de deux dipôles en série : RC série et RC parallèle.

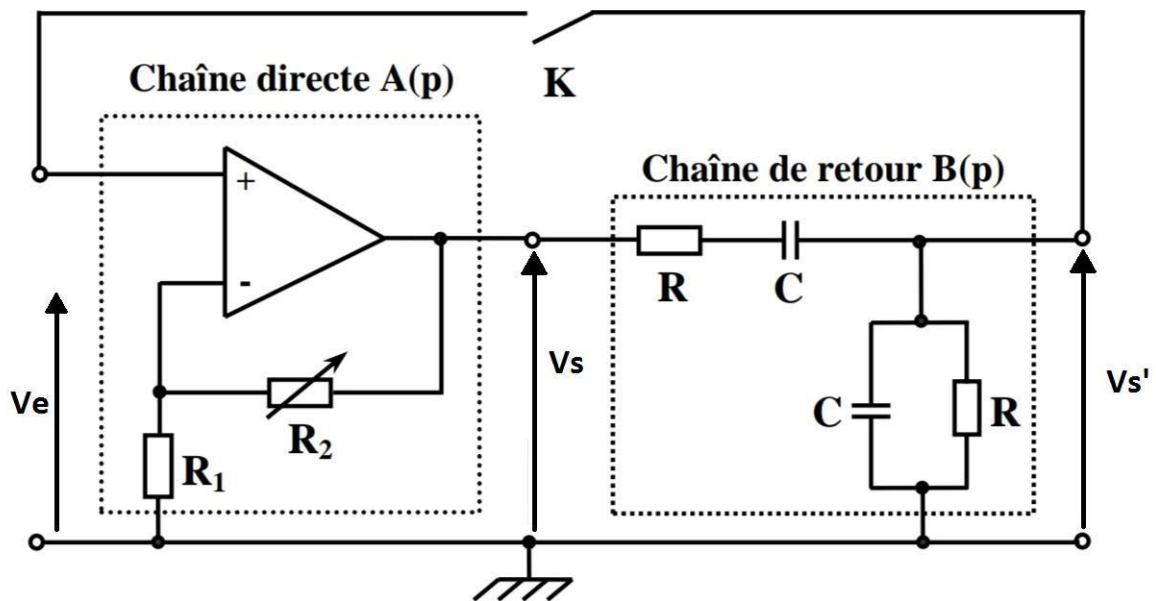


Figure II.2: Montage oscillateur à pont de Wien

II. 3. 2. Etude théorique du circuit

Pour déterminer la Fréquence d'oscillation de cette oscillateur, il faut exprimer le gain A de la Chaîne directe (Amplificateur) A(P) et ensuite la fonction de transfert de la Chaîne de retour (réaction) B(p).

➤ **Chaîne directe (Amplificateur)**

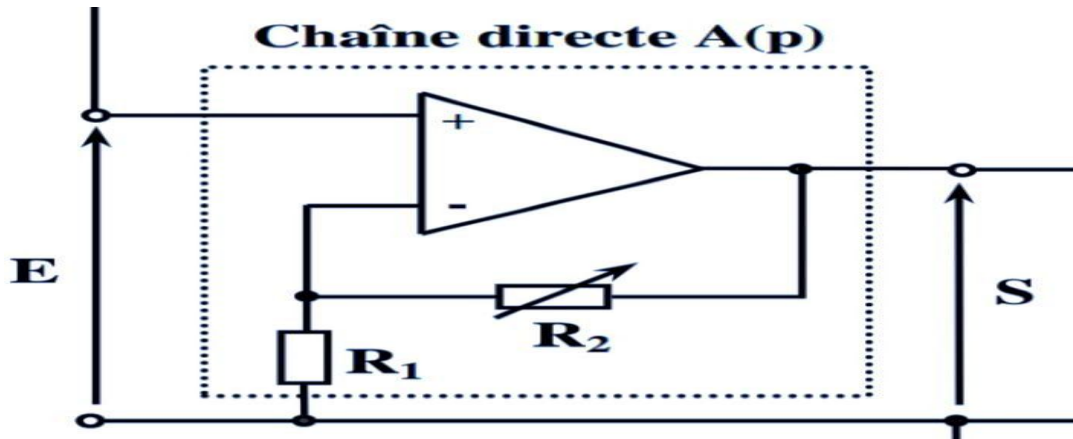


Figure II.3 Chaîne directe

Le gain de ce circuit est donné par :

$$A(P) = \frac{S(P)}{E(P)}$$

En considérant l'amplificateur opérationnel comme idéal , et en utilisant la règle du diviseur de tension , on trouve :

$$E(P) = \frac{R1}{R1 + R2} \cdot S(P)$$

Le gain de la Chaîne directe est donné par

$$A(P) = \frac{S(P)}{E(P)} = \frac{S(P)}{\frac{R1}{R1+R2} \cdot S(P)} = \frac{S(P)}{R1 \cdot S(P)} \cdot (R1 + R2)$$

$$\text{Soit :} \quad A(P) = 1 + \frac{R2}{R1} \quad (\text{II-1})$$

➤ Chaîne de réaction

Le circuit de réaction de l'oscillateur à pont de Wien est le suivant :

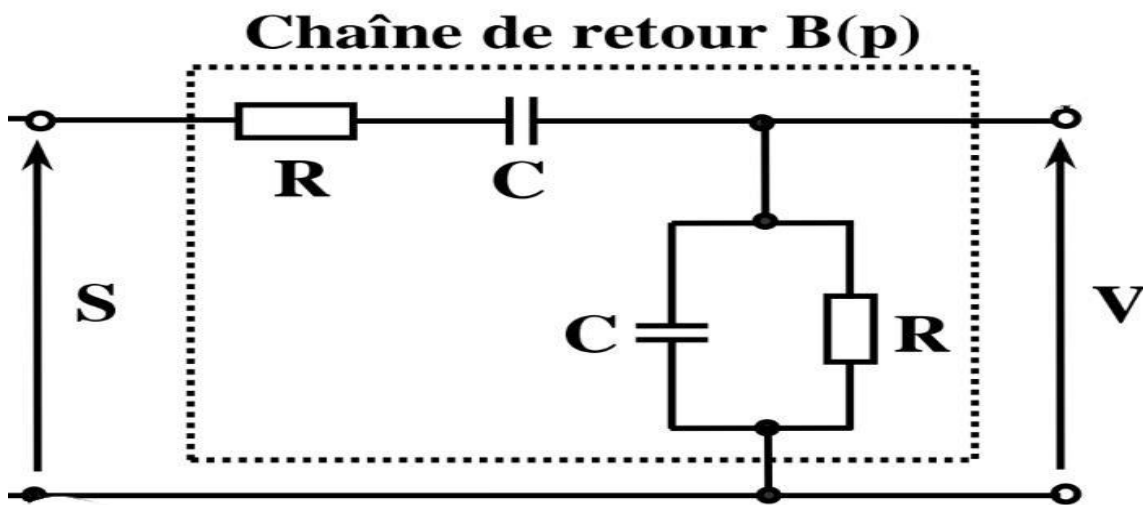


Figure II.4: Chaîne de retour

$$B(P) = \frac{V(P)}{S(P)}$$

$$\frac{V(P)}{S(P)} = \frac{Z2}{Z1 + Z2}$$

Sachant que

$$Z1(R \text{ série } C) = R + \frac{1}{jC\omega}$$

$$Z2(R \text{ parallèle } C) = R // \frac{1}{jC\omega} = \frac{R}{1 + jRC\omega}$$

Donc

$$B(j\omega) = \frac{\frac{R}{1 + jRC\omega}}{\left(R + \frac{1}{jC\omega}\right) + \frac{R}{1 + jRC\omega}} = \frac{\frac{R}{1 + jRC\omega}}{jC\omega + 1 + \frac{R}{1 + jRC\omega}}$$

$$B(j\omega) = \frac{R}{1 + jRC\omega} \cdot \frac{jC\omega + R \cdot (jC\omega)^2}{3(jRC\omega) + (jRC\omega)^2 + 1}$$

$$B(j\omega) = \frac{jRC\omega}{3(jRC\omega) + (jRC\omega)^2 + 1}$$

En posant $j\omega = p$, l'expression de B s'écrit :

$$B(p) = \frac{RCp}{3RCp + (RCp)^2 + 1} \quad (\text{II-2})$$

II. 3. 3. Condition d'oscillation

En appliquant le critère de Barkhausen on obtient :

$$A(p).B(p) = 1$$

$$A(p).B(p) = \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right] \cdot \left[\frac{RCp}{3RCp + (RCp)^2 + 1}\right] = 1$$

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 / \left[\frac{RCp}{3RCp + (RCp)^2 + 1}\right]$$

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{3RCp + (RCp)^2 + 1}{RCp}$$

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{RCp} + 3 + RCp$$

Par identification, on trouve

La partie réelle

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 3 \text{ (c'est la condition sur le gain).}$$

Ce qui donne :

$$\frac{R_2}{R_1} = 3 - 1 = 2$$

$$\Rightarrow R_2 = 2R_1 \quad \text{Est la condition sur la résistance}$$

La partie imaginaire

$$\frac{1}{RCp} + RCp = 0 \quad p = j\omega$$

$$\frac{1}{jRC\omega} + jRC\omega = 0 \quad \text{Avec } \frac{1}{j} = -j$$

$$\frac{-j}{RC\omega} + jRC\omega = 0$$

$$j \left[RC\omega - \frac{1}{RC\omega} \right] = 0$$

$$\Rightarrow RC\omega - \frac{1}{RC\omega} = 0$$

$$\Rightarrow \frac{(RC\omega)^2 - 1}{RC\omega} = 0$$

$$\Rightarrow (RC\omega)^2 - 1 = 0$$

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

La fréquence d'oscillation est alors :

$$f = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

$$\Rightarrow f = \frac{1}{2\pi RC} \tag{II-3}$$

II. 4.Oscillateur colpitts

II. 4. 1. Oscillateur colpitts à AOP

II. 4 .1. 1. Circuit général

Le circuit de cet oscillateur est le suivant :

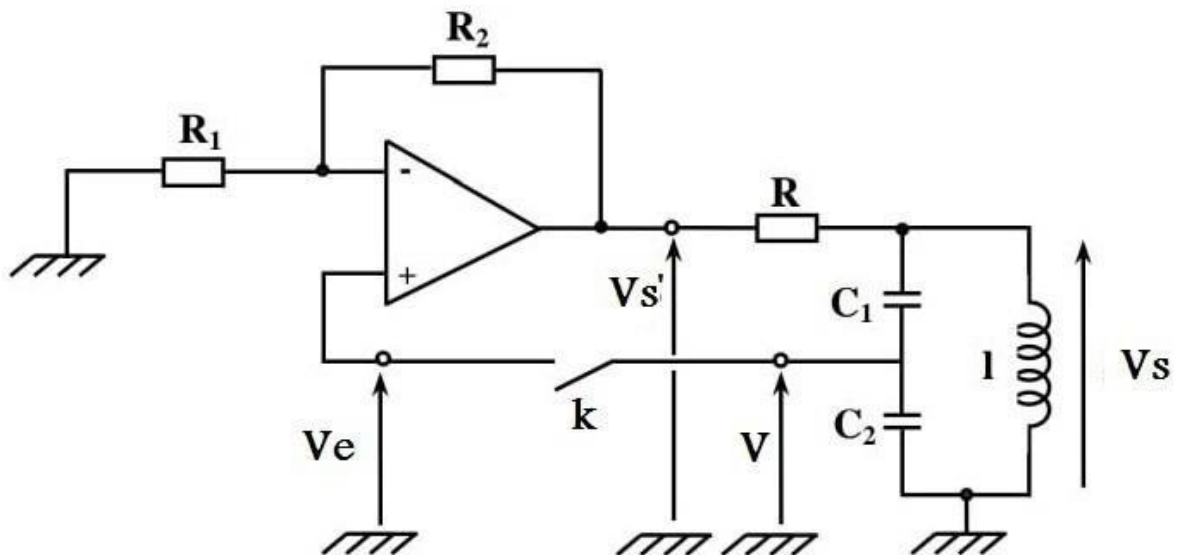


Figure II.5: Oscillateur colpitts à AOP

II. 4 .1. 2. Etude théorique du circuit

➤ Chaîne directe (Amplificateur) A(P)

On va exprimer le gain de la Chaîne directe A(P)

On écrit :

$$A(P) = \frac{Vs'(P)}{Ve(P)} = \frac{Vs(P)}{Vs'(P)} \cdot \frac{Vs'(P)}{Ve(P)}$$

- $\frac{Vs'(P)}{Ve(P)} = ?$

On a :

$$V^- = V^+ = Ve(P)$$

Pour exprimer V^- on utilise le théorème de Millman :

$$V^- = \frac{\frac{0}{R1} + \frac{Vs'(P)}{R2}}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}} = \frac{Vs'(P) \cdot R1}{R1 + R2} = Ve$$

D'où,

$$Vs'(P) = \frac{R1+R2}{R1} Ve(P)$$

$$\frac{Vs'(P)}{Ve(P)} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

- $\frac{Vs}{Vs'} = ?$

le diviseur de tension permet d'écrire :

$$Vs = \frac{Z}{Z+R} Vs'$$

$$\frac{Vs}{Vs'} = \frac{Z}{Z+R}$$

avec $Z = [Lp // (\frac{1}{Cep})] = \frac{Lp}{1+LCep^2}$

$$Ce = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2} = \frac{1}{\frac{1}{C1} + \frac{1}{C2}}$$

Donc :

$$A(P) = \frac{Vs}{Ve} = \left[1 + \frac{R2}{R1}\right] \cdot \left[\frac{Z}{Z+R}\right] = \left[1 + \frac{R2}{R1}\right] \cdot \left[\frac{\frac{Lp}{1+LCep^2}}{\frac{Lp}{1+LCep^2} + R}\right]$$

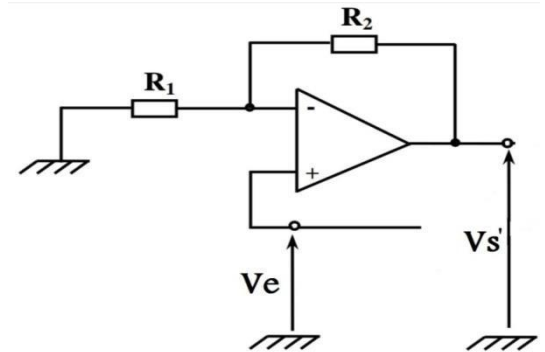


Figure II.6: Chaîne de directe

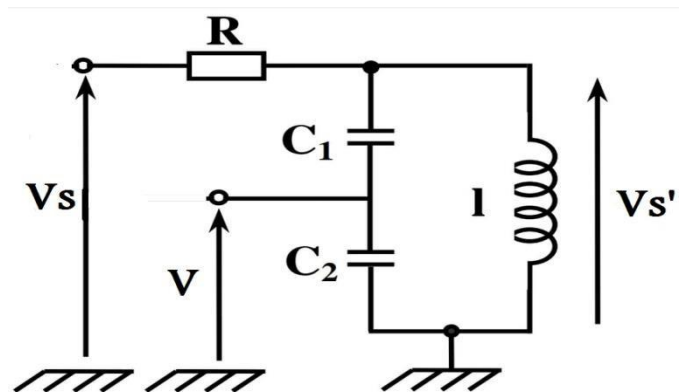


Figure II.7: Chaîne de réaction

$$A(P) = \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \cdot \left[\frac{Lp}{Lp + RL Cep^2 + R} \right]$$

$$A(P) = \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \cdot \left[\frac{1}{1 + R(Cep + \frac{1}{Lp})} \right] \tag{II-4}$$

➤ **Chaîne de retour B(P)**

$$B(P) = \frac{V(P)}{V_s(P)}$$

(C₁ et C₂ sont en série car k est ouvert)

En utilisant le diviseur de tension on trouve :

$$V(p) = \frac{ZC_2}{ZC_1 + ZC_2} V_s(p)$$

$$\frac{V(p)}{V_s(p)} = \frac{\frac{1}{C_2 p}}{\frac{1}{C_1 p} + \frac{1}{C_2 p}} = \frac{1}{\frac{C_2 p + C_1 p}{C_1 p \cdot C_2 p}} = \frac{1}{C_2 p} \cdot \frac{C_1 p \cdot C_2 p}{C_2 p + C_1 p}$$

$$\frac{V(p)}{V_s(p)} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{C_e}{C_2}$$

Avec $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$

$$B(p) = \frac{C_e}{C_2} \tag{II-5}$$

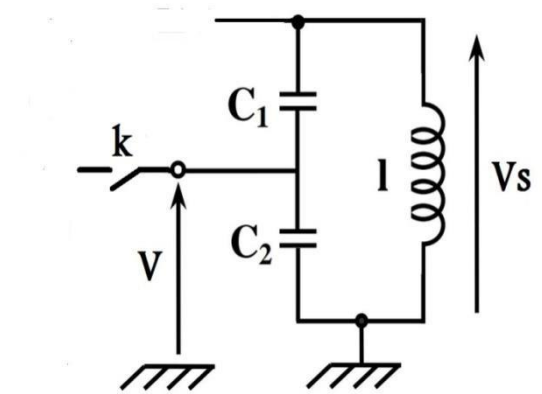


Figure II.8: chaîne de retour

II. 4.1.3. Condition d'oscillation

En appliquant le critère de Barkhausen on obtient :

$$A(p).B(p) = 1$$

$$A(p).B(p) = \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \cdot \left[\frac{1}{1 + R(Cep + \frac{1}{Lp})} \right] \cdot \left[\frac{C_e}{C_2} \right] = 1$$

On doit séparer la partie réelle et imaginaire

$$\left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \cdot \left[\frac{C_e}{C_2} \right] = 1 / \left[\frac{Lp}{1 + R(Cep + \frac{1}{Lp})} \right]$$

$$\left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \cdot \left[\frac{C_e}{C_2} \right] = 1 + R \left(Cep + \frac{1}{Lp} \right) \tag{p=j\omega}$$

$$= 1 + R \left(Cej\omega + \frac{1}{Lj\omega} \right) \tag{\frac{1}{j} = -j}$$

$$= 1 + R \left(Cej\omega - \frac{j}{L\omega} \right)$$

$$\left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \cdot \left[\frac{C_e}{C_2} \right] = 1 + Rj \left(Ce\omega - \frac{1}{L\omega} \right)$$

Par identification on obtient :

La partie réelle :

$$[1 + \frac{R_2}{R_1}] \cdot [\frac{C_e}{C_2}] = 1$$

$$[1 + \frac{R_2}{R_1}] = [\frac{C_2}{C_e}] = \frac{C_2}{\frac{C_2 C_1}{C_2 + C_1}} = \frac{C_2 + C_1}{C_1} = \frac{C_2}{C_1} + 1 = [\frac{C_2}{C_1}]$$

On en déduit

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{C_2}{C_1} + 1 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{C_2}{C_1} \quad \text{Est la condition liant les capacités aux résistances}$$

La partie imaginaire donne :

$$C_e \omega - \frac{1}{L\omega} = 0 \Rightarrow C_e \omega = \frac{1}{L\omega}$$

$$LC_e \omega^2 = 1 \Rightarrow \omega^2 = \frac{1}{LC_e}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_e}} = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}}$$

La fréquence d'oscillation est alors

$$f_0 = \frac{\omega}{2\pi}$$

$$\Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_e}} = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}} / 2\pi$$

Pour que notre système oscille à cette fréquence, il doit respecter la condition $\frac{R_2}{R_1} = \frac{C_2}{C_1}$.

II. 4. 2. Oscillateur Colpitts à transistor bipolaire

II. 4. 2. 1. Schéma général

On considère l'oscillateur Colpitts de la figure suivante :

La capacité C_d est supposée être un court circuit en Hautes fréquences.

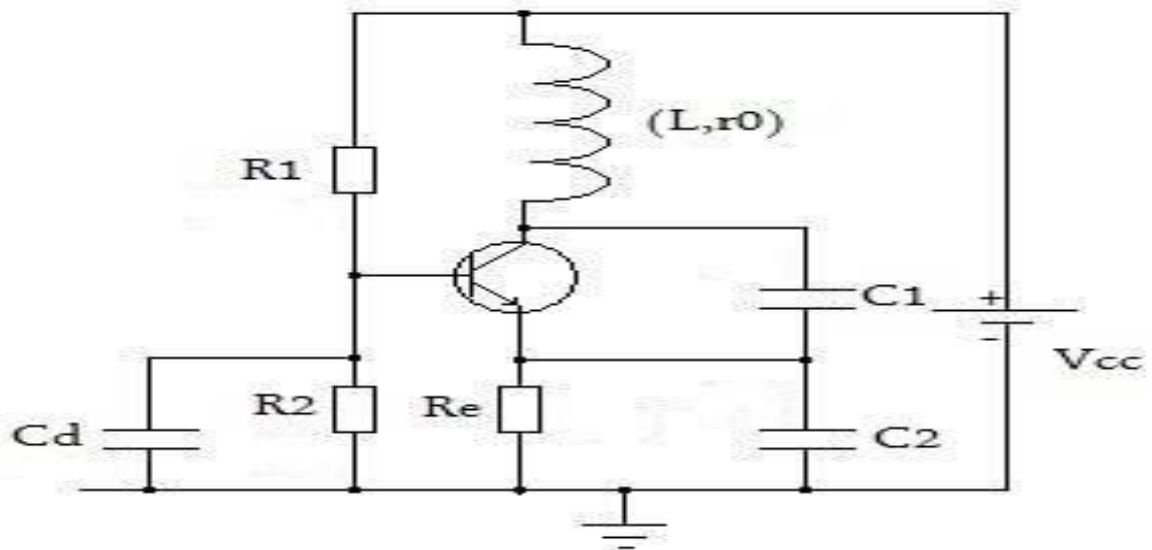


Figure II.9: Oscillateur Colpitts à transistor bipolaire

II. 4 .2. 2. Schéma équivalent en dynamique

Le schéma équivalent en dynamique est le suivant :

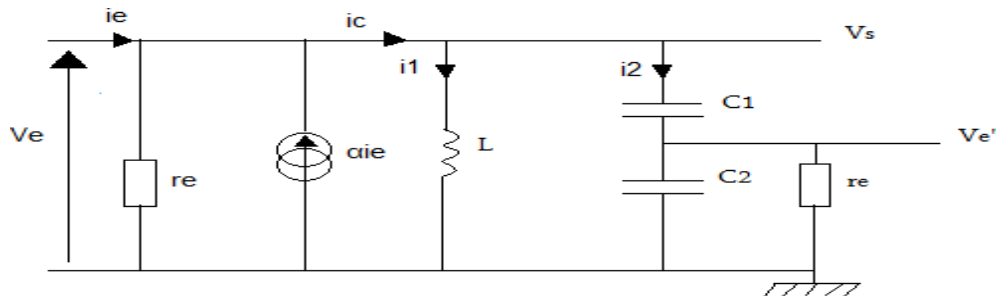


Figure II.10: Schéma équivalent

II. 4 .2. 3. Etude du circuit

➤ Calcule de Gain :

On suppose que la bobine est purement inductive

$$Gv = \frac{V_{e'}}{V_e} = \frac{V_{e'}}{V_s} \cdot \frac{V_s}{V_e} = A \cdot B$$

N.B : // veut dire en parallèle.

+ veut dire en série.

D'après le schéma de la figure ci centre, on a :

$$V_e = r_e \cdot i_e \quad (II-6)$$

$$V_{e'} = (r_e // C_2) \cdot i_2$$

$$V_s = jL\omega \cdot i_1 \quad (II-7)$$

Or :

$$i_c = \alpha i_e = i_1 + i_2$$

D'autre part :

$$V_s = [(r_e // C_2) + C_1] // L \cdot \alpha i_e \quad (II-8)$$

(II-7) = (II-8)

$$\Rightarrow [(r_e // C_2) + C_1] // L \cdot \alpha i_e = jL\omega \cdot i_1$$

Donc :

$$i_1 = \frac{1}{jL\omega} [(r_e // C_2) + C_1] // L \cdot \alpha i_e \quad (II-9)$$

$$\alpha i_e = i_1 + i_2 \Rightarrow i_2 = \alpha i_e - i_1 = \alpha i_e - \frac{1}{jL\omega} [(r_e // C_2) + C_1] // L \cdot \alpha i_e$$

$$i_2 = \alpha i_e \left[1 - \frac{1}{jL\omega} [(r_e // C_2) + C_1] // L \right]$$

$$r_e // C_2 = \frac{r_e}{1+jr_eC_2\omega} \quad \text{et} \quad (r_e // C_2) + C_1 = \frac{1}{jC_1\omega} + \frac{r_e}{1+jr_eC_2\omega}$$

$$Z = (r_e // C_2) + C_1 // L$$

Donc :

$$i_2 = \alpha i_e \left[1 - \frac{Z}{jL\omega} \right] \quad (II-10)$$

$$V_{e'} = (r_e // C_2) \cdot i_2 = \frac{r_e}{1+jr_eC_2\omega} \alpha i_e \left[1 - \frac{Z}{jL\omega} \right] \quad (II-11)$$

A partir de l'équation (II.10) et (II.11) on trouve :

$$Gv = \frac{V_{e'}}{V_e} = \frac{\alpha r_e i_e / (1+jr_eC_2\omega)}{(1+jr_eC_2\omega) r_e i_e} \left[1 - \frac{Z}{jL\omega} \right]$$

$$Gv = \frac{\alpha}{(1+jr_eC_2\omega)} \left[1 - \frac{Z}{jL\omega} \right] \quad (II-12)$$

- Calcul de Z

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{jL\omega} + \frac{1}{\left[\frac{1}{jC_1\omega} + \frac{r_e}{1+jr_eC_2\omega} \right]}$$

$$Z = \frac{jL\omega \left[\frac{1}{jC_1\omega} + \frac{r_e}{1+jr_eC_2\omega} \right]}{jL\omega + \frac{1}{\left[\frac{1}{jC_1\omega} + \frac{r_e}{1+jr_eC_2\omega} \right]}} \quad (\text{II-13})$$

On remplace (II-13) dans (II-12) on trouve :

$$Gv = \frac{\alpha}{(1+jr_eC_2\omega)} \left[1 - \frac{jL\omega + \frac{1}{jC_1\omega} + \frac{r_e}{1+jr_eC_2\omega}}{jL\omega \left[\frac{1}{jC_1\omega} + \frac{r_e}{1+jr_eC_2\omega} \right]} \right]$$

Après simplification , on trouve :

$$Gv = \frac{\alpha}{(1 + jr_e C_2 \omega)} \frac{jL\omega}{jL\omega + \frac{(1 + jr_e C_2 \omega) + (jr_e C_2 \omega)}{(jC_1\omega)(1 + jr_e C_2\omega)}}$$

Après transformation ,simplification et mise en facteur , l'expression du gain devient :

$$Gv = \frac{-\alpha LC_1\omega^2}{(1 - LC_1\omega^2) + jr_e\omega \left[C_1 + C_2 - C_1C_2L\omega^2 \right]}$$

➤ **Calcul de la valeur du gain en courant α du transistor en fonction de C_1 et C_2**

On a : $\alpha_{min} = \alpha(f_0)$

Le gain à la fréquence de résonance est donné par l'expression suivante :

$$G_{vc} = \frac{-\alpha LC_1\omega_0^2}{1 - LC_1\omega_0^2}$$

$$G_{vc} = \frac{-\alpha LC_1 \frac{C_1+C_2}{1+C_2}}{1 - LC_1 \frac{C_1+C_2}{1+C_2}} = \frac{-\alpha (C_1+C_2)}{C_2 \left[1 - \frac{C_1+C_2}{C_2} \right]} = \alpha \frac{(C_1+C_2)}{C_1}$$

$$G_{vc} = \alpha \frac{(C_1+C_2)}{C_1}$$

- **La valeur minimal du gain en courant α de la transition en fonction de C_1 et C_2**

$$G_{vc} = 1 \Rightarrow \alpha \min \left[\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right] = 1$$

$$\alpha \min = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

- **Calcul de la résistance d'entrée dynamique r_e :**

D'après la figure (II-9), on a la tension aux borne de R_2 vaut :

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{cc} \text{ (Par diviseur de tension)}$$

D'autre part:

$$\begin{aligned} V_{R2} &= R_E I_E + V_{BE} \\ \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{cc} &= R_E I_E + V_{BE} \\ \Rightarrow I_E &= \frac{R_2}{(R_1 + R_2) R_E} V_{cc} - \frac{V_{BE}}{R_E} \end{aligned}$$

Connaissant les résistances et la tension de polarisation, ainsi que le seuil de la diode B_E , on peut déduire le courant I_e qui permet de calculer la résistance d'entrée dynamique du transistor :

$$\text{Donc } r_e = \frac{U_T}{e I_E}$$

À la fréquence de résonance, nous avons $\alpha = \alpha \min$ et $Gv = 1$

$$Gv = \frac{-\alpha LC_1 \omega^2}{(1 - LC_1 \omega^2) + j r_e \omega [C_1 + C_2 - C_1 C_2 L \omega^2]}$$

II. 4 .2. 4. La condition d'oscillation

Pour calculer la fréquence d'oscillation il faut appliquer le critère de Barkhausen:

$$A. B = G_v = 1$$

$$\Rightarrow -\alpha LC_1 \omega^2 = (1 - LC_1 \omega^2) - j r_e \omega [C_1 + C_2 - C_1 C_2 L \omega^2]$$

$$\Rightarrow 1 - LC_1 \omega^2 + \alpha LC_1 \omega^2 + j r_e \omega [C_1 + C_2 - C_1 C_2 L \omega^2] = 0$$

En annulant la partie imaginaire il vient :

$$C_1 + C_2 - C_1 C_2 L \omega^2 = 0$$

$$\Rightarrow \omega_0^2 = \frac{C_1 + C_2}{L_1 C_2 C_1}$$

$$\Rightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_1 C_2 C_1}}$$

Or :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \Rightarrow f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_1 C_2 C_1}}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{LC}$$

(II-14)

II. 5. Résistance négative

II. 5. 1. Schéma équivalent de la résistance négative R_N

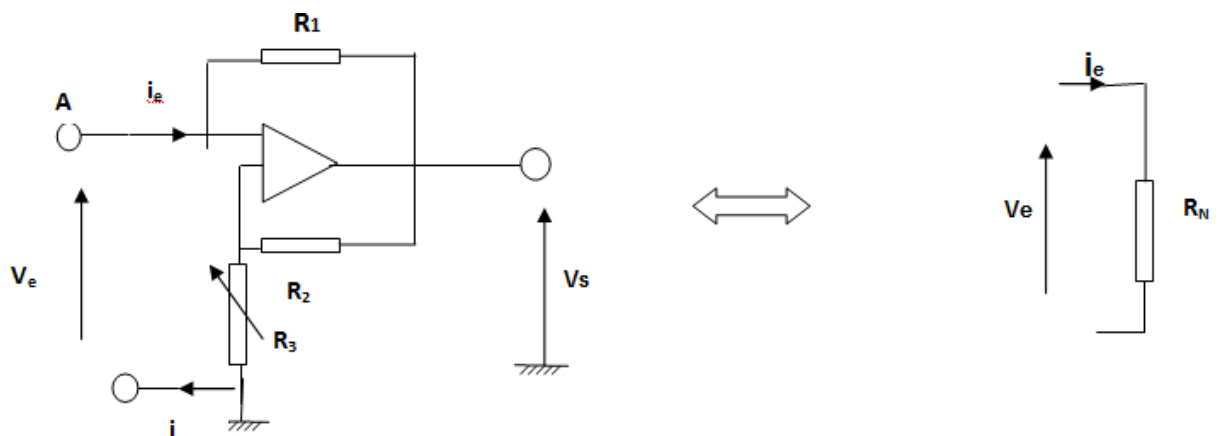


Figure II.11: Schéma équivalent de R_N

II. 5 .1. 1. Expression de la résistance négative R_N

- En régime linéaire

Considérons l'amplificateur linéaire intégré idéal en régime linéaire

$$\varepsilon = 0 = V_+ - V_-$$

Soit :

$$V_+ = V_- = V_e$$

Un pont de diviseur de tension est réalisé par la résistance R_2 et R_3 ; ce qui donne :

$$\begin{aligned} V_+ &= V_s \frac{R_3}{R_3+R_2} \\ V_s &= V_e \frac{R_3}{R_3+R_2} \end{aligned} \tag{II-15}$$

De plus :

$$I_e = \frac{V_e - V_s}{R_1}$$

Soit:

$$V_e = R_1 I_e + V_s$$

On peut exprimer V_e par:

$$V_e = R_1 I_e + \frac{R_3+R_2}{R_3} V_e \tag{II-16}$$

Et finalement après transposition, on aboutit à :

$$V_e = -R_3 \frac{R_1}{R_2} I_e = R_N I_e \quad \text{Avec} \quad R_N = \frac{R_3 R_1}{R_2} \tag{II-17}$$

Cette relation est satisfaite tant que $|V_s| < V_{\text{sat}}$

En régime saturé $V_s = \pm V_{\text{sat}}$ et on peut écrire :

$$V_e = R_1 I_e + V_s = R_1 I_e \pm V_{\text{sat}}$$

En saturation haute $V_s = +V_{\text{sat}} ; \varepsilon > 0$ et

$$V_+ = \frac{R_3}{R_3+R_2} ; \text{ Ce qui implique } V_e < \frac{R_3}{R_3+R_2} V_{\text{sat}}$$

Inversement en saturation basse $V_s = -V_{sat} \varepsilon < 0$ et $V_+ = -\frac{R_3 V_{sat}}{R_3 + R_2}$; ce qui implique

$$V_e > -\frac{R_3}{R_3 + R_2} V_{sat}$$

II. 5. 2. Schéma général

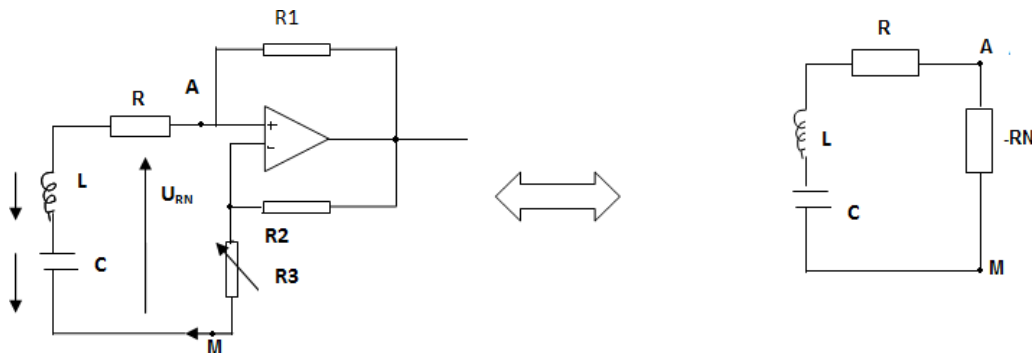


Figure II.12: Circuit général de l'oscillateur

II. 5. 3. Equation différentielle du circuit

On peut écrire pour ce circuit :

$$U_c + U_L + U_R + U_{RN} = 0 \tag{II-18}$$

Avec

$$U_c = \frac{q}{c} \tag{II-19}$$

$$U_L = L \frac{di}{dt} \tag{II-20}$$

$$U_R = Ri \tag{II-21}$$

$$U_{RN} = -R_N i \tag{II-22}$$

Avec $i = \frac{dq}{dt} = c \frac{dU_c}{dt}$

Après remplacement (II.19), (II.20), (II.21), (II.22) dans (II.18), on obtient :

$$U_c + L \frac{di}{dt} + (R - R_N)i = 0$$

Soit $\frac{q}{C} + L \frac{di}{dt} + (R - R_N)i = 0$

Ou encore avec $i = \frac{dq}{dt}$ et en dérivant l'équation précédente

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R - R_N}{L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} i = 0$$

En posant $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$ et $2\lambda = \frac{R - R_N}{L}$

On peut également l'écrire

$$\frac{d^2i}{dt^2} + 2\lambda \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0$$

II. 5. 4. Conditions d'oscillation et différents régimes

Le système est stable si les trois termes de l'équation différentielle sont de même signe.

Pour qu'il y ait des oscillations ; il faut donc que le terme du premier ordre soit négatif, soit $R_N > R$ (donc $\lambda < 0$), ce qui est normal puisque il faut compenser la résistance totale du circuit.

Le démarrage peut également avoir lieu grâce à des très petits mouvements aléatoires des éléments libres dans le métal constituant la résistance (dûs à l'agitation thermique) existant dans tout conducteur

Dans un premier temps les oscillations sont sinusoïdales amplifiées puis en raison de la présence de l'amplificateur opérationnel quasi sinusoïdales de pulsation ω_0

➤ Oscillateurs à résistance négative

En régime établi, l'amplificateur est saturé et le régime est gouverné par une autre équation différentielle qui tient compte du fait que l'amplificateur linéaire intégré fonctionne en régime saturé :

$$V_e = R_1 I_e + V_s = R_1 I_e \pm V_{sat}$$

$$U_{RN} = R_N i \pm V_{sat}$$

Et

$$U_c + L \frac{di}{dt} + (R - R_N)i = \pm V_{sat}$$

Soit

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R - R_N}{L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} i = 0$$

Ou encore ; avec $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$ et $2\lambda = \frac{R - R_N}{L}$

$$\frac{d^2i}{dt^2} + 2\lambda \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0$$

On voit aussi que dans les deux régimes transitoires l'équation différentielle régissant l'évolution de l'intensité i est linéaire au premier constat.

Le caractère non linéaire du régime établi provient uniquement de la variation du

$2\lambda = 2\lambda'$ Suivant que l'amplificateur linéaire intégré fonctionne en régime linéaire ou saturé

II. 6. Oscillateur déphaseur

II. 6. 1. Circuit de l'oscillateur

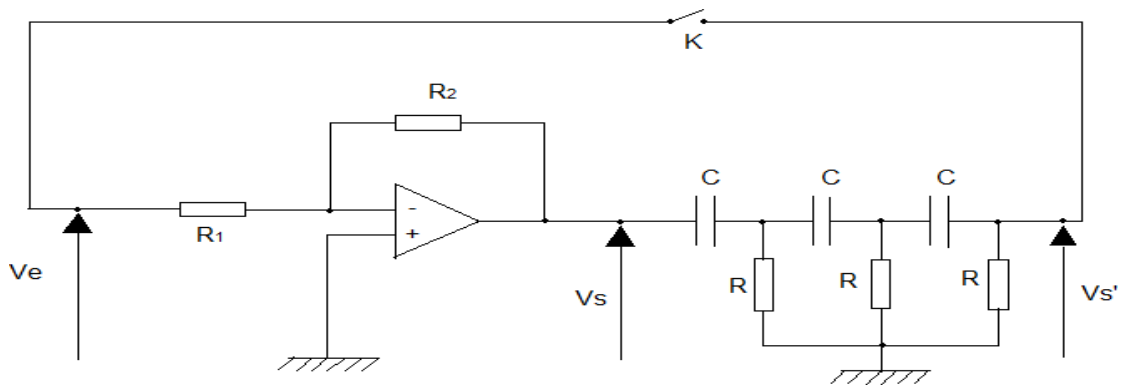


Figure II.13: Oscillateur à déphasage

II. 6. 2. Etude de circuit

➤ Chaîne direct

$$A(P) = \frac{Vs(P)}{Ve(P)}$$

$$V^+ = V^- = 0$$

Pour exprimer V^- on utilise

Le théorème de Millman

$$V^+ = V^- = \frac{\frac{Ve}{R1} + \frac{Vs}{R2}}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}} = 0$$

$$\frac{VeR1 + VsR2}{R1R2} \cdot \frac{R2R1}{R1 + R2} = \frac{VeR2 + VsR1}{R1 + R2R2} = 0$$

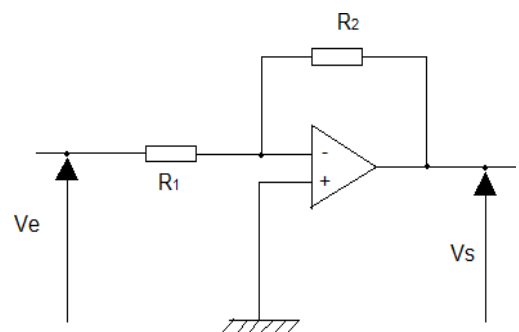


Figure II.14: Chaîne direct

$$V^+ = V^- = \frac{V_e R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_s R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

On en tire la relation entre les deux tensions :

$$\Rightarrow V_s = -\frac{R_2}{R_1} V_e$$

Le gain de l'amplificateur s'en déduit :

$$A(P) = \frac{V_s(P)}{V_e(P)} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{II-23}$$

$A(P) < 0$ car le montage utilisé est un montage inverseur (l'amplificateur est inverseur). La valeur R_2 est variable, ce qui permet de contrôler le gain de la Chaîne d'amplificateur

➤ **Chaîne de retour**

la fonction de Transfer de la Chaîne de retour est le rapport entre $V_{s'}$ et V_s

$$B(P) = \frac{V_{s'}(P)}{V_s(P)}$$

$$B(P) = \frac{V_{s'}}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_s} \tag{II-24}$$

Calcul de $\frac{V_{s'}}{V_1}$:

R est en série avec C

En appliquant un diviseur de tension :

$$\frac{V_{s'}}{V_1} = \frac{R}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{R}{\frac{jRC\omega + 1}{jC\omega}} = R \cdot \frac{jC\omega}{jRC\omega + 1}$$

$$\text{Soit } \frac{V_{s'}}{V_1} = \frac{jRC\omega}{jRC\omega + 1} \tag{II-25}$$

Calcul de $\frac{V_1}{V_2}$:

On utilise l'impédance équivalent Z_1 :

$$Z_1 = R // \left(R + \frac{1}{jC\omega} \right)$$

Par diviseur de tension on trouve :

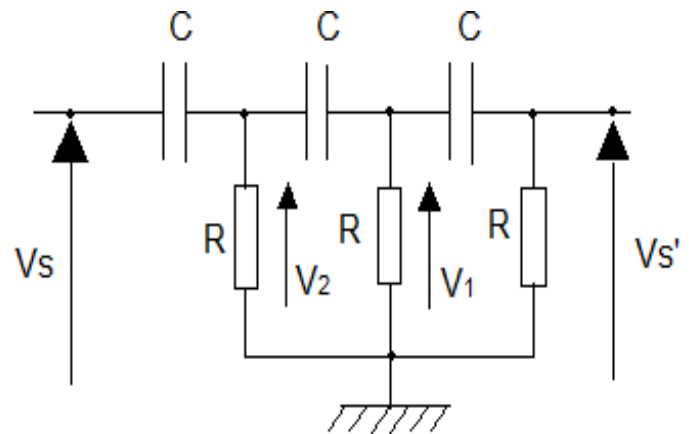


Figure II.15: Chaîne de retour

$$V_2 = \frac{V_1}{Z_1 + \frac{1}{jC\omega}} \quad (II-26)$$

Calcul de $\frac{V_2}{V_s}$:

Pour exprimer le rapport $\frac{V_2}{V_s}$ il faut utiliser l'impédance équivalente Z_2

$$Z_2 = R // \left(\frac{1}{jC\omega} + Z_1 \right)$$

Et Par diviseur de tension on trouve :

$$\frac{V_2}{V_s} = \frac{Z_2}{Z_2 + \frac{1}{jC\omega}} \quad (II-27)$$

On remplace l'expression (II-24), (II-25), (II-26) dans (II-23), la fonction de transfert de la chaîne de réaction est donnée par :

$$B(P) = \frac{V_s'}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_s}$$

$$B(P) = \frac{jRC\omega}{jRC\omega + 1} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + \frac{1}{jC\omega}} \cdot \frac{Z_2}{Z_2 + \frac{1}{jC\omega}}$$

Après transformation de cette expression, in aboutit à :

$$B(P) = \frac{(jRC\omega)^3}{1 + 5(jRC\omega) + 6(jRC\omega)^2 + (jRC\omega)^3} \quad (II-28)$$

II. 6. 3. Condition d'oscillation

On ferme l'interrupteur K :

En appliquant le critère de Barkhausen on obtient :

$$A \cdot B(P) = 1$$

$$A \cdot B(P) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{(jRC\omega)^3}{1 + 5(jRC\omega) + 6(jRC\omega)^2 + (jRC\omega)^3} = 1$$

$$A \cdot B(P) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{(jRC\omega)^3} + \frac{5}{(jRC\omega)^2} + \frac{6}{(jRC\omega)} + 1} = 1$$

$$A \cdot B(P) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{5}{(jRC\omega)^2}\right) + j\left(\frac{1}{(jRC\omega)^3} - \frac{6}{(jRC\omega)}\right)} = 1$$

On en déduit la fréquence de résonance de l'oscillateur :

$$\Rightarrow \frac{1}{(RC\omega)^3} - \frac{6}{(RC\omega)} = 0 \rightarrow 1 - (\sqrt{6} RC\omega_0)^2 = 0 \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6} RC} \\ f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} RC} \end{array} \right. \quad (\text{II-29})$$

II. 6. 4. Entretien d'oscillation

$$|A. B(j\omega_0)| = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left| \frac{1}{1 - \frac{5}{(RC\omega_0)^2}} \right| = 1$$

$$\text{Sachant que } (RC\omega_0)^2 = \frac{1}{6} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{|1-30|} = 1 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 29 \Rightarrow R_2 = 29R_1$$

II. 6. 5. Conditions de démarrage (conditions pratique)

On trouve à la sortie un signal $V_s(t)$ quasi sinusoïdale de fréquence f_0 , à condition que $R_2 \geq 29R_1$

II. 7. Conclusion

Cette étude nous a permis de voir les caractéristiques électriques des oscillateurs électroniques on cherche dans cette partie à mieux comprendre l'existence de cette valeur de gain seuil pour le démarrage des oscillations, et de savoir ce qui détermine la fréquence de ces oscillations. Pour cela une étude de ces oscillateurs électroniques, on conclut que Les résultats calculé sont satisfaisants

Chapitre III : Simulation des oscillateurs électroniques

III.1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter la simulation de plusieurs types d'oscillateurs électroniques, oscillateur à Pont de Wien, Colpitts à transistor bipolaire, l'oscillateur à résistance négative, et l'oscillateur déphaseur en utilisant le logiciel de simulation Pspice.

III.2. L'outil OrCad Pspice

OrCad PSpice est un logiciel de simulation mixte (analogique et/ou logique). La mise en œuvre d'une simulation repose principalement sur :

- une description des composants et des liaisons figurant sur un schéma, sous forme de fichier «Circuit»
- une description des signaux d'entrée appliqués sur le schéma sous forme de fichier «Stimulus ».
- une description des modèles de simulation des composants sous forme de fichiers «modèles ».

La visualisation des résultats de simulation s'effectue dans une partie du logiciel Appelée «Probe ».

Les différentes étapes nécessaires pour mener à bien une simulation. Certaines actions s'effectuent :

- Sur le schéma, dans OrCad Capture.
- Dans l'éditeur de stimulus Pspice Stimulus Editor.
- Dans le simulateur OrCad PSpice.

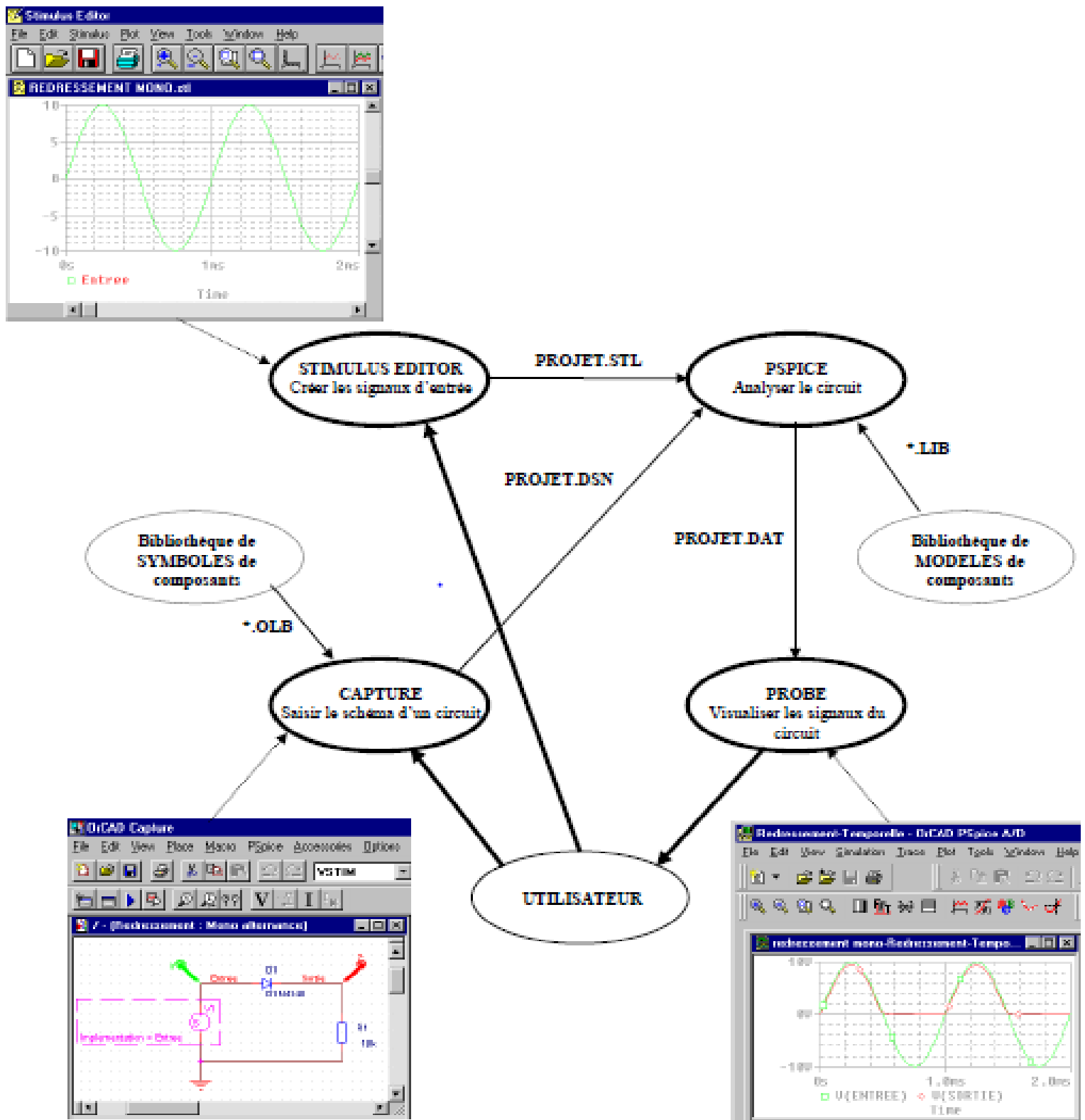


Figure III.1 : présentation de l'interaction entre l'utilisateur et logiciel Pspice

III. 3. Simulation de l'oscillateur à pont de Wien

On se propose de réaliser un oscillateur selon le cahier de charge suivant :

- Gain de l'amplificateur : $A = 3$ (1)

- Fréquence de résonance : $f_0 = 16 \text{ Hz}$ (2)

III. 3. 1. Détermination des éléments du circuit

Nous rappelons ci-dessous les résultats essentiels auxquels nous avons abouti, dans la partie théorique :

- Expression du gain de l'oscillateur à pont de Wien : $A = 1 + \frac{R_4}{R_3}$ (3)

- Expression de la fréquence d'oscillation : $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ (4)

En comparant les équations (1) et (3), on tire :

$$A = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 3$$

C'est la condition minimale d'oscillation, liant les deux résistances R_3 et R_4 . Pour la respecter et déterminer ces deux dernières, nous fixons la valeur de R_3 à $10 \text{ k}\Omega$ et nous déduisons celle de R_4 , soit $20 \text{ k}\Omega$.

Les valeurs normalisées internationales à $\pm 10\%$ proches de cette dernière sont 18 et $22 \text{ k}\Omega$. Nous prendrons : $R_4 = 22 \text{ k}\Omega$, pour dépasser le minimum de la condition d'oscillation.

La fréquence d'oscillation donne (équations (2) et (4)) :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 16 \text{ Hz}$$

Soit, $RC = 0,01 \text{ S.rd}^{-1}$

Cette relation nous impose de fixer l'une des deux grandeurs et calculer la deuxième. Par exemple, on se fixe : $C = 10 \mu\text{F}$ et on déduit R :

$$R = \frac{1}{f_0 2\pi C}$$

$$R = \frac{1}{16.2314 \cdot 10^{-5}} = 995\Omega$$

En pratique, on a utilisé la valeur la plus proche, c.à.d. $R = 1 \text{ k}\Omega$

Nous allons donc implanter dans PSPICE, un circuit oscillateur à pont de Wien, dont les éléments composant son schéma sont : $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_4 = 22 \text{ k}\Omega$;

$$R = R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega \quad \text{et} \quad C = C_1 = C_2 = 10 \mu\text{F} \text{ (voir la figure II. 2)}$$

III. 3. 2. Etude de l'oscillateur dans PSpice

Nous avons implanté le circuit de l'oscillateur sur Pspice comme indiqué sur Figure (III.2), puis nous avons relevé les différentes grandeurs caractérisant le du système fonctionnement (la fréquence, le gain et la période).

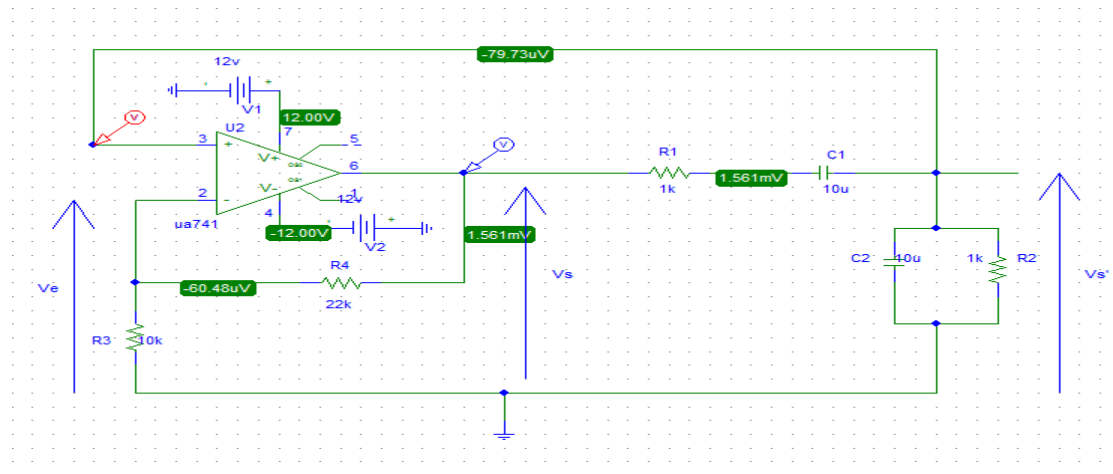


Figure III.2 : Schéma électrique de l'oscillateur désigné dans Pspice

On cherche à obtenir un signal $V_s(t)$ sinusoïdal, tel que le gain $\frac{V_s}{V_e} = 3$ et sa fréquence vaut 16 Hz.

$$R_1=R_2=1\text{k}\Omega \text{ , } C_1=C_2=10 \text{ nF} \text{ , } R_3=10\text{k}\Omega \text{ , } R_4=22\text{k}\Omega$$

III. 3. 3. Résultats de simulation

On constate le démarrage de l'oscillateur à partir de $R_4 = 22\text{k}\Omega$ ce qui correspond effectivement au résultat $R_4 \geq 2R_3$ vu dans la partie théorique (condition d'oscillation).

Dès l'entrée en oscillation du circuit, nous obtenons la réponse indiquée sur la figure (III.3). Nous remarquons que la réponse est sinusoïdale d'une amplitude de 11,61 V.

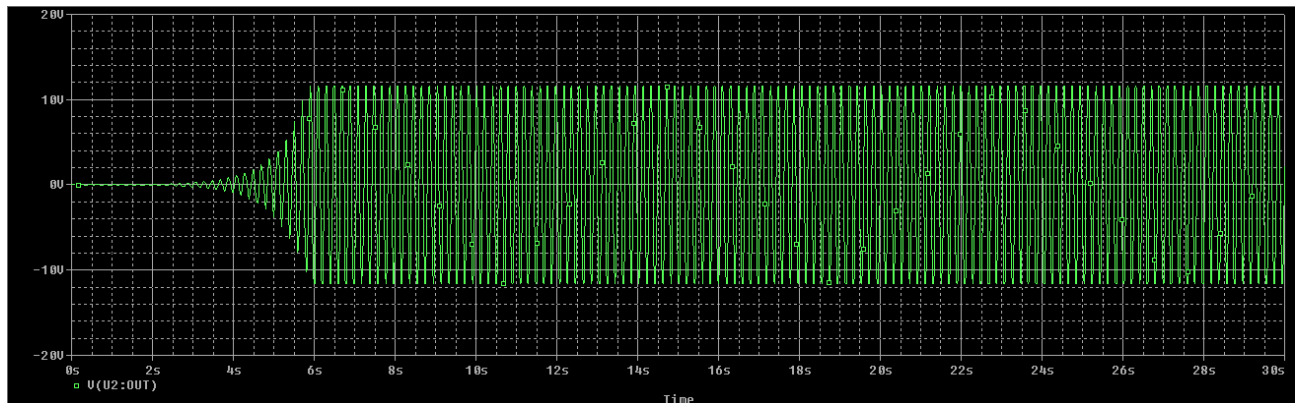


Figure III.3 : Démarrage et oscillation de l'oscillateur à pont de Wien pour $R_4 = 22\text{ k}\Omega$

A partir de cette figure, nous augmentons l'échelle des temps pour mieux visualiser le signal de sortie. Nous sélectionnons deux périodes et demi, ce qui nous permet d'avoir une mesure plus précise de cette période qui vaut donc : $T=65\text{ ms}$.

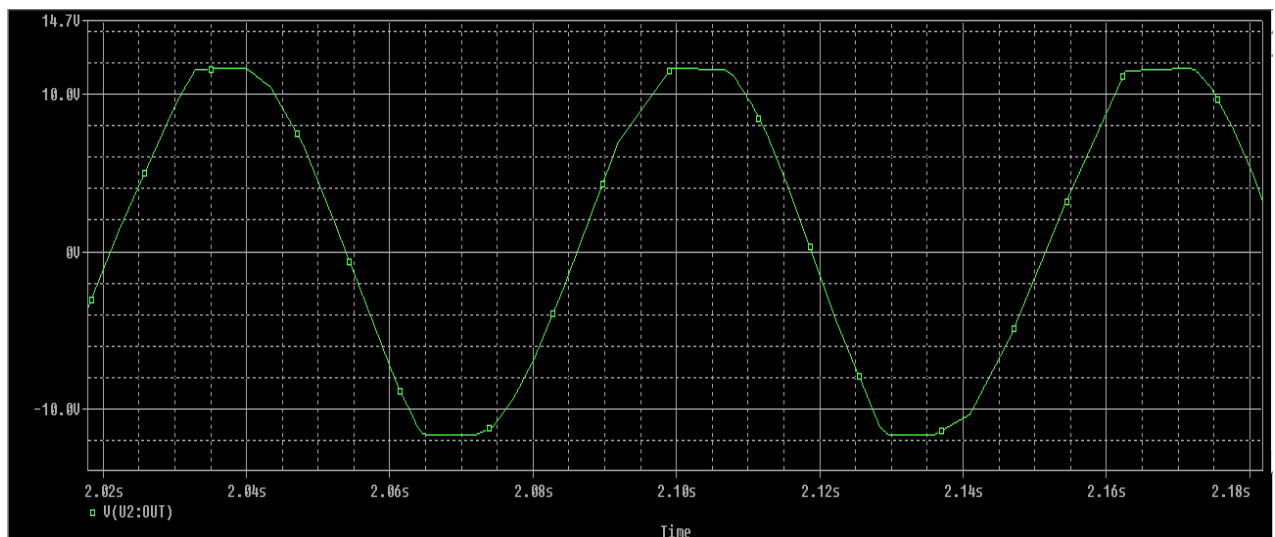


Figure III.4 : Signal sinusoïdal généré.

La fréquence mesurée est : $f_0 = 15.001\text{Hz}$, comme indiquée Figure III.5 et qui est l'inverse de $T=65\text{ ms}$.

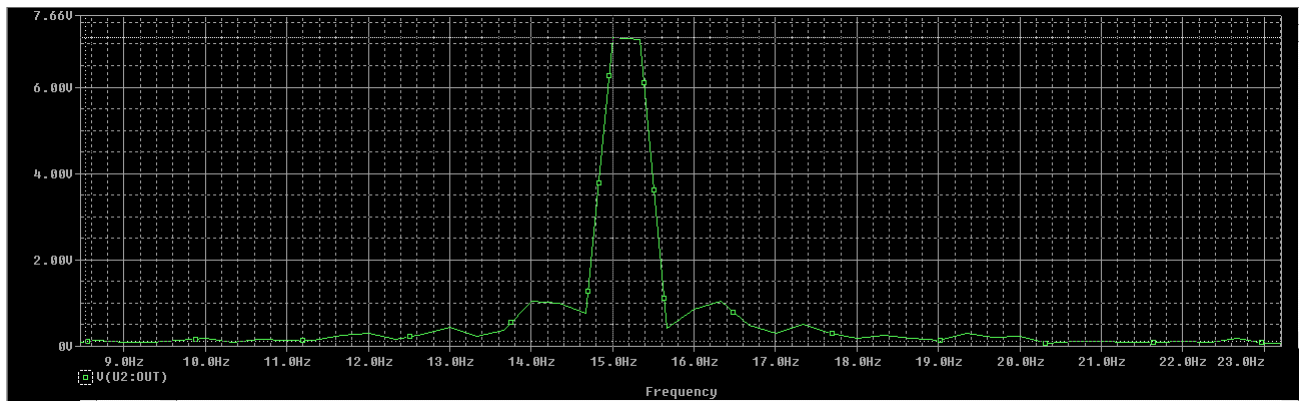


Figure III.5 : La fréquence générée

La figure (III-6 III) représente le signal de sortie (signal vert) et le signal d'entrée (signal rouge).

Cette figure nous permet de déduire le gain pratique de l'oscillateur (à partir des valeurs maximales des deux tensions) :

$$A = \frac{V_s}{V_e} = \frac{11.614}{3.9} = 2.97$$

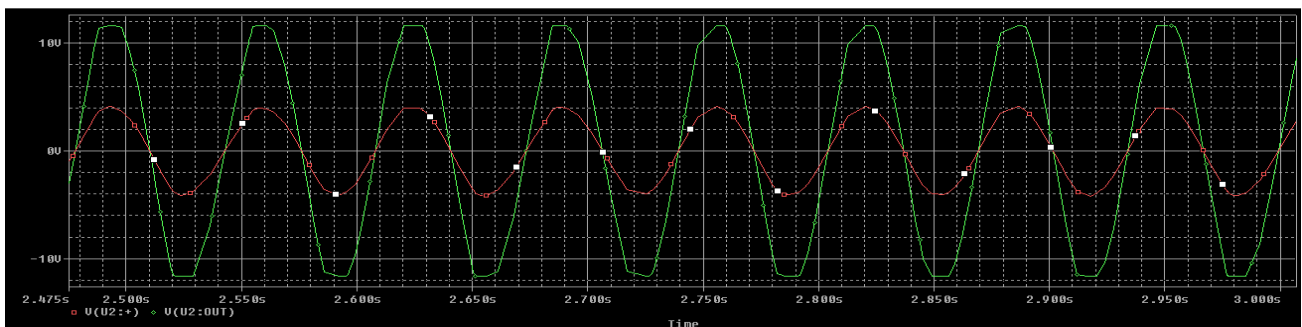


Figure III.6 : Signal de sortie et d'entrée généré

- **Etude de cas anormaux :**

On peut mettre en évidence le phénomène d'atténuation du signal lorsque le critère de Barkhausen n'est plus satisfait, c'est-à-dire dans ce cas lorsque $R4 < 2R3$, on obtient l'acquisition de signal suivante :

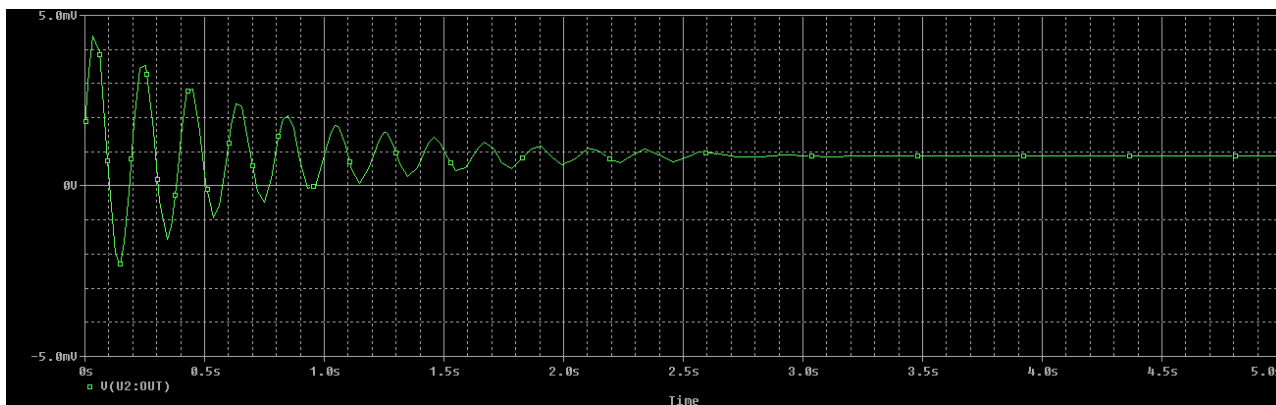


Figure III.7 : Effet d'atténuation de l'oscillateur à pont de Wien pour $R_4 = 15\text{ k}\Omega$

$$(R_4 < 2R_3)$$

- Gain de l'amplificateur élevé (distorsion du signal de sortie) :

On peut également observer, là encore, le phénomène de distorsion pour des valeurs de R_4 supérieures à $2R_3$, on peut par exemple obtenir les acquisitions suivantes :

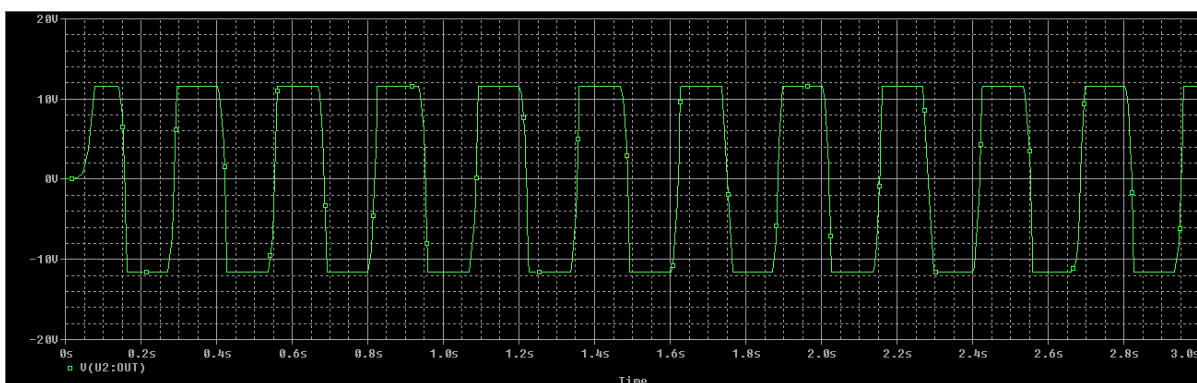


Figure III.8 : Effet de distorsion de l'oscillateur à pont de Wien pour $R_4 = 50\text{ k}\Omega$

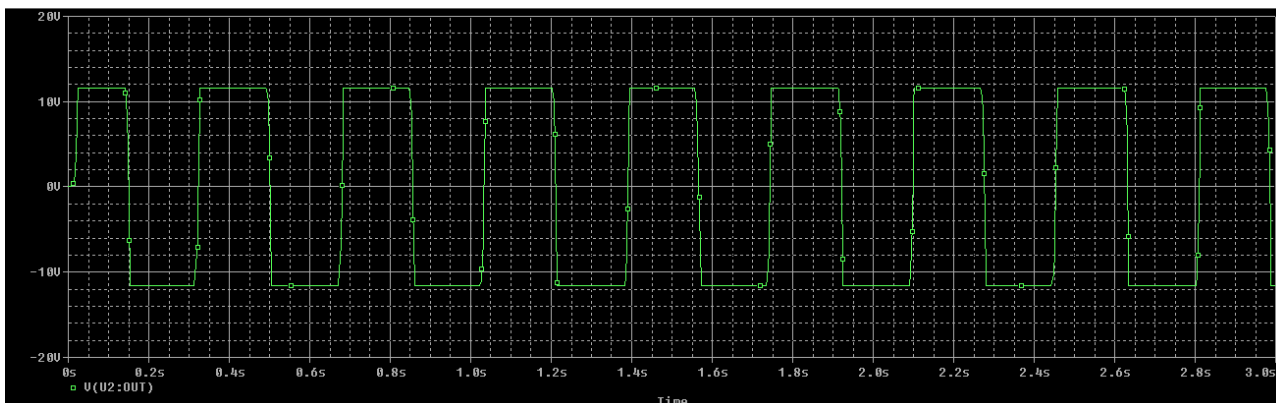


Figure III.9 : Effet de distorsion de l'oscillateur à pont de Wien pour $R_4 = 100\text{ k}\Omega$

III. 3. 4. Comparaison par rapport aux résultats théorique

Nous allons dans ce qui suit, comparer les résultats de la simulation aux résultats théorique dans deux cas différents par la fréquence d'oscillation, mais en gardant le même gain :

1^{er} Cas : pour une fréquence moitié de sa valeur précédente, on prend :

$$R_1=R_2=1 \text{ k}\Omega \quad C_1=C_2=10 \text{ }\mu\text{F}$$

R ₃	R ₄	La fréquence (f ₀)		La période (T)		V _e	V _s	Le Gain A	
		pratique	théorique	Pratique	théorique			pratique	théorique
5.6 kΩ	12 kΩ	15,33 Hz	15,92 Hz	65ms	62ms	4,08 V	11,61 V	2,84	3,14
10 kΩ	22 kΩ	15 Hz	15,92Hz	66ms	62ms	4,10 V	11,61 V	2,83	3,2
20 kΩ	43 kΩ	15,3 Hz	15,92Hz	65ms	62ms	4,04 V	11,61 V	2,87	3,15

Tableau 1

- **2^{ème} Cas : pour une fréquence dix fois supérieure, on prend :**

$$R_1=R_2=1 \text{ k}\Omega \quad C_1= C_2=1 \text{ }\mu\text{f}$$

R ₃	R ₄	La fréquence (f ₀)		La période (T)		V _e	V _s	Le Gain A	
		pratique	théorique	pratique	théorique			pratique	théorique
5.6 kΩ	12kΩ	154.6 Hz	159.23 Hz	6.4ms	6.2ms	4,11V	11.61V	2.82	3.14
10kΩ	22kΩ	154.4 Hz	159.23 Hz	6.1 ms	6,2ms	3.99V	11.61V	2.90	3.2
20 kΩ	43kΩ	154.3Hz	159.23 Hz	6.92 ms	6,2 ms	4.15V	11.61V	2.83	3.15

Tableau 2

Les valeurs mesurées de la période et de la fréquence de ce signal sont très proches de leurs valeurs théoriques.

L'ordre de grandeur est relativement cohérent avec le résultat théorique et l'écart s'explique en partie par les approximations faites sur les composants qui peuvent se comporter différemment dans la réalité.

III. 4. Simulation de l'oscillateur déphaseur :

On se propose de réaliser un oscillateur selon le cahier de charge suivant :

- Gain de l'amplificateur : $A = 30$ (1)
- Fréquence de résonance : $f_0 = 160 \text{ Hz}$ (2)

III. 4. 1. Détermination des éléments du circuit

- Nous rappelons ci-dessous les résultats essentiels auxquels nous avons abouti, dans la partie théorique :

➤ Expression du gain de l'oscillateur déphaseur : $A = \frac{R_2}{R_1}$ (3)

➤ Expression de la fréquence d'oscillation : $f_{0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$ (4)

- En comparant les équations (1) et (3), on tire :

$$A = \frac{R_2}{R_1} = 30$$

C'est la condition minimale d'oscillation, liant les deux résistances R_1 et R_2 . Pour la respecter et déterminer ces deux dernières, nous fixons la valeur de R_1 à 820Ω et nous déduisons celle de R_2 , soit $28.7 \text{ k}\Omega$. Nous prendrons :

$R_2 = 30 \text{ k}\Omega$, pour dépasser le minimum de la condition d'oscillation.

- La fréquence d'oscillation donne (équations (2) et (4)) :

$$f_{0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} = 160 \text{ Hz}$$

Soit, $RC = 4,06 \cdot 10^{-4} \text{ s}\cdot\text{rd}^{-1}$

Cette relation nous impose de fixer l'une des deux grandeurs et calculer la deuxième. Par exemple, $C=1 \mu\text{F}$ donne :

$$R = \frac{1}{160 \times 2 \times 3,14 \sqrt{6} \times 10^{-6}} \quad \text{soit} \quad R = 406,29 \Omega$$

En pratique, on a utilisé la valeur très proche : $R = 430 \Omega$

Nous allons donc implanter dans PSPICE, un circuit oscillateur à déphasage, dont les éléments composant son schéma sont : $R_1 = 820 \Omega$; $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$;

$$R_3 = R_4 = R_5 = 430 \Omega \quad \text{et} \quad C_1 = C_2 = C_3 = 1 \mu\text{F}$$

III. 4. 2. Etudes de l'oscillateur dans PSpice

Le schéma électrique de l'oscillateur déphaseur que nous avons conçu et simulé sous le simulateur Pspice est le suivant :

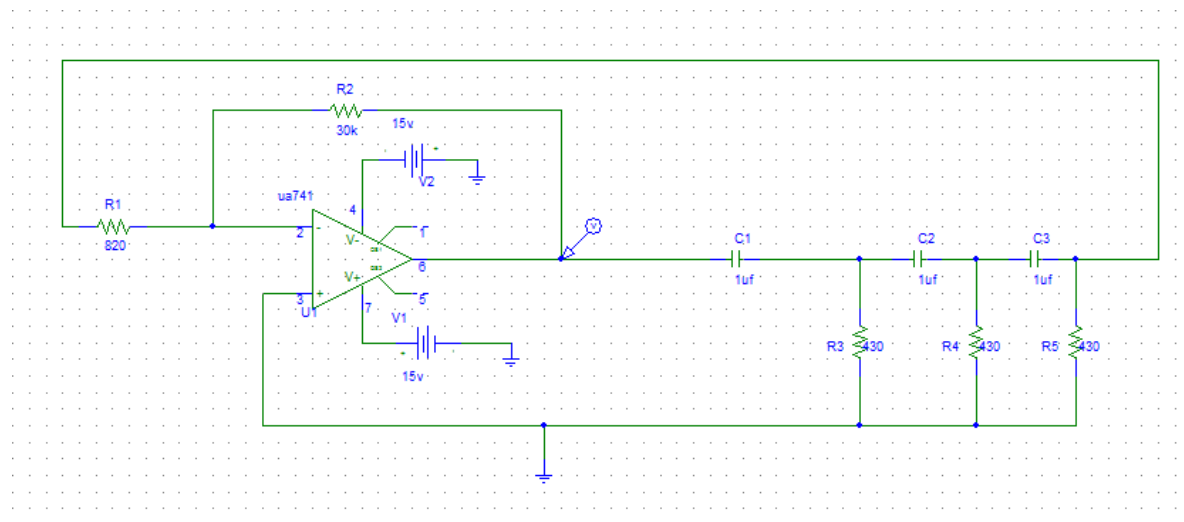


Figure III.10 : Schéma électrique de l'oscillateur implanté dans Pspice

On cherche à obtenir un signal $V_s(t)$ sinusoïdal, tel que le gain $\frac{V_s}{V_e} = 30$ et sa fréquence vaut 160 Hz, avec les composants passifs suivants :

$$R_1=820\Omega , R_2=30k\Omega , C_1=C_2=C_3= 1 \mu F , R_3=R_4=R_5=430\Omega$$

III. 4. 3. Résultats de simulation

Nous avons reproduit sur Pspice, le circuit proposé à l'étude en considérant les valeurs pratiques des composants. Les signaux sinusoïdaux générés sont représentés sur les figures ci-dessous.

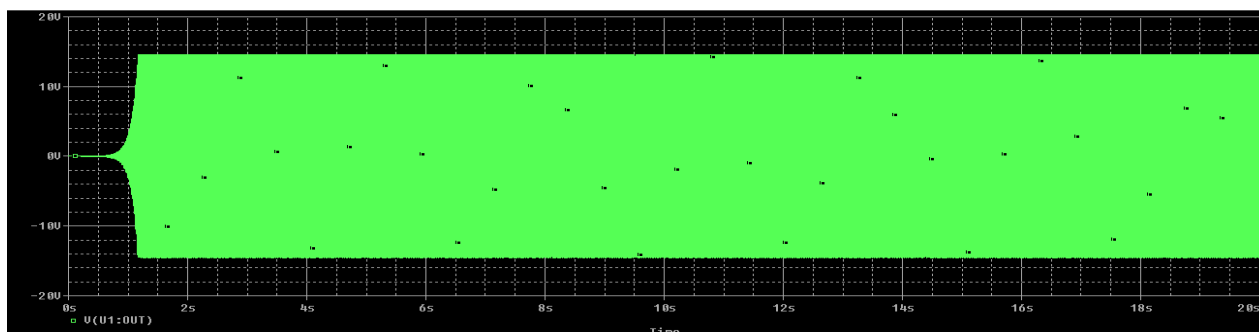


Figure III.11 : Signal sinusoïdal généré.

A partir de la figure précédente, nous augmentons l'échelle des temps pour mieux visualiser le signal de sortie. Nous sélectionnons deux périodes et demi, ce qui nous permet d'avoir une mesure plus précise de cette période qui vaut donc : $T=6.1$ ms.

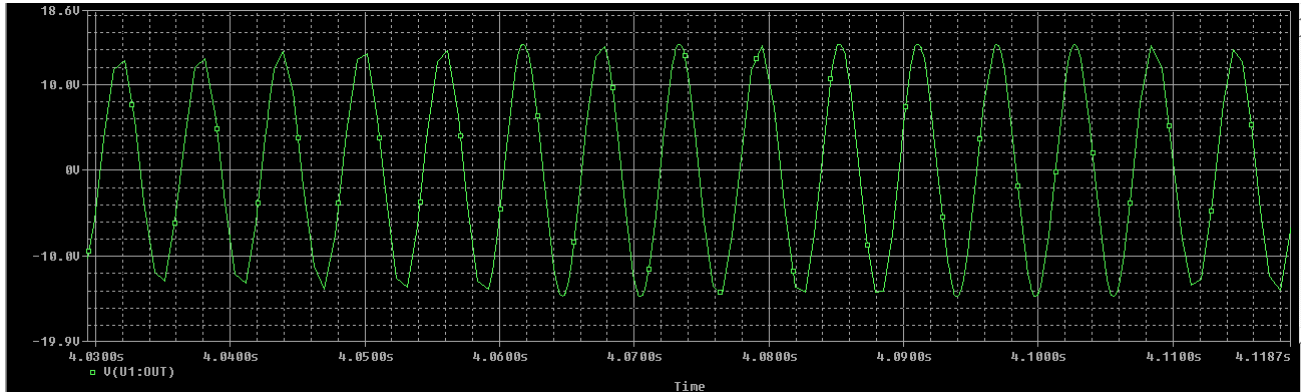


Figure III.12 : Signal sinusoïdal généré.

La fréquence mesurée est : $f_0 = 158.36$, comme indiquée Figure III.13 et qui est l'inverse de $T=6.3$ ms.

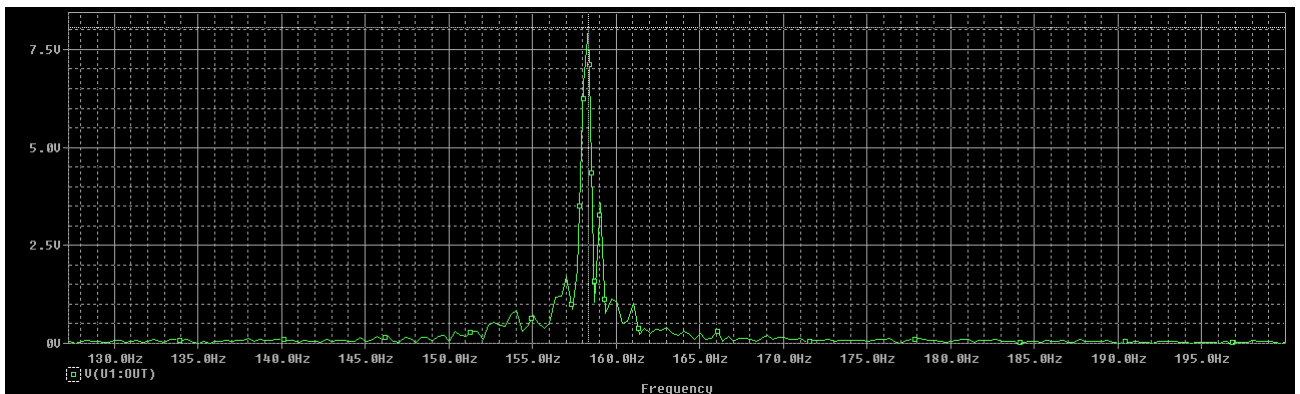
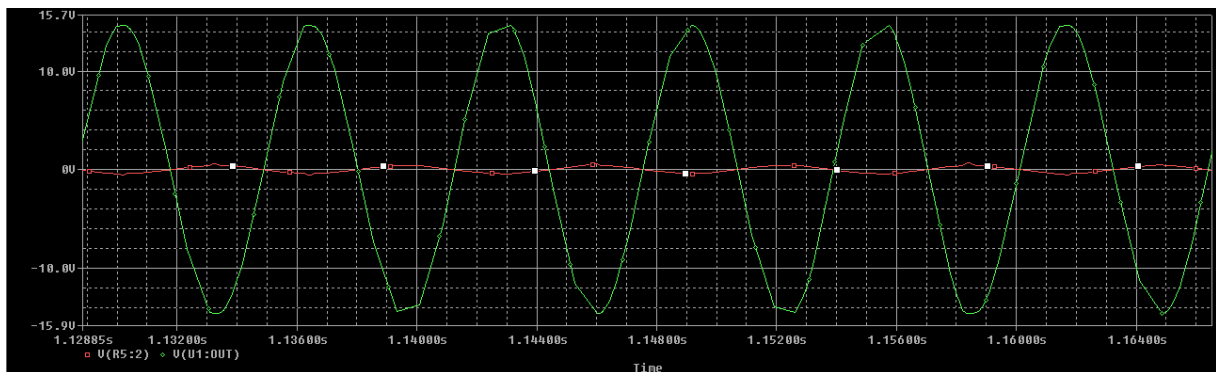


Figure III.13 : La fréquence générée

La figure (III.14III) représente le signal de sortie (signal vert) et le signal d'entrée (signal rouge).

Cette figure nous permet de déduire le gain pratique de l'oscillateur (à partir des valeurs maximales des deux tensions) :

$$A = \frac{V_s}{V_e} = \frac{14,50}{0,48} = 30.43$$



III.14 : Signal de sortie et d'entrée généré

Nous remarquons que La fréquence et la période mesurée est très proche du résultat théorique. L'écart s'explique par les valeurs choisies des résistances : $30\text{k}\Omega$ pour R_2 (au lieu de $27,8\text{k}\Omega$) et 430Ω pour R (au lieu de $406,29\Omega$).

III. 5. Simulation de l'oscillateur à résistance négative

Avant d'implanter le circuit de l'oscillateur sur Pspice, on doit relever la valeur pratiques des les composants passifs. L'égalité entre les pulsations permet de déduire la valeur de l'un des composants connaissant la valeur des autres.

On se propose de réaliser l'oscillateur à résistance négative selon le cahier de charge suivant :

- La résistance négative : $R_N = 560 \Omega$ (1)
- Fréquence de résonance : $f_0 = 1,6 \text{ kHz}$ (2)

III. 5. 1. Détermination des éléments du circuit

Nous rappelons ci-dessous les résultats essentiels auxquels nous avons abouti, dans la partie théorique :

- Expression du la résistance négative: $R_N = \frac{-R_3 R_1}{R_2}$ (3)
- Expression de la fréquence d'oscillation : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ (4)

En comparant les équations (1) et (3), on tire : $|R_N| = \frac{R_3 R_1}{R_2} = 560 \Omega$

Cette relation nous impose de fixer deux des trois grandeurs et calculer la troisième. Par exemple, on se fixe : $R_1=12k \Omega$, $R_3=1.2k \Omega$ et on déduit R_2 :

$$R_2 = \frac{R_3 R_1}{|R_N|}$$

$$R_2 = \frac{1200 \times 12000}{560} \quad \text{Soit : } R_2 = 25714 \Omega$$

En pratique, on a utilisé la valeur : $R_2=24k \Omega$

La fréquence d'oscillation donne (équations (2) et (4)) : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 1.6 \text{ kHz}$

Cette relation nous impose de fixer l'une des deux grandeurs et calculer la deuxième. Par exemple, on se fixe : $L = 10\text{mH}$ et on déduit C :

$$C = \frac{1}{(f_0 2\pi)^2 L}$$

$$C = \frac{1}{(1600 \times 2 \times 3,14)^2 \times 10^{-2}} = 0.99 \mu F$$

En pratique, on a utilisé la valeur la plus proche, c.à.d. $C = 1 \mu F$

Nous allons donc implanter dans PSPICE, un circuit oscillateur à résistance négative, dont les éléments composant son schéma sont :

$R_1 = 12k\Omega$, $R_2 = 24 k\Omega$, $R_3 = 1.2 k\Omega$, $R_4 = 560\Omega$, $C = 1 \mu F$ et $L = 10\text{mH}$

III. 5. 2. Etudes de l'oscillateur dans Pspice

Premièrement nous avons implanté le circuit équivalent de la résistance négative sur Pspice (la Figure suivante) avec : $R_1 = 12k$, $R_2 = 24 k\Omega$, $R_3 = 1.2 k\Omega$

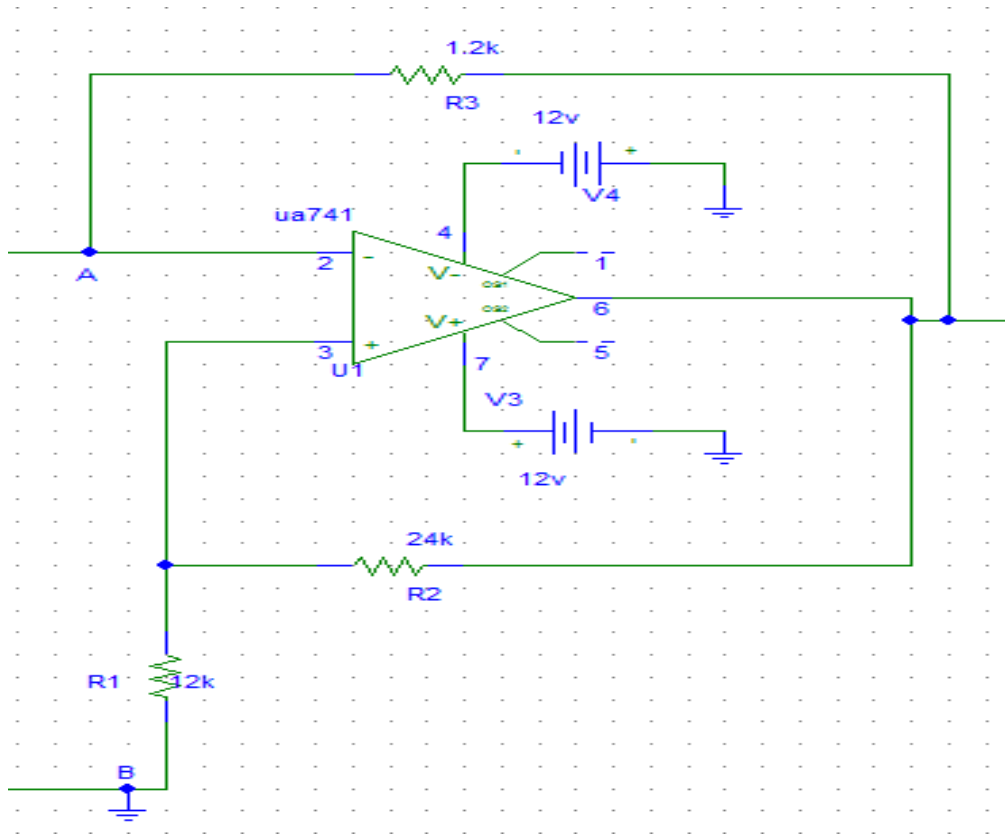


Figure III.15 : Circuit équivalant de la résistance négative

On associe le montage à résistance négative avec un circuit RLC selon la figure ci-dessous :

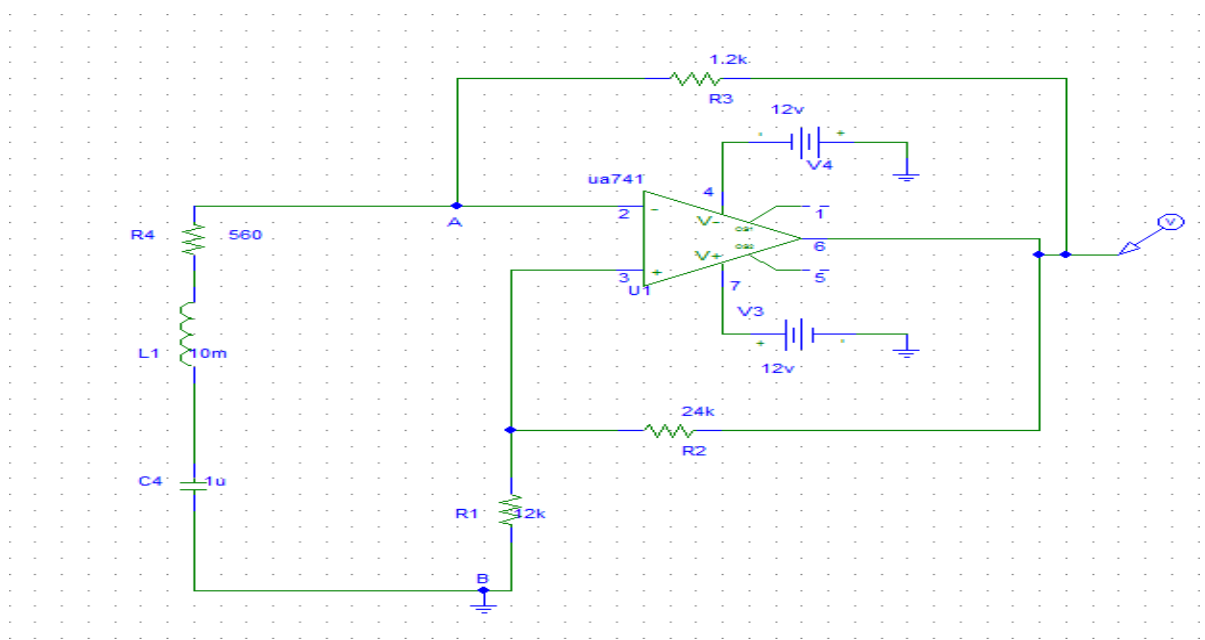


Figure III.16 : Schéma électrique de l'oscillateur implanté dans Pspice

Pour le circuit RLC on a : $L=10\text{mH}$ $C=1\mu\text{F}$ et $R_4=560\Omega$

On a : $R_N=-12 \times 1,2 \text{ k}\Omega / 24\text{k}\Omega = -600\Omega$

Ce qui correspond effectivement au résultat $|R_N| \geq R_4$ vu dans la partie théorique (condition d'oscillation).

III. 5. 3. Résultats de simulation

Après avoir simulé le fonctionnement de notre montage, les signaux sinusoïdaux générés sont représentés sur les figures (III.16), (III.17).

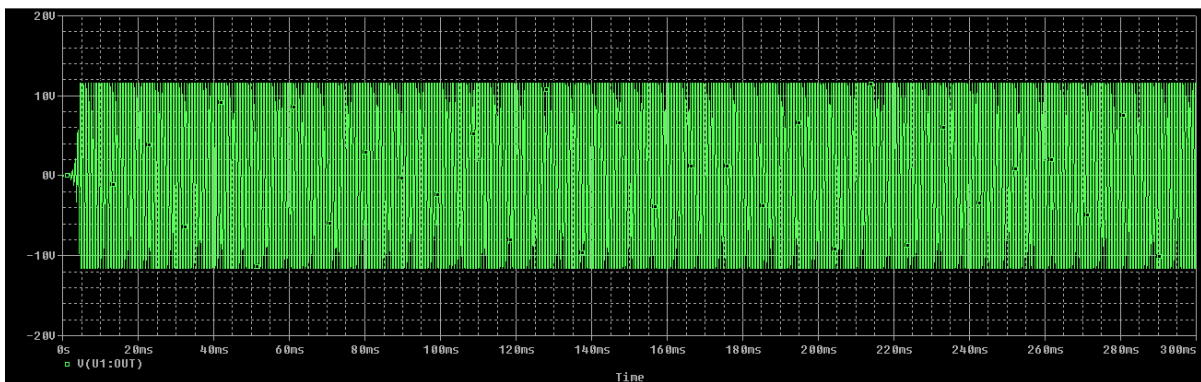


Figure III.17 : Le signal généré, avec une échelle réduite.

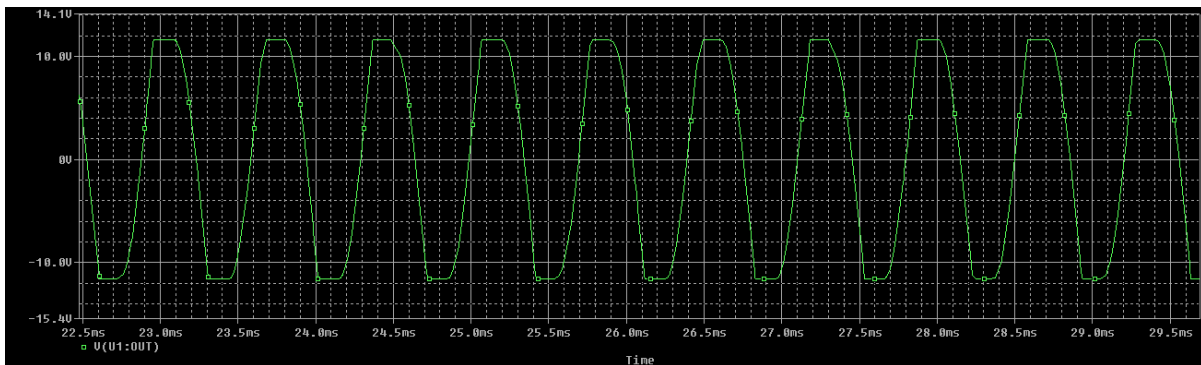


Figure III.18 : Le signal généré, avec une échelle réduite.

Nous remarquons que la réponse est sinusoïdale d'une amplitude de 11.6V et d'une période de 0.664ms

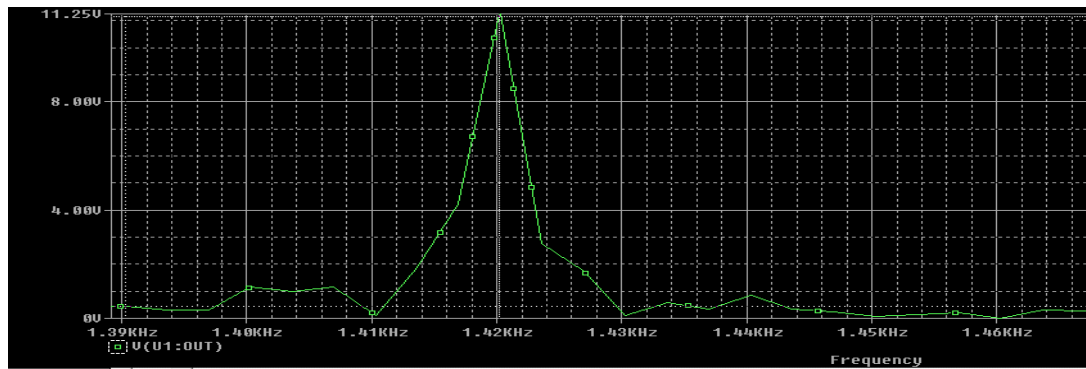


Figure III.19 : la fréquence de résonance

La mesure de la fréquence expérimentale : $f = 1,42 \text{ kHz}$ est proche de la valeur théorique déterminée plus haut.

L'ordre de grandeur est relativement cohérent avec le résultat théorique et la différence s'explique par les valeurs choisies des composants passifs : $24 \text{ k}\Omega$ pour R_2 (au lieu de 25714Ω) et $1 \mu\text{F}$ pour C (au lieu de $0,99 \mu\text{F}$).

Nous remarquons aussi que cet oscillateur est très sensible, si on n'applique pas sa condition d'oscillation nous n'obtenons pas un signal sinusoïdal. Comme par exemple, si on ne dépasse pas la condition d'oscillation, en prenant $R_4 = |R_M|$, le signal disparaît au bout d'un certain temps le signal généré représenté dans la figure suivante :

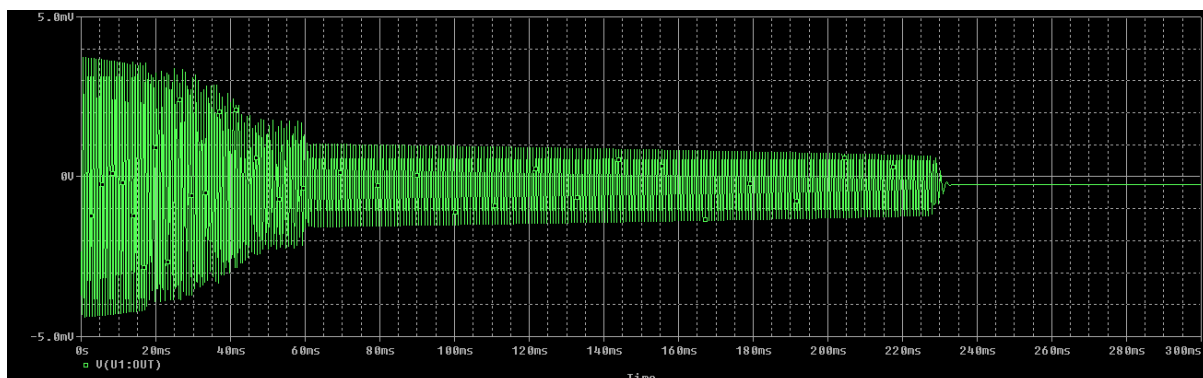


Figure III.20: Effet de distorsion de signal généré par l'oscillateur à résistance négative pour $R_4 = 600 \Omega$

III. 6. Oscillateur Colpitts avec transistor bipolaire :

On se propose de réaliser un oscillateur selon le cahier de charge suivant :

- Fréquence de résonance : $f_0 = 500 \text{ kHz}$ (1)

III. 6. 1. Détermination des éléments du circuit

- Nous rappelons ci-dessous les résultats essentiels auxquels nous avons abouti, dans la partie théorique :

➤ Expression de la fréquence d'oscillation : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ (2)

- En comparant les équations (1) et (3), on tire :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 500 \text{ kHz}$$

$$\text{Avec } C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Cette relation nous impose de fixer l'une des deux grandeurs et calculer la deuxième. Par exemple, $L=100\mu\text{H}$

Ce qui donne :

$$C = \frac{1}{(f_0 2\pi)^2 L}$$

$$C = \frac{1}{(500 \times 10^3 \times 2.3 \times 14)^2 \times 10^{-4}} \quad \text{Soit } C = 1.014 \times 10^{-19} \text{ nF}$$

En prenant $C_1 = 960 \rho\text{F}$ on tire : $C_2 = \frac{CC_2}{C + C_2} = \frac{(1.0104 \times 10^{-9}) \times (960 \times 10^{-19})}{(1.0104 \times 10^{-9}) + (960 \times 10^{-19})}$

Soit $C_2 = 49.31 \text{ nF}$

En pratique, on a utilisé la valeur très proche : $C_2 = 50 \text{ nF}$

Nous allons donc implanter dans PSPICE, un circuit oscillateur Colpitts à transistor bipolaire, dont les éléments composant son schéma sont : $R_1 = 22\text{k}\Omega$; $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$;

$$R_e = 1.5\text{k}\Omega, \quad C_1 = 960 \rho\text{F}, \quad C_2 = 50\text{nF} \text{ et } L = 100\mu\text{Hz}$$

III. 6. 2. Etude de l'oscillateur avec Pspice :

Nous avons implanté le circuit de l'oscillateur sur Pspice comme indiqué sur la figure (III.21), puis nous avons relevé les différentes grandeurs caractérisant le fonctionnement du montage du montage (la fréquence, le gain et la période).

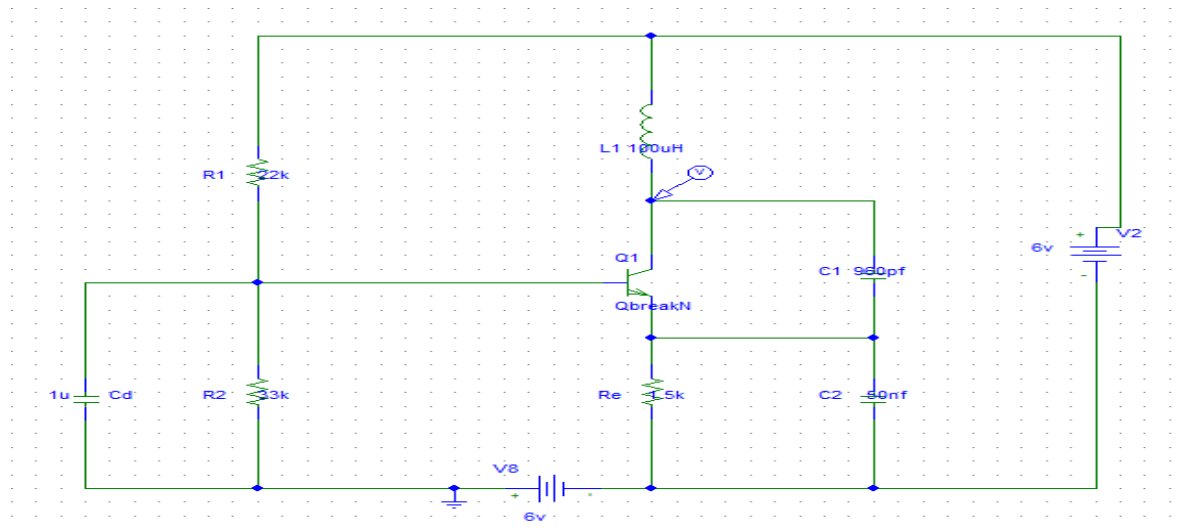


Figure III.21 : Schéma électrique de l'oscillateur implanté dans Pspice

III. 6. 3. Résultat de simulation :

Après la simulation de circuit on obtient une réponse sinusoïdale d'une amplitude de 6.2V indiquée sur la figure (III.22) .

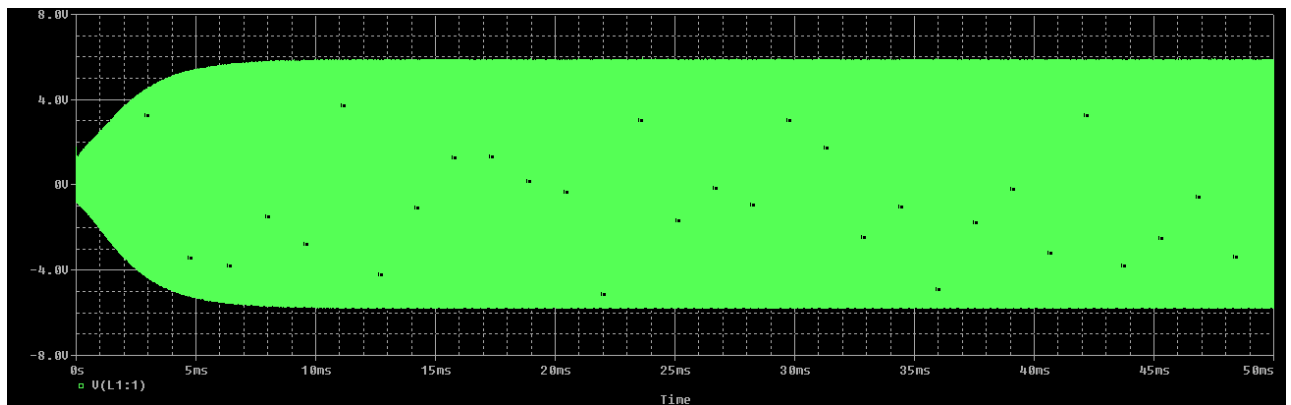


Figure III.22:signal généré

A partir de cette figure, nous augmentons l'échelle des temps pour mieux visualiser le signal de sortie. Nous sélectionnons deux périodes et demi, ce qui nous permet d'avoir une mesure plus précise de cette période qui vaut donc : $T=2\mu s$.

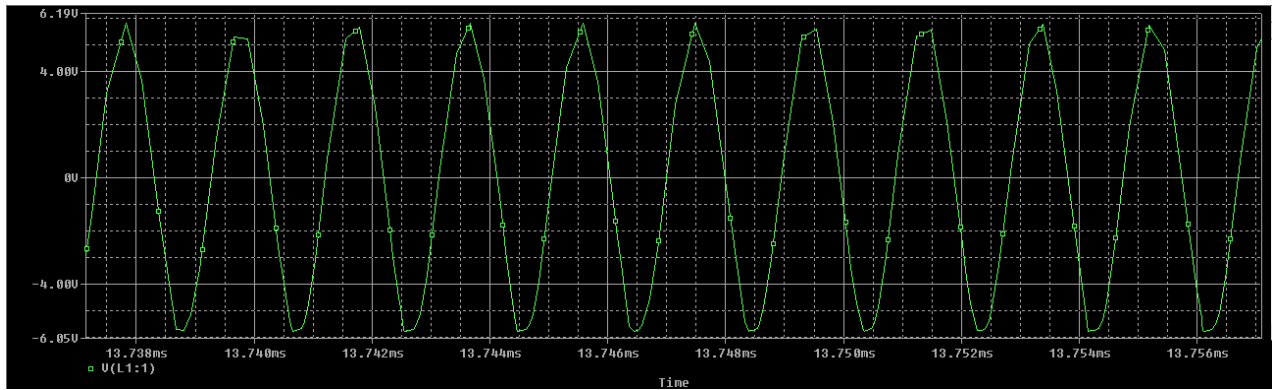


Figure III.23:signal généré

La fréquence mesurée est : $f_0 = 492.018 \text{ kHz}$, comme indiquée sur la Figure (III.24) et qui est l'inverse de $T=2\mu\text{s}$.

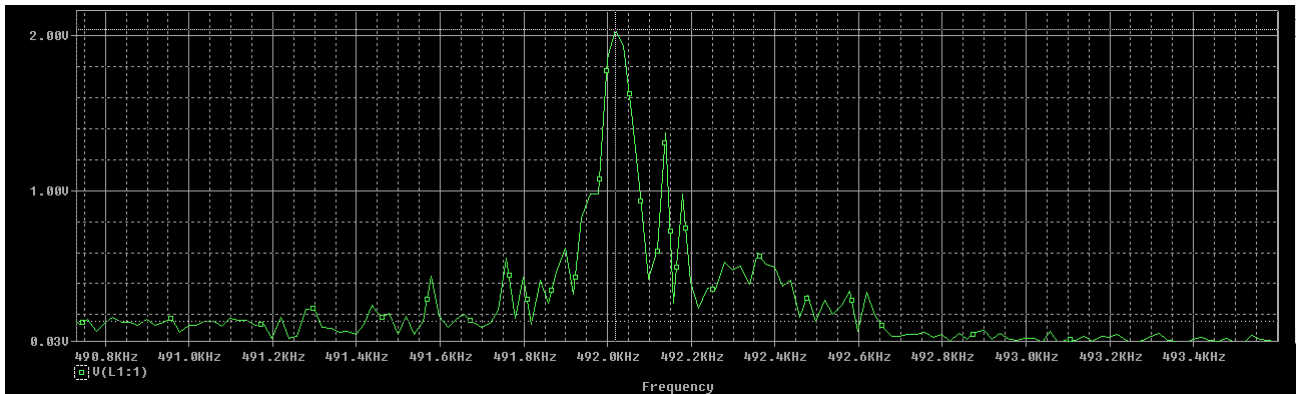


Figure III.24:la fréquence d'oscillation

Lorsqu'on n'applique pas le critère de Barkhausen (la condition d'oscillation) on a un signal dont l'amplitude décroît au cours du temps jusqu'à la disparition complète du signal.

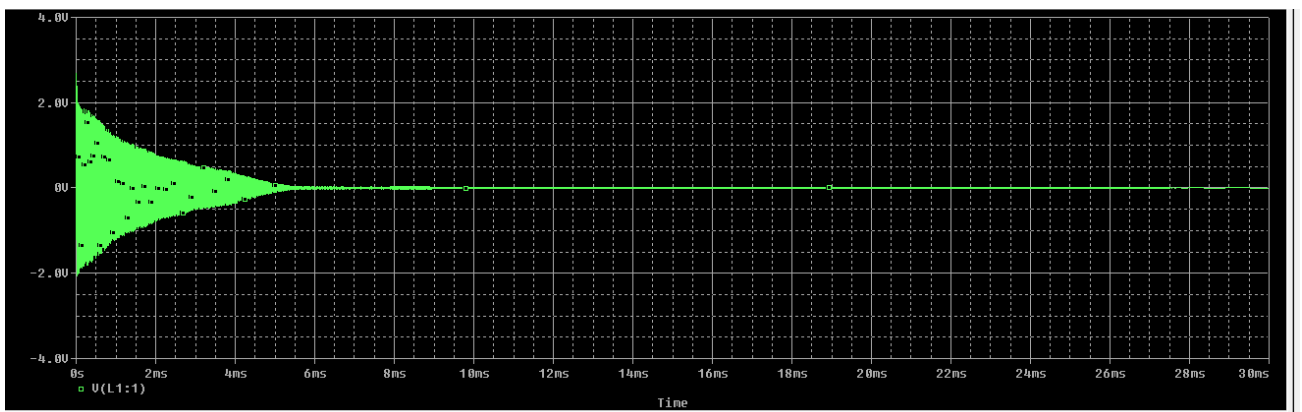


Figure III.25:signal généré

III. 7. Conclusion :

Nous avons expérimenté différents oscillateurs électroniques, étudier leur comportement et leurs caractéristiques en fonction des éléments ayant permis leur simulation. Les résultats obtenus sont satisfaisants puisqu'en cohérence générale avec les études théoriques. Nous rappelons ci-dessous les oscillateurs électroniques simulés avec leurs caractéristiques :

- Oscillateur à pont de Wien (la fréquence= 15.001Hz, le gain=2.97)
- Oscillateur déphaseur (la fréquence=158.36Hz, le gain=30.43)
- Oscillateur ζ résistance négative (la fréquence= 1,42khz)
- Oscillateur Colpitts à transistor bipolaire (la fréquence=492,018khz)

On peut cependant remarquer la limitation des oscillateurs au niveau de leurs composants, en particuliers les amplificateurs opérationnels, qui peuvent parfois rendre les résultats réels relativement différents des résultats attendus, tel que cela a été relevé dans le cas de l'oscillateur Colpitts à AOP (disparition des oscillations juste après le démarrage).

Nous remarquons que les oscillateurs n'ont pas les mêmes fréquences : certains fonctionnent en haute fréquence tel que l'oscillateur Colpitts, tandis que d'autre fonctionnent en basse fréquence (oscillateur à pont de Wien, oscillateur déphaseur et oscillateur à résistance négative).

Conclusion générale

Durant ce travail de master, nous nous sommes intéressés à l'étude et la simulation de systèmes électroniques oscillants.

Le but d'un oscillateur électronique est de générer un signal périodique d'une tension donnée, dont la fréquence est la plus stable possible. A partir d'une alimentation, en général continue, selon une condition d'oscillation précise.

La performance d'un oscillateur est définie selon deux critères essentiels la fréquence et le gain. Nous avons procédé donc à une comparaison de ces caractéristiques pour divers types d'oscillateurs, à savoir : oscillateur à pont de Wien, oscillateur de Colpitts, oscillateur déphaseur et oscillateur à résistance négative.

Enfin l'analyse par simulation du circuit électronique de l'oscillateur en utilisant le logiciel Pspice confirme les résultats obtenus dans l'étude théorique. En effet, nous pouvons clairement conclure qu'il y a une concordance entre les résultats de l'étude théorique et la simulation des oscillateurs électronique étudiés.

Un Oscillateur électronique est un dispositif stable générant un signal périodique à des fréquences bien définies est très utile. Dans un système électronique, cet oscillateur a souvent le rôle d'une source de tension, de fréquence ou de temps. La performance d'un oscillateur est définie selon deux critères essentiels la fréquence et le gain.

المذبذب الإلكتروني هو جهاز مستقر يولد إشارة دورية بترددات محددة جيداً وهو مفيد جداً في النظام الإلكتروني، غالباً ما يكون لهذا المذبذب دور الجهد أو التردد أو مصدر الوقت. يتم تحديد أداء المذبذب وفقاً لمعيارين أساسيين: التردد والكسب.

An Electronic Oscillator is a stable device generating a periodic signal at well-defined frequencies is very useful. In an electronic system, this oscillator often has the role of a voltage, frequency or time source. The performance of an oscillator is defined according to two essential criteria: frequency and gain.

f_0 : Fréquence de résonance

A: Gain de l'amplificateur

L_{eff} : inductance effective

Références bibliographiques

[1] : www.ta-formation.com/acrobat-modules/pll

[2] : <http://www.youtube.com/watch?v=T7fRGXc9SRI>

[3] : - I. Riahi, «Etude simulation et réalisation de mini - générateurs BF et d'un mini-voltmètre AC-DC piloté par une carte Arduino Uno R3 », mémoire master II, université de Tlemcen 2016/2017.

[4] : Emeric de Foucauld, "Conception et réalisation d'oscillateurs accordables en fréquence en technologie SiGe pour les radiotéléphones", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre : 2-2000.

[5] : <https://boowiki.info/art/oscillateurs/oscillateur.html#Colpitts>

[6] : <https://www.dolphin-integration.com/medal/smash/notes/oscillateurs>

[7] : Cours d'électronique analogique, 3ème année Ingénieur, Mme N. Benabdallah, ESSAT, 2016.

[8] : <http://ressources.univ-lemans.fr/AccesLibre/UM/Pedago/physique/02/electro/phaseshift.html>

[9] : J. Keignart, "*Etude de structures d'oscillateurs 3.6 GHz à circuit d'entretien CMOS*", rapport de stage effectué à STMicroelectronics, Juin 2001.

[10] : <https://physique-pt-cluny.monsite-orange.fr/file/.pdf>