

*République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur
Et de la Recherche Scientifique*



*Université Mohammed Seddik Ben Yahia-Jijel
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electronique*

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Présenté en vue de l'Obtention du Diplôme
De Master en Télécommunications

Option : Systèmes des télécommunications

Thème :

**Étude Et Réalisation D'un Kit Didactique Pour La
Modulation/Démodulation FM**

Soutenu le 21 septembre 2021

Présenté par :

Mr. Abd Elkayoum CHETTABI

Mr. Soufyane FRITES

Encadré par :

Mr. Zoubir SANTOUH

Année universitaire 2020/2021

Remerciements

À l'issue de ce travail, nous tenons à remercier dans un premier temps le dieu de nous avoir accordé la santé et la volonté dans la réalisation de ce projet. Nous tenons à exprimer notre sincère gratitude à notre conseiller et encadrant Prof. santouh zoubir pour sa patience, son soutien, sa motivation et ses immenses connaissances. Ses conseils nous ont aidés tout au long de la recherche et de la rédaction de ce mémoire. Nous n'aurions pas pu imaginer avoir un meilleur conseiller et soutien pour notre grand projet de qualification. Nous tenons à remercier les membres du jury pour avoir accepté de juger notre travail, ainsi que toutes les enseignantes et tous les enseignants du département d'électronique.



F. Soufyane

**Premièrement et avant tous je remercie
mon dieu**

J'ai l'honneur de dédie ce modeste travail à mes chers parents **Abd el ghani** et **Hanifa** qui mon soutenu pendent toute mes années d'étude, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à :

Toute la famille **Frites**

Mes sœurs : **Manel & Rania & Amira** Pour leur soutien moral et leurs sacrifices le long de ma formation.

Mon cher frère : **Walid**

Toutes mes tantes et mes oncles.

Je dédie ce travail à mes amies et collègues surtout (**Abd el llatif, Oussama, anis, Mohamed**)

Mon binôme **Abd Elkayoum**

Mon Encadreur Prof. **Santouh Zoubir**

A tous ceux qui me sont chères

A tous ceux qui m'aiment

A tous ceux que j'aime.

A Tous mes professeurs

Je dédie ce travail



*C. abd
El kayoum*

Je dédie ce travail

A mes parents

A toute ma famille

Mon binôme

A tous mes amis

A tous mes professeurs

Table des matières



Sommaire

CHAPITRE 1 : Etude des principes de modulation et démodulation

FM

| | |
|---|----|
| I.1. Introduction : | 3 |
| I.2. Historique de télécommunication | 3 |
| I.3. Transmission d'information | 10 |
| I.4. La modulation de fréquence | 10 |
| I.4.1 Définition de la modulation de fréquence | 11 |
| I.4.2 Les Différents types de la modulation FM | 12 |
| I.4.2.1 Modulation De fréquence à bande étroit | 12 |
| I.4.2.2 Modulation De fréquence à bande large | 12 |
| I.4.3 Principe de la modulation de fréquence | 12 |
| I.4.3.1 la déviation fréquentielle | 14 |
| I.4.3.2 Indice de modulation | 16 |
| I.4.4 Présentation fréquentielle | 16 |
| I.4.4.1 Formule de Bessel | 16 |
| I.4.4.2 Règle de Carson | 19 |
| I.4.4.3 le spectre d'un signal FM | 19 |
| I.4.4.4 Puissance transportée par un signal FM | 20 |
| I.5 Les avantage et les inconvénients de la modulation FM | 21 |
| I.5.1 Inconvénients de la modulation de fréquence, FM | 21 |
| I.5.2 Avantages de la modulation de fréquence, FM | 22 |
| I.6 Techniques de démodulations FM | 22 |
| I.6.1 La Démodulation direct | 23 |
| I.6.1.1 Le détecteur de pente | 23 |
| I.6.1.2 Le discriminateur de type Travis | 24 |

| | |
|--|----|
| I.6.1.3 Le discriminateur de type Foster-Seeley | 24 |
| I.6.1.4 Balanced slope Detector | 24 |
| I.6.2 Démodulation indirect | 24 |
| I.6.2.1 démodulation par PLL | 24 |
| I.7 Conclusion | 25 |
| <u>CHAPITRE 2 : Etude détaillé de quelques circuits utilisés pour la modulation et la démodulation FM</u> | |
| II.1 Introduction | 28 |
| II.2 Chaîne de transmission FM | 28 |
| II.2.1 Principe de base d'émetteur FM | 28 |
| II.2.2 Schéma de principe | 28 |
| II.2.3 Principe de base de récepteur FM | 30 |
| II.3 Les circuits électroniques d'émetteur FM..... | 31 |
| II.4 modulateur FM | 31 |
| II.4.1 Modulateur FM à base quartz | 31 |
| II.5 Les oscillateurs | 32 |
| II.5.2 L'oscillateur de Colpitts | 34 |
| II.5.3 L'oscillateur de Clapp | 36 |
| II.5.4 L'oscillateur de Hartley..... | 37 |
| II.5.5 L'oscillateur contrôlé en tension VCO | 38 |
| II.5.6 L'oscillateur VCO à base de VARICAP | 39 |
| II.5.7 VCO à partir d'un oscillateur de Colpitts | 39 |
| II.6 Les Amplificateurs de puissance | 41 |
| II.6.1 Amplificateurs de puissance Classe A | 41 |
| II.6.2 Fonctionnement en classe B « amplificateur de puissance Push-Pull » | 42 |
| II.6.3 La bande passante | 43 |
| II.7 Les filtres | 44 |
| II.7.1 Notion de fonction de transfert | 45 |
| II.7.2 Les types des filtres analogiques | 45 |
| II.8 LES ANTENNES | 49 |
| II.8.1 Puissance rayonnée par une antenne | 49 |
| II.8.2 Classification des antennes | 50 |
| II.8.3 les plages de fréquences | 51 |
| II.9 Récepteur FM | 53 |
| II.9.1. Limiteur idéal | 54 |

| | |
|---|----|
| II.9.2. Les amplificateurs | 54 |
| II.9.3. Oscillateur local | 55 |
| II.9.4. Le mélangeur | 55 |
| II.10. Démodulateur FM | 57 |
| II.10.1. Le discriminateur à quadrature (ou de phase ou à coïncidence) | 57 |
| II.10.2. Le démodulateur à boucle à verrouillage de phase (PLL) | 58 |
| II.11. Le bruit en modulation de fréquence | 62 |
| II.12. Conclusion | 63 |
| <u>CHAPITRE 3 : Simulation et réalisation du kit didactique FM</u> | |
| III.1. Introduction | 65 |
| III.2. Partie Logiciel | 65 |
| III.2.1. Logiciel de simulation LTspice XVII | 65 |
| III.2.2. Logiciel de simulation PROUTEUSE | 65 |
| III.3. Les oscillateurs | 66 |
| III.3.1. Critère de stabilité de Barkhausen | 66 |
| III.3.2. Simulation de l'oscillateur de colpitts | 67 |
| III.3.3. Simulation de l'oscillateur de VCO CLLAP à base de VARICAP | 70 |
| III.4. La simulation des filtres | 72 |
| III.4.1. Simulation de Filtre passe bas 2 ème ordre | 72 |
| III.4.2. Simulation de Filtre passe bande | 72 |
| III.5. Simulation générale d'un kit didactique | 73 |
| III.6. Simulation de la modulateur FM par oscillateur de colpitts à base de VARICAP | 74 |
| III.6.1. Principe de modulateur FM | 74 |
| III.6.2. Equations mathématiques pour ce modulateur FM | 76 |
| III.7. Simulation de la modulation /démodulation FM | 79 |
| III.8. Simulation de la modulateur FM par oscillateur de Clapp à base de VARICAP MV2201 | 80 |
| III.8.1. Principe de modulateur FM | 81 |
| III.9. Simulation de la démodulateur FM par un filtre passe bas 2 ème ordre | 84 |
| III.9.1. Principe de fonctionnement du démodulateur FM | 84 |
| III.10. Partie matériel | 85 |
| III.10.1. Réalisation d'oscillateur de COLPITTS de fréquence 27 Mhz | 85 |
| III.10.2. Réalisation d'oscillateur de Hartley | 86 |
| III.10.3. Réalisation d'oscillateur de COLPPITS de fréquence 1.25 Mhz | 88 |
| III.10.5. Etapes de développement d'un circuit imprimé | 89 |
| III.11. Conclusion | 91 |

Liste des figures

| | | |
|--------------------|--|----|
| Figure 1.1 | <i>Premier câble télégraphique transatlantique</i> | 7 |
| Figure 1.2 | <i>Chaine de transmission</i> | 11 |
| Figure 1.3 | <i>signal modulée FM dans le cas de $m(t)$ sinusoïdal</i> | 13 |
| Figure 1.4 | <i>Structure d'un système de communication radio FM</i> | 14 |
| Figure 1.5 | <i>Excursion en fréquence</i> | 15 |
| Figure 1.6 | <i>Friedrich Wilhelm Bessel</i> | 18 |
| Figure 1.7 | <i>Fonctions de Bessel de 1^{ère} Espèce</i> | 19 |
| Figure 1.8 | <i>Les jumeaux Carson, photo de classe de 1907</i> | 20 |
| Figure 1.9 | <i>spectre d'une sinusoïde modulée en FM</i> | 21 |
| Figure 1.10 | <i>puissance d'un signal FM</i> | 21 |
| Figure 1.11 | <i>puissance du signal FM</i> | 21 |
| Figure 1.12 | <i>principe de détecteur de pente</i> | 25 |
| Figure 1.13 | <i>Le discriminateur de type Travis</i> | 25 |
| Figure 1.14 | <i>discriminateur FM de type Foster-Seeley</i> | 26 |
| Figure 1.15 | <i>boucle à verrouillage de phase PLL</i> | 26 |
| <hr/> | | |
| Figure 2.1 | <i>Schéma synoptique de l'émetteur FM</i> | 29 |
| Figure 2.2 | <i>Schéma de l'émetteur</i> | 29 |
| Figure 2.3 | <i>Récepteur radio FM</i> | 30 |
| Figure 2.4 | <i>Schéma du récepteur FM</i> | 30 |
| Figure 2.5 | <i>modulateur FM à base de VCO en utilisant du quartz</i> | 31 |
| Figure 2.6 | <i>les types des oscillateurs</i> | 32 |
| Figure 2.7 | <i>schéma de structure générale</i> | 33 |
| Figure 2.8 | <i>structure d'un oscillateur</i> | 33 |
| Figure 2.9 | <i>oscillateur de Colpitts simple</i> | 34 |
| Figure 2.10 | <i>l'oscillateur de colpitts</i> | 35 |
| Figure 2.11 | <i>maquette du circuit d'oscillateur de Colpitts</i> | 35 |
| Figure 2.12 | <i>l'oscillateur de Clapp</i> | 36 |
| Figure 2.13 | <i>maquette du circuit d'oscillateur de Clapp</i> | 37 |
| Figure 2.14 | <i>oscillateur de Hartley</i> | 38 |
| Figure 2.15 | <i>maquette du circuit d'oscillateur de Hartley</i> | 38 |

| | | |
|--------------------|--|----|
| Figure 2.16 | <i>Variation de fréquence on fonction de tension</i> | 38 |
| Figure 2.17 | <i>L'oscillateur VCO à base de VARICAP</i> | 39 |
| Figure 2.18 | <i>oscillateur de Colpitts à base de VARICAP</i> | 40 |
| Figure 2.19 | <i>circuit Amplificateur classe A</i> | 42 |
| Figure 2.20 | <i>Amplificateur push-pull class B</i> | 43 |
| Figure 2.21 | <i>Bande passante</i> | 44 |
| Figure 2.22 | <i>Schéma de principe du filtres passe-bas</i> | 45 |
| Figure 2.23 | <i>Schéma de Filtre passe-bas de premier ordre</i> | 45 |
| Figure 2.24 | <i>Schéma Modèle capacitif d'un filtre passe-bas</i> | 46 |
| Figure 2.25 | <i>Schéma de Filtre passe-bas du second ordre</i> | 46 |
| Figure 2.26 | <i>Schéma de principe du filtres passe-haut</i> | 47 |
| Figure 2.27 | <i>Schéma de Filtre passe-haut du premier ordre</i> | 47 |
| Figure 2.28 | <i>Schéma Filtre passe-haut de second ordre</i> | 47 |
| Figure 2.29 | <i>Schéma filtres passe-bande</i> | 48 |
| Figure 2.30 | <i>Schéma filtres coupe-bande</i> | 49 |
| Figure 2.31 | <i>Schéma de dipôle demi-onde</i> | 50 |
| Figure 2.32 | <i>Schéma d'antenne Yagi à 5 éléments</i> | 51 |
| Figure 2.33 | <i>Schéma d'antenne Patch</i> | 51 |
| Figure 2.34 | <i>spectre électromagnétique</i> | 52 |
| Figure 2.35 | <i>Synoptique du récepteur FM</i> | 53 |
| Figure 2.36 | <i>le rôle de limiteur idéal</i> | 54 |
| Figure 2.37 | <i>Schéma du mélangeur</i> | 55 |
| Figure 2.38 | <i>principe de fréquence intermédiaire</i> | 56 |
| Figure 2.39 | <i>principe de fréquence d'image</i> | 56 |
| Figure 2.40 | <i>Mélangeur à réjection de la fréquence image</i> | 56 |
| Figure 2.41 | <i>Structure du démodulateur à quadrature</i> | 57 |
| Figure 2.42 | <i>Synoptique du discriminateur à quadrature</i> | 57 |
| Figure 2.43 | <i>Structure du démodulateur à boucle à verrouillage de phase PLL</i> | 58 |
| Figure 2.44 | <i>détecteur de phase</i> | 59 |
| Figure 2.45 | <i>Anneau de diodes ou mélangeur double équilibré utilisé comme détecteur de phase</i> | 60 |
| Figure 2.46 | <i>circuit d'oscillateur commandé en tension VCO par PLL</i> | 61 |
| <hr/> | | |
| Figure 3.1 | <i>schéma block du critère de Barkhausen</i> | 66 |
| Figure 3.2 | <i>Montage oscillateur de colpitts</i> | 67 |
| Figure 3.3 | <i>Signal de sortie de l'oscillateur de colpitts</i> | 68 |
| Figure 3.4 | <i>La variation de fréquence par rapport la tension d'un oscillateur</i> | 68 |

| | | |
|--------------------|---|----|
| Figure 3.5 | <i>Circuit équivalent d'un oscillateur de colpitts</i> | 69 |
| Figure 3.6 | <i>Montage d'un oscillateur de CLLAP à base de VARICAP</i> | 70 |
| Figure 3.7 | <i>Signal de sortie de l'oscillateur de CLLAP</i> | 71 |
| Figure 3.8 | <i>Filtre passe bas 2 ème ordre</i> | 72 |
| Figure 3.9 | <i>Filtre passe bande</i> | 72 |
| Figure 3.10 | <i>schéma générale d'un kit didactique</i> | 73 |
| Figure 3.11 | <i>signal extrait par le démodulateur FM</i> | 73 |
| Figure 3.12 | <i>signal modulée FM</i> | 74 |
| Figure 3.13 | <i>simulation d'un modulateur FM à base d'une VARICAP</i> | 75 |
| Figure 3.14 | <i>résultat d'un modulateur FM à base d'une VARICAP</i> | 76 |
| Figure 3.15 | <i>courbe de changement de fréquence en fonction de de capacité C0</i> | 77 |
| Figure 3.16 | <i>courbe de changement de fréquence en fonction de d'inductance</i> | 77 |
| Figure 3.17 | <i>courbe de changement d'inductance en fonction de de capacité</i> | 78 |
| Figure 3.18 | <i>changement de Cd en fonction de Vd pour la VARICAP MV2105</i> | 78 |
| Figure 3.19 | <i>La variation de la fréquence d'un signal FM en fonction de tension</i> | 79 |
| Figure 3.20 | <i>Schéma bloc général de la modulation FM.</i> | 80 |
| Figure 3.21 | <i>modulateur FM par oscillateur de Clapp à base de VARICAP</i> | 80 |
| Figure 3.22 | <i>Signal du modulateur FM en sortie</i> | 81 |
| Figure 3.23 | <i>La différence de fréquence dans le signal de sortie</i> | 82 |
| Figure 3.24 | <i>la variation de fréquence en fonction de tension</i> | 82 |
| Figure 3.25 | <i>Démodulateur FM</i> | 84 |
| Figure 3.26 | <i>La simulation de démodulateur FM</i> | 84 |
| Figure 3.27 | <i>oscillateur de COLPITTS Sur la plaque d'essai.</i> | 85 |
| Figure 3.28 | <i>Le circuit équivalent d'oscillateur de COLPITTS</i> | 86 |
| Figure 3.29 | <i>oscillateur de HARTLEY Sur la plaque d'essai.</i> | 86 |
| Figure 3.30 | <i>Réalisation d'un modulateur FM Sur la plaque d'essai.</i> | 87 |
| Figure 3.31 | <i>Oscillateur de COLPITTS de fréquence 1.25 Mhz Sur la plaque d'essai</i> | 88 |
| Figure 3.32 | <i>Réalisation d'un modulateur FM Sur la plaque d'essai (a) réalisation d'un démodulateur FM Sur la plaque d'essai(b)</i> | 88 |
| Figure 3.33 | <i>Composants de face de circuit imprimé du Modulateur FM</i> | 90 |
| Figure 3.34 | <i>Composants de face de circuit imprimé du démodulateur FM</i> | 90 |
| Figure 3.35 | <i>Schéma sprint-layout de circuit imprimé.</i> | 90 |

Liste des tableaux

| | | |
|----------------------|---|----|
| <i>Tableau 1.1</i> | <i>Les types de filtres</i> | 12 |
| <i>Tableau 1.2</i> | <i>Les différent plages des fréquences</i> | 16 |
| <i>Tableau III.1</i> | <i>Liste des composants du modulateur</i> | 77 |
| <i>Tableau III.2</i> | <i>Liste des composants du démodulateur</i> | 77 |

Liste des abréviations

AF: Audio Frequency
ARPANET: Advanced Research Project Agency Network
AM: Amplitude Modulation
BP: Bande Passante
BF: Basses Fréquences
CC: Courant Continue
CB: Citizens Band
CA: Courant Alternatif
CMOS: Complementary Metal Oxide Semiconductor
EEG: Electroencephalogram
EHF: Extremely High Frequency
EHF: Extremely High Frequency
FM: Frequency Modulation
FI: Fréquence Intermediare
GSM: Global System for Mobile communication
GPS: Global Positioning System
HI-FI: High Fidelity
HF: High Frequency
INMARSAT: international maritime satellite
IP: Internet Protocol
LIDAR: Light Detection And Ranging
LF: Low Frequency
MF: Medium Frequency
NCP: Network Control Protocol
OEM: Onde Electro Magnétique
PM: Phase Modulation
PSK: Phase Shift Keying

PLL: Phased-Locked Loop
PA : Power Amplifier
QAM : Quadrature Amplitude Modulation
RF: Radio Frequency
SMTP: Simple Mail Transfer Protocol
SHF: Super high frequency
SSB: Single-Sideband Modulation
SNR: Signal to Noise Ratio
SAMU: Service d'Aide Médical Urgente
TCP: Transmission Control Protocol
USB: Upper Side Band
UHF: Ultra high frequency
VoIP: voice over IP
VCO: Voltage Controlled Oscillator
VARICAP: Variable Capacity
VHF: Very high frequency
WI-FI: Wireless Fidelity

Introduction Générale

Introduction Générale



À l'heure actuelle, les dispositifs communiquant son fils occupant une grande place dans notre vie quotidienne en raison de leur utilisation dans plusieurs domaines d'application (domaine médical, domaine militaire, domaine industriel)

La modulation de fréquence (FM) dans la transmission analogique est une technique classique de transmission. En fait le principe de la synthèse par modulation de fréquence FM a été inventée et développée par Edwin Armstrong dans les années 1920 et 1930. Le but de modulation est de pouvoir transmettre un signal analogique sur des longues distances.

La réalisation des circuits de modulation peut être facile. On peut les faire par des composants simples des techniques faciles peut être introduire bon la partie de démodulation

L'objectif de ce travail est de faire une étude ainsi réalisation d'un kit didactique pour la modulation et la démodulation de fréquence et aussi faire des simulations nécessaires Sur LTspice où sous Proteus.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Le premier chapitre nous présentons des généralités sur la télécommunication la Modulation sa caractéristique ainsi une étude de principe de modulation et démodulation des Signaux FM.

Le deuxième chapitre pour faire une étude théorique de base sur quelques circuits électroniques de base qui sont utilisé dans la chaîne de transmission les filtres les oscillateurs et comment ils se fonctionne, pour générer les signaux et les moduler.

Le troisième chapitre c'est pour le faire les simulations nécessaires sur Proteus et LTspice de modulation et de démodulation.

CHAPITRE 1

Etude des principes de modulation et Démodulation FM

CHAPITRE 1

Etude des principes de modulation et démodulation FM

I.1. Introduction :

La modulation est l'une des méthodes modernes développées par l'homme, dans le domaine de la communication sans fil, afin de transmettre des spectres d'information {son, musique, parole} sur de longues distances, en jouant sur les caractéristiques du signal {amplitude, fréquence, phase}.

Ces études ont conduit à l'émergence de trois mécanismes de modulation, qui sont : la modulation d'amplitude, de fréquence, et de phase.

Dans ce premier chapitre, nous discuterons du concept de l'un de types « modulation FM », ce qui aidera en général à comprendre le mécanisme de travail de Kit Didactique.

I.2. Historique de télécommunication : [1]

Les télécommunications sont définies comme la science et la technologie de la communication à distance. Le mot télécommunication est un composé du préfixe grec 'tele' (τῆλε), signifiant éloigné, lointain ou lointain, et du latin 'communicare', signifiant partager. La communication a été utilisée pour la première fois comme un mot anglais à la fin du 14^{ème} siècle. La capacité de transmettre des informations de manière rapide, précise et efficace a toujours été l'un des principaux axes de l'innovation humaine. De l'homme préhistorique avec leurs feux de signalisation aux cadres de haute puissance d'aujourd'hui, équipés de smartphones, la communication reste une clé de survie et de succès. L'histoire des télécommunications illustre cette poussée sans fin pour le progrès alors qu'elle est constamment en parallèle avec la croissance humaine, devenant de plus en plus répandue et efficace à mesure que le développement de la civilisation moderne se déroule.

Préhistoire : Feux, balises, signaux de fumée, des tambours de communication, des cornes : premières tentatives de l'homme à la communication à distance ont été extrêmement limitées. L'homme préhistorique reposait sur des signaux de feu et de fumée ainsi que des messages de batterie à l'information encode sur une zone géographique limitée, alors qu'ils tentaient de prendre

contact avec les clans voisins. Ces signaux devaient également avoir des significations très simples et prédéterminées comme « sûr » ou « danger » ou « victoire » ou pourraient être utilisés comme une forme de système d'alarme afin d'alerter les clans préhistoriques des prédateurs ou des clans envahisseurs.

Le courrier 6ème siècle avant notre ère : Cyrus le Grand était un empereur perse à l'apogée de la puissance de la Perse au 6ème siècle avant notre ère. L'empire était si vaste que Cyrus ne pouvait pas facilement communiquer d'un bout à l'autre : on lui attribue le mérite d'avoir établi le premier système postal de l'histoire du monde. D'autres puissances anciennes comme l'Égypte, Rome et la Chine ont finalement construit leurs propres systèmes postaux plus tard.

Poste de pigeon : 5ème siècle avant notre ère : la Perse et la Syrie sont créditées d'avoir établi le premier système de messagerie pour pigeons vers le 5ème siècle avant notre ère en raison de la découverte que les pigeons ont une capacité étrange à retrouver leur chemin vers leurs nids quelle que soit la distance. Les voyageurs amenaient des colombes et des pigeons avec eux, leur joignaient des messages et les libéraient pour qu'ils rentrent chez eux. Plus tard, les pigeons seraient utilisés par les Romains pour rapporter les résultats des événements sportifs et par les Égyptiens pour les communications militaires.

Sémaphore hydraulique : 4ème siècle avant notre ère : au 4ème siècle avant notre ère, le sémaphore hydraulique a été conçu dans la Grèce antique comme une méthode de communication, et il était vital pendant la première guerre punique. Tout comme les premiers signaux de fumée ou balises, il impliquait un réseau de conteneurs identiques sur des collines séparées, chacun avec une tige verticale flottant à l'intérieur. Ces tiges auraient des codes prédéterminés inscrits à divers intervalles. Quelqu'un qui souhaitait communiquer en signalait un autre avec une torche ; ils se synchroniseraient puis ouvriraient simultanément leurs robinets et vidangeraient l'eau jusqu'à ce qu'elle soit au code souhaité. Ce système présentait également les mêmes limites que les signaux de fumée - les messages devaient être prédéterminés avant de les envoyer.

Héliographes (signaux de bouclier) : environ 490 avant notre ère : L'héliographe ou signal de bouclier a été documenté pour la première fois lors de la célèbre bataille grecque de Marathon qui a eu lieu en 490 avant notre ère. Un héliographe implique l'éclat du soleil sur un objet poli comme un bouclier ou un miroir. Il est intéressant de noter que dans ce cas, le signal donné n'a pas été vraiment compris, car sa signification n'avait pas été clairement convenue avant d'être utilisée [2].

Sémaphore du pavillon maritime : 15e siècle de notre ère : La capacité de communiquer entre les navires était très difficile avant le 15e siècle. À cette époque, le sémaphore des drapeaux, un code spécial impliquant les positions de deux drapeaux portatifs, a été introduit. Chaque position et mouvement représentait une lettre ou un chiffre. Cela a permis aux flottes de communiquer très facilement.

Premier téléphone acoustique (mécanique) expérimental : 1672 : Robert Hooke est crédité pour la première fois de la création d'un téléphone acoustique en 1672. Hooke découvrit que le son pouvait être transmis sur un fil ou une corde dans un écouteur ou un embout buccal attaché. À l'époque, il n'est pas clair qu'il était conscient des implications de cette découverte, car ses notes indiquent son désir d'utiliser cet appareil pour faire de la musique [3].

Lignes de sémaphore (télégraphes optiques) : 1790 : En utilisant le sémaphore du pavillon maritime comme point de départ, les frères Chappe, deux inventeurs français, ont créé le premier système de télégraphe optique en 1790. Le télégraphe optique était un système de balanciers installés quelque part en hauteur comme sur une tour ou le sommet d'une horloge de ville. Le télégraphe balançait ses bras mécaniques et signalait des messages d'une tour à l'autre. C'était le premier système de télécommunications en Europe.

Télégraphe électrique : 1838 : Samuel B. Morse avait travaillé sur l'idée d'un télégraphe d'enregistrement avec des amis Alfred Vial et Leonard Gale. Ils ont découvert que lors de la connexion de deux modèles de télégraphes ensemble et de l'électricité via un fil, vous pouviez envoyer des messages en maintenant ou en relâchant les boutons dans une série d'intervalles. Ceci est devenu connu sous le nom de code Morse et a jeté les bases des téléphones fixes modernes.

Premier câble télégraphique transatlantique : 1858 : à ce stade, la plupart de la Grande-Bretagne et des États-Unis avaient des stations télégraphiques et pouvaient communiquer régulièrement dans leur propre pays, mais un homme du nom de Cyrus Field de New York voulait poser le premier téléphone transatlantique câble pour relier l'Angleterre et les États-Unis par télégraphe. Ce projet.

Bien qu'il ait connu de nombreux revers, fut finalement achevé en août 1858 [4].



Figure I.1 : Premier câble télégraphique transatlantique .

Lampes de signalisation : 1867 : les premiers points et tirets ont été éclairés par des lampes de signalisation en mer. L'idée était celle de l'amiral britannique Phillip Colomb, qui a pris la conception de l'inventeur des lampes de signalisation Arthur C.W. Aldis et a mis en œuvre cette méthode de communication ainsi que son propre code afin que les navires de sa flotte puissent communiquer facilement. Ce code était similaire au code Morse, mais finalement, le code Morse est devenu plus largement utilisé.

Téléphones : 1876 : L'année 1876 fut une année importante pour Alexander Graham Bell. Venu aux États-Unis en tant qu'enseignant pour les sourds, il avait essayé de trouver un moyen de transmettre la parole par voie électronique. Malgré le peu de soutien de ses amis, il a inventé avec succès le téléphone en mars 1876 [5].

Phonographe acoustique : 1877 : l'inventeur Thomas Alva Edison a fait des progrès incroyables dans l'enregistrement et la transmission du son lorsqu'il a terminé le premier phonographe acoustique en août 1877. Il avait essayé d'améliorer et de finaliser le modèle du téléphone quand il s'est rendu compte qu'en attachant une aiguille au diaphragme du phonographe et à un cylindre en feuille d'étain sur lequel l'aiguille pouvait enregistrer les paroles prononcées, il pouvait enregistrer et reproduire les sons.

Téléphonie via des photophones à faisceau lumineux : 1880 : Alexander Graham Bell a pris l'argent qu'il avait reçu pour avoir réussi à créer le téléphone, a mis en place un laboratoire et s'est mis au travail pour améliorer son invention. Le fruit de son travail était le photophone, un appareil capable de transmettre le son dans un faisceau lumineux. Essentiellement, Bell avait fait le premier appel sans fil de l'histoire !

Télégraphie sans fil : 1893 : Nikolai Tesla a été le premier à transmettre avec succès des ondes radio sans fil via un émetteur en 1893. Il a breveté son travail, qui a eu de la chance car peu de temps après, Guglielmo Marconi, un autre inventeur, a allégué que Tesla avait copié son travail. Au cours de la bataille juridique qui a suivi, cela s'est avéré faux. Tesla a continué à expérimenter la transmission sans fil et a tenté de créer une ampoule plus efficace.

Radio : 1896 : Intrépide par sa défaite devant les tribunaux américains, Marconi a continué à travailler sur ses propres versions de transmission sans fil du son. En 1896, il a envoyé sa première transmission sans fil longue distance. Le signal a été envoyé sur une distance de 2 kilomètres. Le destinataire de ce signal a agité un mouchoir blanc pour montrer qu'il avait été reçu. Cela a valu à Marconi une place dans les livres d'histoire en tant qu'homme qui nous a donné la première radio [6].

Premier appel téléphonique transcontinental en Amérique du Nord : 1915 : Alexander Graham Bell est de nouveau dans les livres d'histoire après avoir passé le premier appel téléphonique d'un océan à l'autre en janvier 1915 avec son assistant. C'était le premier appel interurbain effectué dans l'histoire à partir d'une ligne terrestre. Il est important car il a fait de la communication longue distance dans tout le pays une réalité.

Télévision : 1927 : Phillip T. Farnsworth est entré dans l'histoire des médias le 7 septembre 1927, lorsqu'il a présenté le premier téléviseur fonctionnel. Il avait travaillé sur une méthode pour transmettre des images : ce qu'il a découvert, c'est que vous pouviez encoder des ondes radio avec une image, puis les projeter à nouveau sur l'écran. Cela nous a donné le premier prototype de télévision.

Premier Royaume-Uni - États-Unis service de radiotéléphonie : 1927 : Le premier service de radiotéléphonie du Royaume-Uni aux États-Unis a été créé en janvier 1927. Les téléphones étaient à l'origine des radiotéléphones, il y avait donc des problèmes de décoloration et d'interférence. Au départ, il ne s'agissait que d'un seul circuit et recevait environ 2 000 appels par an, et le coût de trois minutes de conversation était de près de 10 \$.

Premiers visiophones expérimentaux : 1930 : AT&T a décidé de créer un visiophone expérimental bidirectionnel appelé Iconophone. Cela permettait aux gens de voir, d'entendre et de répondre à ceux à qui ils parlaient en temps réel. L'idée, bien que différente, n'a pas rencontré beaucoup de succès commercial.

Premier service de radiotéléphone commercial : 1934 : États-Unis-Japon : les premiers appels radio des États-Unis vers le Japon ont été effectués pour la première fois en 1934. Cela a permis aux gens de parler à travers l'océan Pacifique pour la première fois. Malheureusement, en raison de la distance, la qualité des appels n'était pas excellente. Il y avait généralement beaucoup de décoloration et d'interférences.

Premier réseau public de visiophonie au monde : 1936 : Le monde, aujourd'hui en proie à la Seconde Guerre mondiale, voit le premier réseau public de visiophonie installé en Allemagne nazie en mars 1936 lors d'une foire commerciale. Il était réservé aux "Aryens uniquement" pendant une durée limitée chaque jour de 8 heures à 20 heures. Il y a été laissé installer même après la fin du salon.

Service de téléphonie mobile à capacité limitée pour les automobiles : 1946 : En juin 1946, le premier appel téléphonique est effectué à partir d'un téléphone automobile. Le design avait été mis en place par Southwestern Bell. En raison du coût d'installation et du faible volume d'appels, ce n'était pas un réseau mobile très étendu.

Câble téléphonique transatlantique : 1956 : Le premier câble téléphonique transatlantique à 36 circuits est installé en 1956. Le câble s'étend de Terre-Neuve à l'Écosse. Cela rendait désormais les appels téléphoniques beaucoup moins chers que l'ancien système de radiotéléphone.

Satellite de télécommunications commerciales : 1962 : la loi sur les satellites de communication a été officiellement adoptée en 1962, permettant aux télécommunications d'entrer enfin dans l'espace. AT&T était en train de construire ses satellites et, deux ans plus tard, ils auraient mis en orbite six satellites de télécommunications.

Télécommunications par fibre optique : 1964 : Charles Kao et George Hockham publient un article qui prouve que la communication par fibre optique est possible tant que les fibres utilisées pour transmettre les informations sont exemptes d'impuretés. Cette découverte a rouvert la porte qu'Alexander Graham Bell avait d'abord créée avec son photophone, permettant au son d'être transmis sur des faisceaux de lumière.

1965 : Premier réseau public de visiophonie nord-américain : En 1965, le premier service de téléphonie photo démarre à l'essai. Ces téléphones ont été appelés ensembles de téléphones photo « Mod I » et, en juillet de cette année, Union Carbide Corporation a commencé les essais du premier réseau de téléphones photo. En décembre de la même année, AT&T a également lancé des essais similaires dans certains de ses réseaux.

1969 : Mise en réseau informatique : En octobre 1969, les premières données ont voyagé entre les nœuds de l'ARPANET, un prédécesseur d'Internet. Ce fut le premier réseau informatique et a été inventé par Charley Kline et Bill Duvall.

1973 : Premier téléphone mobile de l'ère moderne : l'inventeur Martin Cooper a passé le premier appel mobile cellulaire en 1973 à son rival des Bell Labs, Joel Engel. Le premier téléphone mobile avait une durée de conversation maximale de 30 minutes, et il a fallu un an pour que la batterie se recharge. Le téléphone serait finalement un prototype pour les premiers téléphones mobiles de Motorola.

1979 : Communications par satellite INMARSAT navire-terre : L'année 1979 a été un grand pas en avant pour les communications maritimes. L'Organisation internationale de satellites maritimes (INMARSAT) a été créée pour fournir aux navires de mer une communication fiable pour une sécurité et une communication accrues pour les marins et les passagers qui avaient besoin de parler à quelqu'un à terre.

1981 : Premier réseau de téléphonie mobile : Le premier réseau cellulaire commercialement automatisé a été lancé au Japon en 1981. Le réseau a été lancé à l'origine seulement à Tokyo en 1979, puis a été étendu. Simultanément, le système de téléphonie mobile nordique a également été mis en place au Danemark, en Finlande, en Norvège et en Suède.

1982 : Messagerie SMTP : Avant 1982, Internet était hautement sécurisé et se composait de grappes de réseaux limités entre les installations de recherche militaires, d'entreprise et certaines universités. En 1982, Jonathan Postel a écrit le Simple Mail Transfer Protocol et a déplacé le centre d'intérêt d'Internet de la sécurité à la fiabilité en utilisant les réseaux comme stations relais pour envoyer du courrier électronique au destinataire via des hôtes coopératifs.

1983 : Internet : Le 1er janvier 1983, Internet est officiellement né. ARPANET a officiellement changé ses anciens protocoles de contrôle de réseau (NCP) et le protocole de contrôle de transmission / protocole Internet (TCP / IP) est devenu la norme.

1998 : Téléphones portables par satellite : La première verrière de 64 satellites a été mise en place par une société appelée Iridium en 1998. Ils ont également produit les premiers téléphones satellites portables, Téléphone (s. Cela a révolutionné les télécommunications mobiles et conduirait au smartphone moderne.

2003 : Téléphonie Internet VoIP : En 2003, les appels téléphoniques pouvaient désormais être transmis sur un ordinateur via des protocoles Internet. Cela signifiait que les frais d'interurbain n'étaient pas applicables, car les appelants utiliseraient des réseaux informatiques déjà établis.

I.3. Transmission d'information :

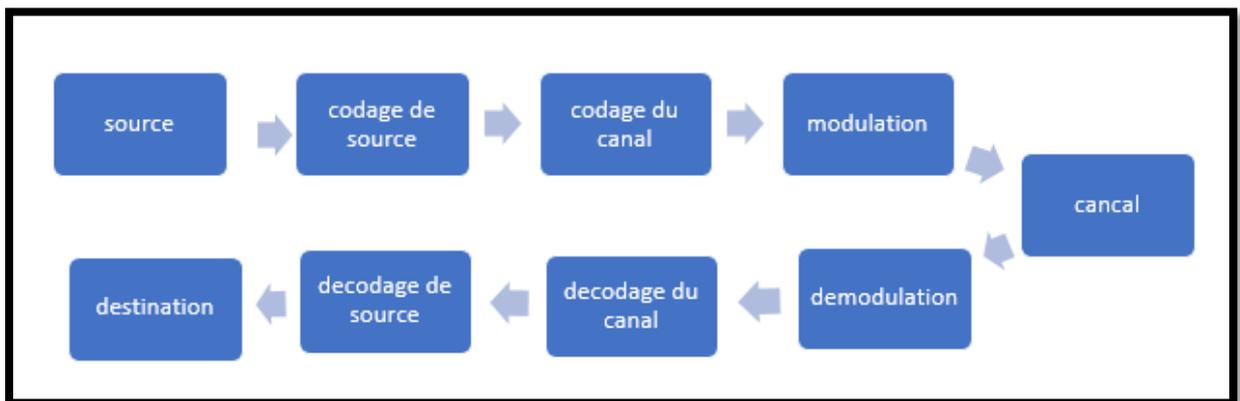


Figure I.2 : Chaîne de transmission.

I.4. La modulation de fréquence :

Pourquoi on ait besoin de la modulation ? tous les supports utilisés pour la transmission agissent comme des filtres qui atténuent différentes fréquences par des valeurs différentes. Alors il est avantageux de déplacer le spectre d'un signal vers une fréquence moins sensible aux atténuation sur un milieu donné.

L'importance d'une modulation est de pouvoir transmettre avec une qualité appréciable un signal analogique. La modulation devra s'adapter au canal de transmission. Le choix de la modulation portera sur le type de modulation à prendre en fonction de l'application et le canal dédié. A titre d'exemple, une transmission à longue distance va être fortement atténué et très parasité, par conséquent le signal arrivant au démodulateur aura une amplitude très fluctuante. Le choix d'une

modulation AM est donc à proscrire. De plus, le signal subit différent traitement (modulation, amplification, démodulation...) qui vont entraîner des déformations. Il est d'usage de caractériser le bruit par sa puissance. De ce fait, l'influence du bruit sur un signal est donné par le rapport signal bruit qui est le rapport de la puissance du signal non bruité sur la puissance de bruit (SNR). Cette quantité est fréquemment exprimée en décibels Plus le SNR dB est élevé, meilleure est la qualité du signal récupéré.

➤ **L'intérêt de la modulation :**

On suppose que on veut transmettre un signal de parole à travers un tige métallique la longueur de cette tige $l=c/2f$, on suppose que la fréquence de signal de parole =40Khz

pour là il faut que $L = \frac{3 \cdot 10^8}{8 \cdot 10^3} = 3.75 \cdot 10^4 = 4.8 \text{Km}$

C'est irréalisable, la modulation consiste en adopter les propriétés du signal à transmettre aux propriétés du canal parmi 6 modulation on trouve la modulation AM, FM et PM

I.4.1 Définition de la modulation de fréquence :

La modulation de fréquence FM, est l'une technologies modernes de transmission d'informations utilisées dans le domaine de télécommunication, il est basé sur le principe de changer la fréquence du signal porteur « haute fréquence », Dans le but de transmettre une signal d'informations ou signal modulant « Basse Fréquence », en les transmettant au moyen du signal porteur, qui a une fréquence relativement élevée, et il est considéré comme meilleur par rapport au modulation d'amplitude, en raison de l'atténuation et du bruit élevés.

- Le signal Modulant « Signal d'information » de fréquence F_m :

$$m(t) = a \cos(2\pi f_m t) \quad (\text{I.1})$$

- Le signal de la porteuse « haute fréquence » de fréquence F_p :

$$v_p(t) = A \cos(2\pi f_p t + \theta) \quad (\text{I.2})$$

Le signal modulé « entre 88 à 108 MHz » :

$$v_t(t) = A \cos\left(2\pi f_p t + 2\pi k_f \int_0^t a \cos(2\pi f_m u) du\right) \quad (\text{I.3})$$

K : une constante

- Donc après la simplification devient l'équation :

$$v_t(t) = A \cos\left(2\pi f_p t + \frac{k_f a}{f_m} \sin(2\pi f_m t)\right) \quad (\text{I.4})$$

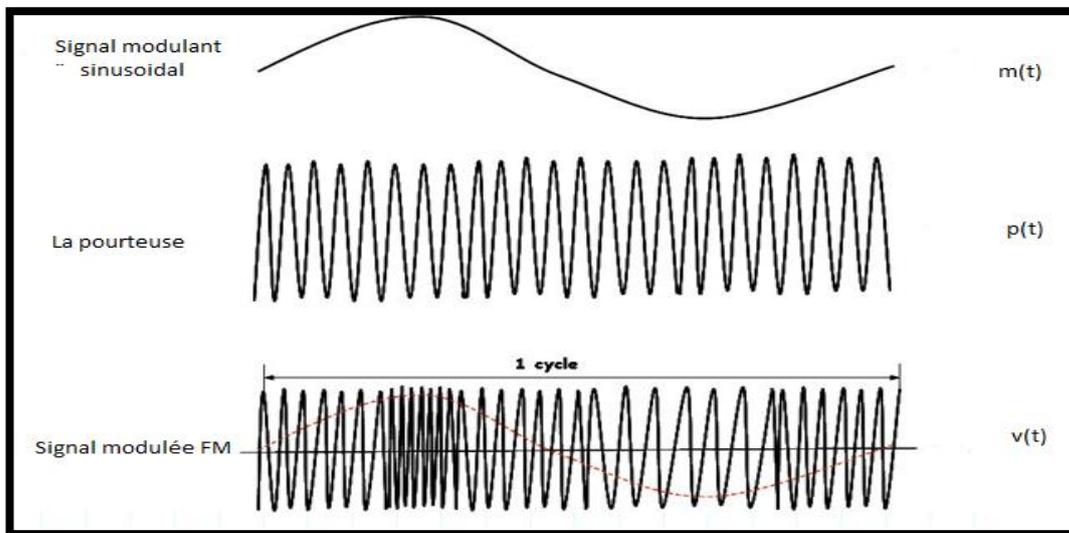


Figure I.3 : signal modulée FM dans le cas de $m(t)$ sinusoïdal [7].

I.4.2 Les Différents types de la modulation FM :

I.4.2.1 Modulation De fréquence à bande étroite : [7]

Les caractéristiques de la bande étroite FM sont les suivantes :

- Cette modulation de fréquence a une faible bande passante.
- L'indice de modulation est petit.
- Son spectre se compose de porteuse, USB et LSB.
- Ceci est utilisé dans les communications mobiles telles que la police sans fil, les ambulances, les taxis, etc.

I.4.2.2 Modulation De fréquence à bande large :

Les caractéristiques de modulation FM à large bande sont les suivantes :

- Cette modulation de fréquence a une bande passante infinie.
- L'indice de modulation est grand, c'est-à-dire supérieur à 1.
- Son spectre se compose d'un porteur et d'un nombre infini de bandes latérales, qui sont situées autour de lui.
- Ceci est utilisé dans les applications de diffusion de divertissement telles que la radio FM, la télévision, etc.

I.4.3 Principe de la modulation de fréquence :

Le principe de modulation de fréquence FM est basé sur la transmission d'informations diverses « audio, vidéo, image » au moyen d'un signal porteur, cette dernière nous travaillons à changer sa fréquence selon la relation suivante :

$$f_i(t) = f_p + k \cdot m(t) \quad (\text{I.5})$$

S'appelle *fréquence instantanée* de $m(t)$.

$$\omega(t) = 2\pi \cdot f_i(t) = \omega_0 + 2\pi k \cdot m(t) \quad (\text{I.6})$$

S'appelle *pulsation instantanée* de $m(t)$.

$$\theta(t) = \int \omega(t) dt = \omega_0 t + 2\pi k \int m(t) dt \quad (\text{I.7})$$

S'appelle *la phase* « en intégrant la pulsation ».

Le schéma suivant montre les étapes que traverse le signal d'information lorsqu'il est transmis en modulation de fréquence FM :

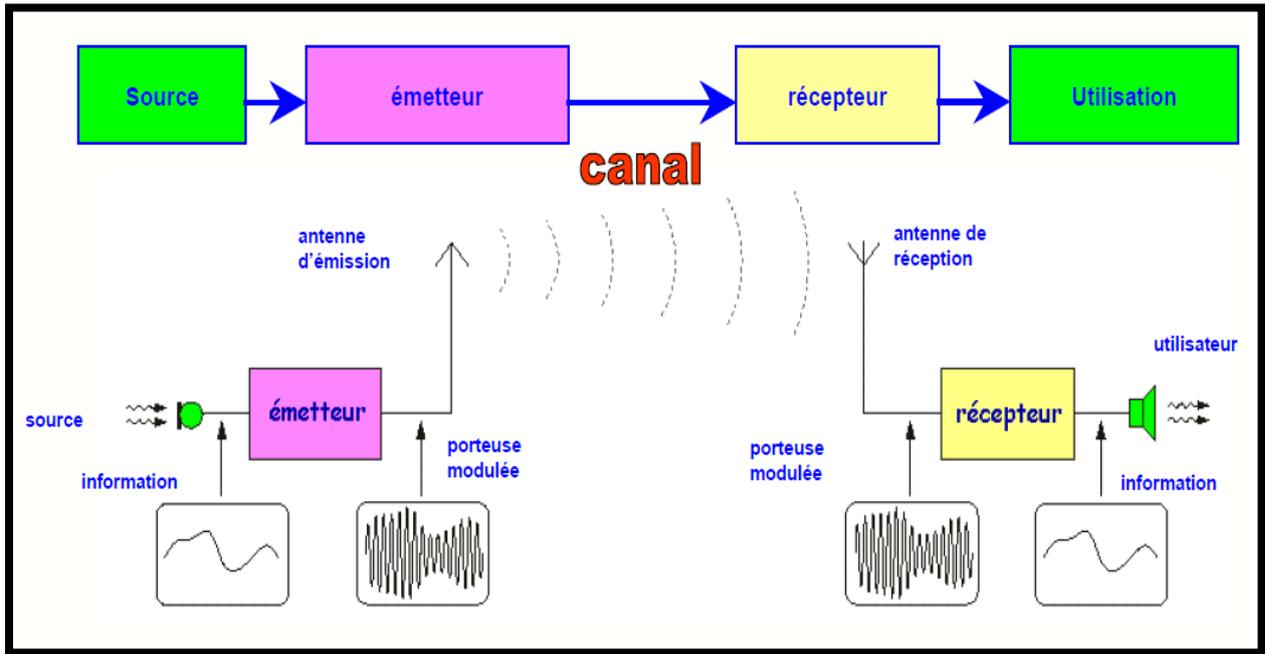


Figure I.4 : Structure d'un système de communication radio FM [5].

Après avoir combiné le signal porteur, avec le signal d'information, il devient possible de le transmettre par une antenne d'émission « haute fréquence signifie les dimensions de l'antenne qui peut être fabriqué », la taille d'antenne optimale est $\frac{1}{4}$ de longueur d'onde pour une transmission efficaces, nous l'envoyons sous forme d'onde électromagnétique, en utilisant un canal réservé pour les signaux FM « 88 à 108 MHz », le signal émis est reçu par une antenne de réception qui passe ensuite par le récepteur qui sépare les deux signaux, le signal d'information il passe par un convertisseur numérique- analogique pour extraire les informations sous la forme d'un signal analogique, ou il peut être extrait sous forme numérique « selon l'utilisation » .

➤ **Remarque :**

Dans la modulation FM l'information est insérée dans la fréquence instantanée.

4.3.1 la déviation fréquentielle :

On note la déviation fréquentielle et appelée aussi excursion en fréquence c'est la valeur du changement de la signal émis, en fonction de la fréquence du signal modulant et du signal porteur, nous le savons par l'équation suivante :

$$\Delta f = \pm k \cdot m_{max} \quad (\text{I.8})$$

Le schéma suivant illustre la détermination de la valeur de l'excursion en fréquence :

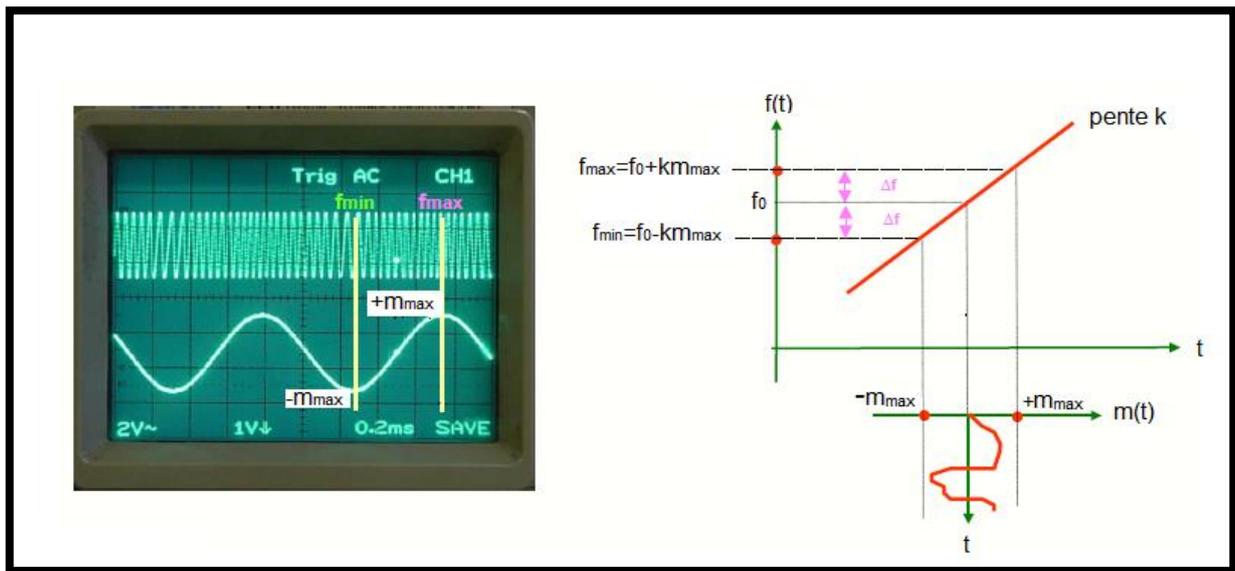


Figure I.5 : Excursion en fréquence [8].

- ✓ L'émetteur France-Inter Mulhouse est à $f_0 = 95,7$ MHz, et l'excursion standard en radiodiffusion est $\Delta f = +$ ou -75 kHz
- ✓ La fréquence du signal émis varie donc entre :

$$F_{max} = 95,775 \text{ kHz} \quad \text{et} \quad F_{min} = 95,625 \text{ MHz}$$
- ✓ La valeur m_{max} n'est pas une limite absolue et est dépassée lors des pointes de modulation (musique, percussions ...) [8]
- ✓ La fréquence du signal émis varie donc entre :

$$f_{min} = f_0 - k \cdot m_{max} \quad (\text{I.9})$$

Et

$$f_{max} = f_0 + k \cdot m_{max} \quad (\text{I.10})$$

On trouve en pratique des émissions :

- à **faible excursion**, donc à spectre étroit : c'est le cas des émissions FM dans la bande CB ($\Delta f = \pm 1$ kHz), canal de 10 kHz de large) et des applications particulières comme les micros HF etc ...

- à **excursion en fréquence moyenne** : radiodiffusion FM ($\Delta f = \pm 75$ kHz), canal de 300 kHz), Téléphone GSM ($\Delta f = \pm 68$ kHz, canal de 200 kHz).
- à **forte excursion** : c'est le cas des satellites de retransmission des émissions de TV travaillant dans la bande des 10 à 12 GHz qui travaillent en FM avec une excursion de ± 9 MHz, la largeur d'un canal étant d'une trentaine de MHz [9].

Le signal modulant doit être examiné de 2 façons :

- Sur un plan « temporel ». Dans ce cas, le strict respect d'une valeur d'excursion limitée à ± 75 kHz de F_{RF} constitue une règle suffisante à l'équilibre des amplitudes des niveaux électriques démodulés entre les différents programmes reçus par un récepteur.
- Sur le plan « spectral ». Le problème est très différent.
En effet, la largeur de bande occupée par une émission FM obéit à des règles relativement complexes impliquant l'utilisation des fonctions de Bessel pour leurs démonstrations.

Une bonne approximation constitue à évaluer la bande occupée par la formule simplifiée (règle de Carson) suivante :

En mono : bande occupée en kHz = $2 \times (F_{AF} + \Delta F_{RF})$

Ainsi un signal AF sinusoïdal de $F_{AF} = 1$ kHz provoquant une déviation de $\Delta F_{RF} = \pm 75$ kHz occupe une bande de : 152 kHz.

Pour une même déviation ($\Delta F_{RF} = 75$ kHz) mais avec un signal AF de fréquence $F_{AF} = 15$ kHz, la bande occupée passe à 180 kHz.

En stéréophonie, le calcul est encore plus complexe, le signal n'étant plus sinusoïdal.

Pour des signaux de fréquences élevées en mode G = -D, l'occupation du spectre peut dépasser 250 kHz !

Conclusion : la déviation **n'est donc** pas la largeur de bande mais a nécessairement des effets sur la largeur de bande.

Ces observations montrent que le simple respect d'une valeur maximum d'excursion de ± 75 kHz sur un signal dynamique ne permet pas d'affirmer que le signal de modulation FM est conforme aux spécifications et aux gabarits normalisés, notamment en matière de protection « co-canal » (rapport de protection). Par voie de conséquence, un crête-mètre placé en sortie des voies audio du signal SOURCE d'un studio de diffusion, dont le niveau de référence serait calibré à l'aide d'un signal permanent $F_{AF} = 1$ kHz dans le but d'obtenir 0 dBu_{pp} = excursion de ± 75 kHz ne peut pas constituer un contrôle suffisant sur un signal dynamique (programme) et ne

permet donc pas d'assurer le respect des recommandations en matière d'excursion et de protection d'une émission FM.

I.4.3.2 Indice de modulation :

Nous le définissons par la relation suivante :

$$M = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (\text{I.11})$$

Δf : la déviation fréquentielle

f_m : la fréquence du signal modulant

➤ **Remarque :**

L'excursion en fréquence est liée à l'amplitude du signal modulant.

L'indice de modulation joue un rôle essentiel et il est important de noter, que

Contrairement à la modulation AM, l'indice de modulation FM dépend de

L'amplitude et de la fréquence du signal modulant [8].

I.4.4 Présentation fréquentielle :

I.4.4.1 Formule de Bessel :

En mathématiques, et plus précisément en analyse, les **fonctions de Bessel**, appelées aussi quelquefois fonctions cylindriques, découvertes par le mathématicien suisse Daniel Bernoulli, portent le nom du mathématicien allemand Friedrich Wilhelm Bessel. Bessel développa l'analyse de ces fonctions en 1816 dans le cadre de ses études du mouvement des planètes induit par l'interaction gravitationnelle, généralisant les découvertes antérieures de Bernoulli [10].



Figure I.6: Friedrich Wilhelm Bessel [10].

Dans le cas d'un signal modulant est sinusoïdal le signal FM :

$$m(t) = A_p \cos(\omega_p t + m_f \sin(\omega_s t)) \quad (\text{I.12})$$

Après l'avoir simplifié, nous obtenons l'équation suivante :

$$m(t) = A_p \cdot [\cos(f_0) \cdot \cos[m \cdot \sin(\omega \cdot t)] - \sin(f_0 \cdot t) \cdot \sin[m \cdot \sin(\omega \cdot t)]] \quad (\text{I.13})$$

Les 2 termes $\cos[m \cdot \sin(\omega \cdot t)]$ et $\sin[m \cdot \sin(\omega \cdot t)]$ peuvent s'exprimer au moyen des développements suivant:[5]

$$\cos[m \cdot \sin(\omega \cdot t)] = J_0(m) + 2 \cdot J_2(m) \cdot \cos(2\omega \cdot t) + 2 \cdot J_4(m) \cdot \cos(4\omega \cdot t) + \dots$$

$$\sin[m \cdot \sin(\omega \cdot t)] = 2 \cdot J_1(m) \cdot \cos(\omega \cdot t) + 2 \cdot J_3(m) \cdot \cos(3\omega \cdot t) + 2 \cdot J_5(m) \cdot \cos(5\omega \cdot t) + \dots$$

➤ $J_n(m)$ Les coefficients sont les valeurs des Bessel d'ordre n, et m c'est l'indice de modulation

Avec J, la fonction de Bessel définie par :

$$J_n(m) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (m/2)^{n+2k}}{k!(n+k)!} \quad (\text{I.14})$$

Donc par le développement en séries de Fourier, la forme du signal FM en fonction de coefficient $J_n(m)$, est donnée par :

$$m(t) = A_p \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m) \cos((\omega_p + n\omega_s)t) \quad (\text{I.15})$$

La figure suivante représente les 5 premières fonction de Bessel en fonction de l'indice de modulation m :

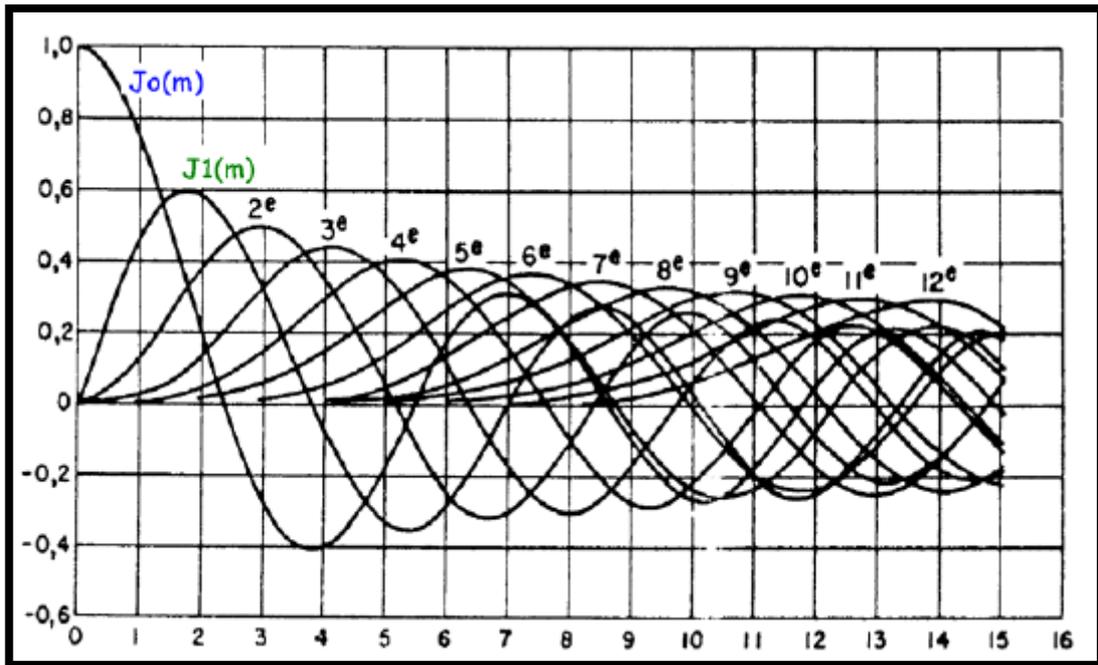


Figure I.7 : Fonctions de Bessel de 1^{ère} Espèce [11].

- Tableau des valeurs des fonctions de Bessel pour quelques valeurs de m :
- m : indice de modulation

❖ **Remarque :**

Les propriétés des fonctions de Bessel de première espèce $J_n(\beta)$ sont:

- 1 $J_n(\beta)$ est réelle,
- 2 $J_n(\beta) = -J_{-n}(\beta)$ si n est impair,
- 3 $J_n(\beta) = J_{-n}(\beta)$ si n est pair,
- 4 $\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) = 1$

| m | J ₀ | J ₁ | J ₂ | J ₃ | J ₄ | J ₅ | J ₆ | J ₇ | J ₈ | J ₉ | J ₁₀ |
|------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|-----------------|
| 0,00 | 1,00 | | | | | | | | | | |
| 0,25 | 0,98 | 0,12 | | | | | | | | | |
| 0,5 | 0,94 | 0,24 | 0,03 | | | | | | | | |
| 1,0 | 0,77 | 0,44 | 0,11 | 0,02 | | | | | | | |
| 1,5 | 0,51 | 0,56 | 0,23 | 0,06 | 0,01 | | | | | | |
| 2,0 | 0,22 | 0,58 | 0,35 | 0,13 | 0,03 | | | | | | |
| 2,5 | -0,05 | 0,50 | 0,45 | 0,22 | 0,07 | 0,02 | | | | | |
| 3,0 | -0,26 | 0,34 | 0,49 | 0,31 | 0,13 | 0,04 | 0,01 | | | | |
| 4,0 | -0,40 | -0,07 | 0,36 | 0,43 | 0,28 | 0,13 | 0,05 | 0,02 | | | |
| 5,0 | -0,18 | -0,33 | 0,05 | 0,36 | 0,39 | 0,26 | 0,13 | 0,05 | 0,02 | | |
| 6,0 | 0,15 | -0,28 | -0,24 | 0,11 | 0,36 | 0,36 | 0,25 | 0,13 | 0,06 | 0,02 | |
| 7,0 | 0,30 | 0,00 | -0,30 | -0,17 | 0,16 | 0,35 | 0,34 | 0,23 | 0,13 | 0,06 | 0,02 |
| 8,0 | 0,17 | 0,23 | -0,11 | -0,29 | -0,10 | 0,19 | 0,34 | 0,32 | 0,22 | 0,13 | 0,06 |

I.4.4.2 Règle de Carson :

C'est une formule que **John Renshaw Carson** a découverte en 1922 qui relie la bande passante d'un signal modulée à la fréquence du signal modulante et déclare après la modulation de fréquence les raies contenant au moins 98 % de la puissance du signal modulé, il est considéré comme un standard pour déterminer la bande passante de transmission d'un signal FM.

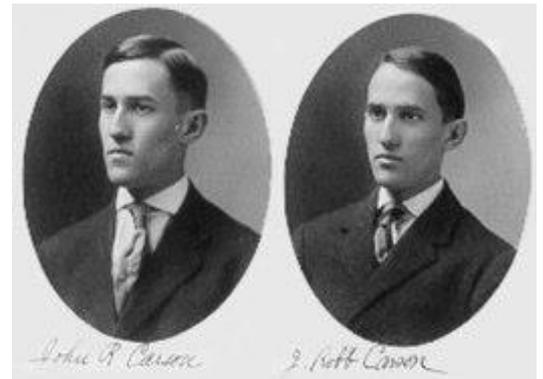


Figure I.8 : Les jumeaux Carson, photo de classe de 1907[12].

$$B = 2(\beta + 1)f_m \quad (\text{I.16})$$

ou

$$B = 2(\Delta f + F) \quad (\text{I.17})$$

- B : largeur de bande.
- β : indice de modulation.
- f_m : fréquence du signal modulant sinusoïdal.
- Δf : est l'excursion en fréquence du modulateur.
- F : la fréquence la plus élevée présente dans le signal modulant.

I.4.4.3 le spectre d'un signal FM : [13]

La forme de spectre d'une signal FM est donnée par :

$$S(f) = \frac{A}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n\left(\frac{\Delta f}{F}\right) [\delta(f - f_0 - nF) + \delta(f + f_0 + nF)] \quad (I.18)$$

➤ Cette figure représente ce spectre pour $\Delta f/F$ égal à 5 :

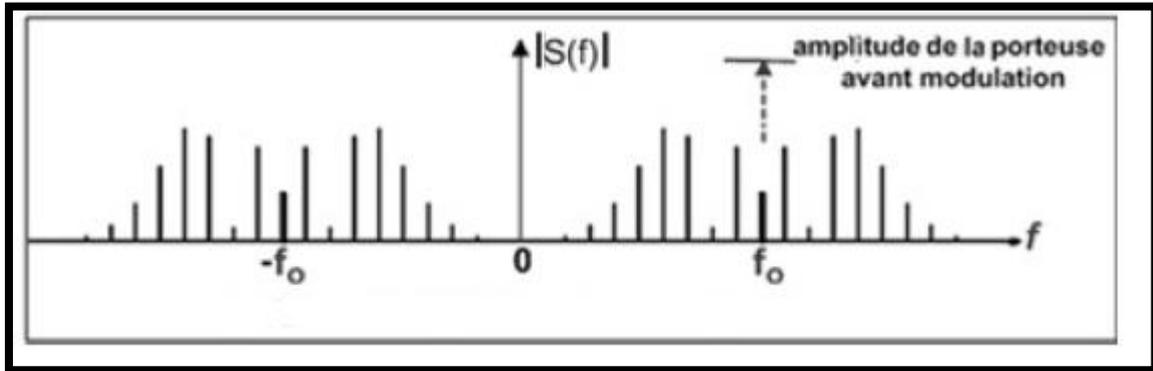


Figure I.9: spectre d'une sinusoïde modulée en FM [13].

➤ $J_n(x)$ est la fonction de Bessel de première espèce

I.4.4.4 Puissance transportée par un signal FM :

- Le signal appliqué à l'antenne est constitué d'une tension sinusoïdale de fréquence variable :

$$e(t) = E \cos(\omega t + 2\pi k \int s(t) dt) \quad (I.19)$$

- La puissance dissipée dans une résistance ne dépend pas de la fréquence et vaut :

$$P = \frac{(E/\sqrt{2})^2}{R} = \frac{E^2}{2R} \quad (I.20)$$

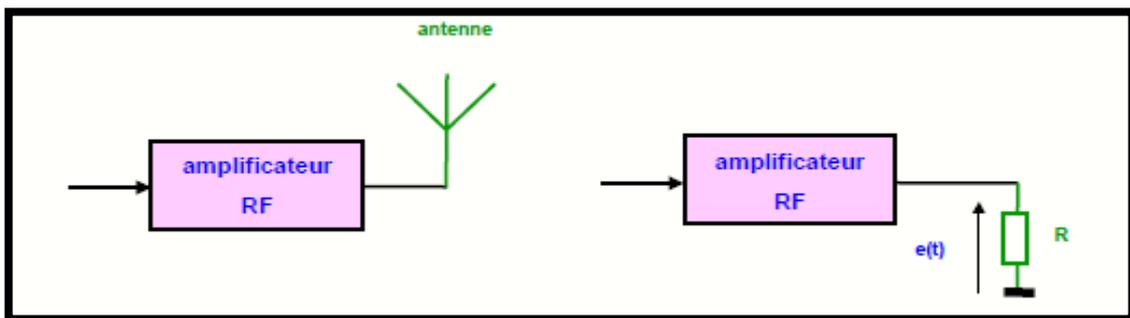


Figure I.10 : puissance d'un signal FM [8].

Un circuit électrique qui démontre le concept de puissance de signal FM :

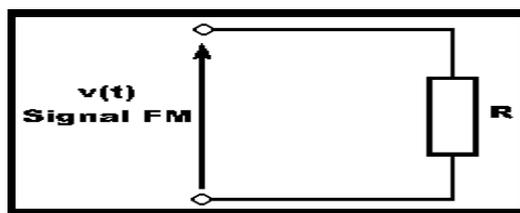


Figure I.11 : puissance du signal FM.

en radio commerciale $\Delta F_{\max} = 75\text{kHz}$, $B = 260\text{kHz}$ et f peut atteindre 18kHz . La puissance moyenne transportée ne dépend pas de m :[9]

$$i = I \sin(2\pi Ft + m \sin 2\pi ft), \quad (\text{I.21})$$

$$I_{eff}^2 = \frac{I^2}{2} \quad (\text{I.22})$$

$$P_{moy} \sim I_{eff}^2 \quad (\text{I.23})$$

Soit P la puissance dissipée dans la résistance.

D'après une des propriétés des fonctions de Bessel Alors :

- **Remarque :**

La puissance moyenne transportée par un signal FM est constante, elle ne dépend pas de l'indice de modulation m [14].

I.5 Les avantages et les inconvénients de la modulation FM :

I.5.1 Inconvénients de la modulation de fréquence, FM :

- ❖ **La FM a une efficacité spectrale plus faible que certains autres formats de modulation :**

Certains formats de modulation de phase et de modulation d'amplitude en quadrature ont une efficacité spectrale plus élevée pour la transmission de données que la modulation par déplacement de fréquence, une forme de modulation de fréquence. Par conséquent, la plupart des systèmes de transmission de données utilisent la PSK et la QAM.

- ❖ **Nécessite un démodulateur plus compliqué :** L'un des inconvénients mineurs de la modulation de fréquence est que le démodulateur est un peu plus compliqué, et donc un peu plus cher que les détecteurs à diode très simples utilisés pour la AM. Toutefois, ce problème est beaucoup moins important de nos jours, car de nombreux circuits intégrés radio intègrent un démodulateur de fréquence.

- ❖ **Certains autres modes ont une efficacité spectrale des données plus élevée :** Certains formats de modulation de phase et de modulation d'amplitude en quadrature ont une efficacité spectrale plus élevée pour la transmission de données que la modulation par déplacement de fréquence, une forme de modulation de fréquence. Par conséquent, la plupart des systèmes de transmission de données utilisent la PSK et la QAM.

- ❖ **Les bandes latérales s'étendent à l'infini de chaque côté :** Les bandes latérales d'une transmission FM s'étendent théoriquement à l'infini. Elles sont normalement importantes pour les transmissions à modulation de fréquence à large bande, mais faibles pour la FM à bande étroite.

Pour limiter la largeur de bande de la transmission, on utilise souvent des filtres, qui introduisent une certaine distorsion du signal. Normalement, ce n'est pas un problème trop important, mais il faut veiller à inclure ces filtres pour la FM à large bande et s'assurer qu'ils sont correctement conçus [15].

I.5.2 Avantages de la modulation de fréquence, FM :

❖ **Résilience au bruit** : Un avantage particulier de la modulation de fréquence est sa résistance aux variations du niveau du signal. La modulation est transportée uniquement sous forme de variations de fréquence. Cela signifie que toute variation du niveau du signal n'affectera pas la sortie audio, à condition que le signal ne tombe pas à un niveau auquel le récepteur ne peut pas faire face. Par conséquent, la FM est idéale pour les applications de radiocommunication mobile, y compris les communications radio bidirectionnelles plus générales ou les applications portables où les niveaux de signal sont susceptibles de varier considérablement. L'autre avantage de la FM est sa résistance au bruit et aux interférences. C'est pour cette raison que la FM est utilisée pour les transmissions de diffusion de haute qualité.

❖ **La modulation est facile à appliquer à un stade de faible puissance de l'émetteur** : Un autre avantage de la modulation de fréquence est associé aux émetteurs. Il est possible d'appliquer la modulation à un étage de faible puissance de l'émetteur, et il n'est pas nécessaire d'utiliser une forme linéaire d'amplification pour augmenter le niveau de puissance du signal à sa valeur finale.

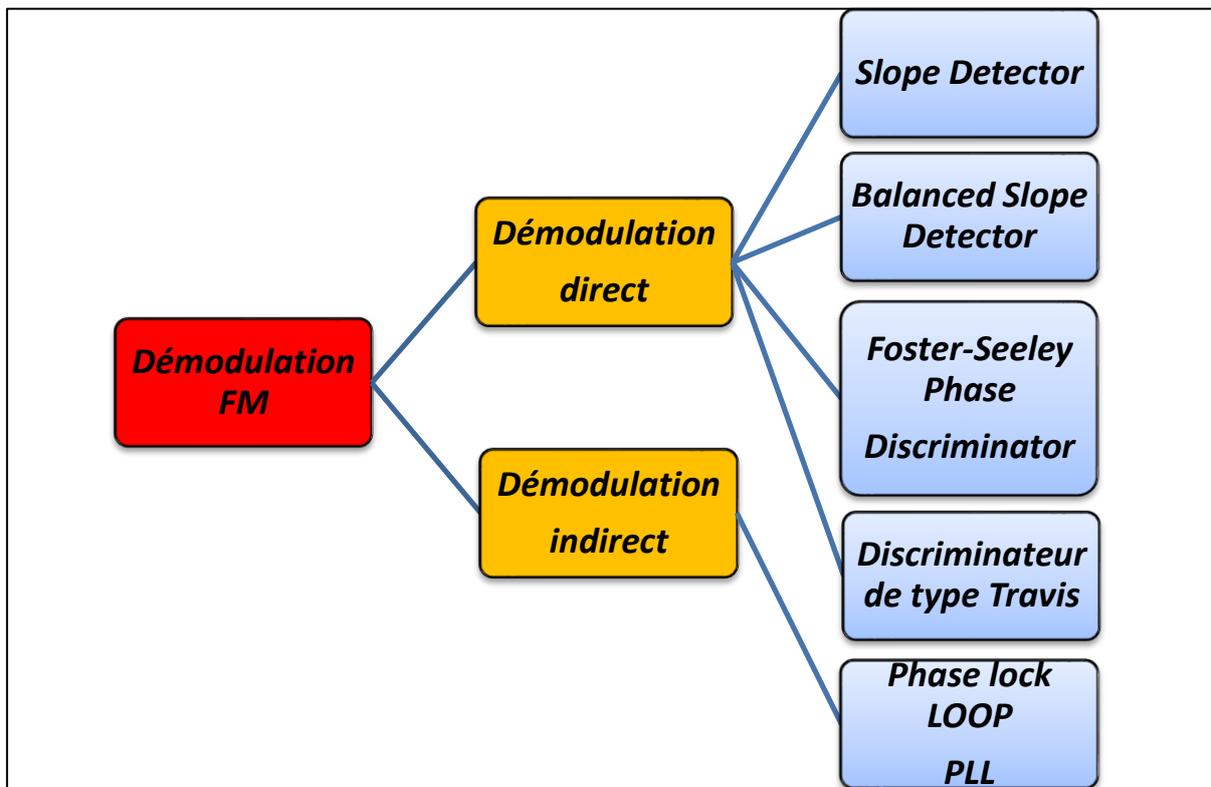
❖ **Il est possible d'utiliser des amplificateurs RF efficaces avec des signaux modulés en fréquence** : Il est possible d'utiliser des amplificateurs RF non linéaires pour amplifier les signaux FM dans un émetteur et ceux-ci sont plus efficaces que les amplificateurs linéaires nécessaires pour les signaux présentant des variations d'amplitude (par exemple, AM et SSB). Cela signifie que pour une puissance de sortie donnée, il faut moins de batterie, ce qui rend l'utilisation de la FM plus viable pour les applications de radio bidirectionnelle portable [15].

I.6 Techniques de démodulations FM :

La démodulation se produit par un discriminateur en générale le discriminateur transforme les variations de la fréquence du signal à démoduler en variations de tension BF. Lorsque deux signaux apparaissent à l'entrée du Démodulateur, un seul signal qui est le plus fort sera démodulé, parmi deux des signaux Seront extraits, Pour le signal d'origine à partir du signal modulée $S_{FM}(t)$, nous effectuons le processus démodulation FM, qui divisé en deux types:

- Démodulation direct
- Démodulation indirect

$$S_{FM}(t) = A \cos \left(2\pi f_p t + 2\pi k_f \int_0^t a \cos(2\pi f_m u) du \right) \quad (\text{I.24})$$



I.6.1 La Démodulation direct :

I.6.1.1 Le détecteur de pente :

Il est composé d'un filtre dont sa fréquence de résonance est décalée par rapport à la fréquence porteuse. De telle façon que rend le signal FM Situé sur la partie la plus linéaire du côté du filtre. Ainsi, lors du changement de fréquence, Transformation de fonction de transfert de filtre Fréquence de changement de tension.

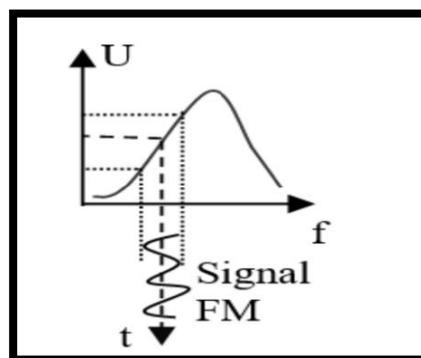


Figure I.12 : principe de détecteur de pente

I.6.1.2 Le discriminateur de type Travis :

Utilise le même principe du détecteur de pente en réduisant son manque de linéarité. Il se compose de deux circuits oscillants calculé pour les fréquences extrêmes d'excursion. Quand la fréquence à démoduler se rapproche de $FI - \delta F$, la tension en A est supérieure à celle en B.

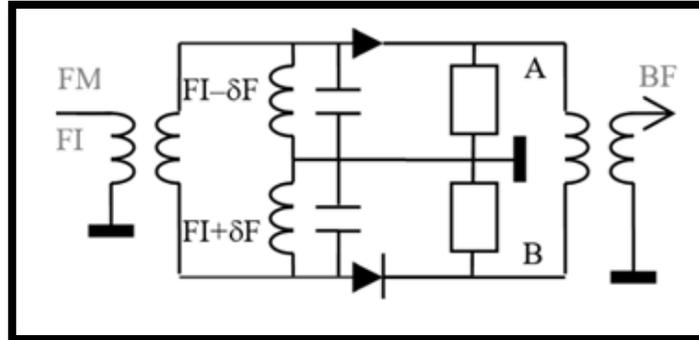


Figure I.13 : Le discriminateur de type Travis

I.6.1.3 Le discriminateur de type Foster-Seeley :

Le circuit utilisant ce type de démodulation se compose principalement d'une transformateur RF, d'une inductance et de diodes, et quelques condensateurs, son principe est de produire une tension proportionnelle à la fréquence instantanée d'entrée grâce à une variation de l'équilibre entre les deux extrémités du transformateur.

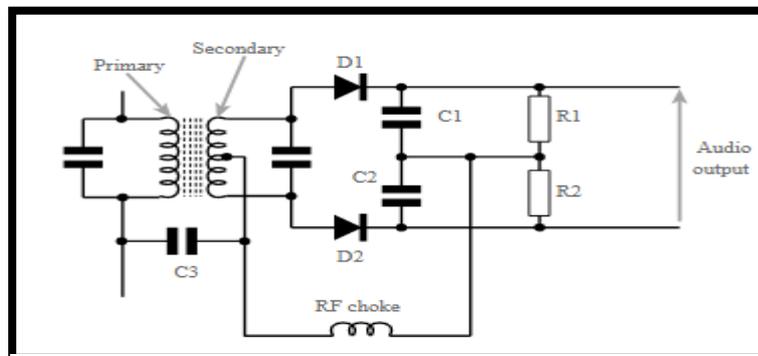


Figure I.14 : discriminateur FM de type Foster-Seeley.

I.6.1.4 Balanced slope Detector :

Cette méthode de démodulation est basée sur la présence de deux détecteur de pente, il est basé sur le principe de l'équilibre entre ces deux détecteurs, ceci est obtenu lorsque deux capacités et résistances égales sont définie, afin de recevoir un signal FM, l'enroulement primaire du transformateur d'entrée doit être réglé sur la fréquence centrale du signal porteur.

I.6.2 Démodulation indirect :

I.6.2.1 démodulation par PLL :

La PLL se compose principalement de trois composants : un détecteur de phase, un filtre passe-bas et un oscillateur commandé en tension. Le VCO produit un signal avec une fréquence

bien définie, dont la valeur peut varier avec la tension appliquée à son entrée. Le détecteur de phase produit un signal dont l'amplitude dépend du déphasage entre le signal d'entrée et le signal produit par le VCO. Le rôle du filtre passe-bas est de maintenir les changements de phase (LF) et de filtrer le HF, produisant ainsi une tension proportionnelle à l'écart de fréquence. Le signal à démoduler est appliqué sur l'entrée de la boucle à verrouillage de phase ou PLL (Phase Loop Locked) [16].

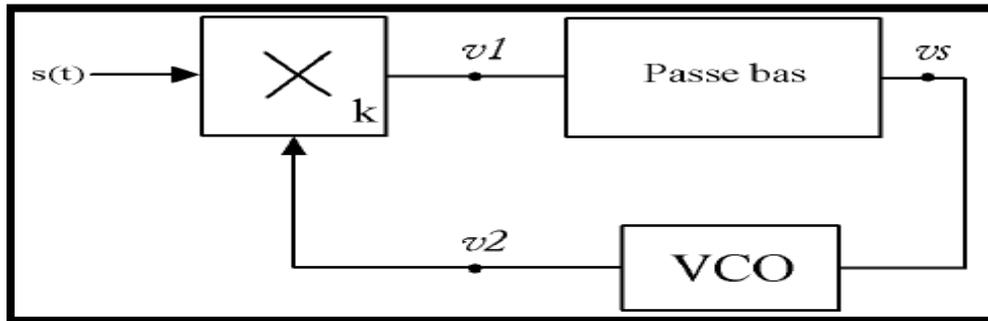


Figure I.15 : boucle à verrouillage de phase PLL.

➤ **Remarque :**

Le comparateur de phase, composé d'un multiplicateur et d'un filtre passe-bas, délivre une tension proportionnelle à l'écart de phase.

I.7 Conclusion :

Dans le présent chapitre, on a présenté dans un premier temps comme historique du développement du domaine de télécommunication, nous avons abordé l'une de ses méthodes les plus importantes, qui est la modulation de sorte que nous nous sommes spécialisés dans la modulation de fréquence « modulation FM » en principe et l'une de ses propriétés les plus importantes, comme la déviation fréquentielle, et l'Indice de modulation, nous avons également étudié et représenté le spectre de modulation FM, en nous assurant que la Règle de Carson a été respecté, et nous avons continué à utiliser la formule de Bissel.

D'une part, coté de démodulation FM nous avons parlé de son principe de travaillé à le simplifier à travers un schéma pratique, et nous avons expliqué ses deux méthodes représentées par la démodulation directe et indirecte, et que nous détaillerons ces deux plus précisément dans le deuxième chapitre.

CHAPITRE 2

Etude détaillé de quelques circuits utilisées
pour la modulation et Démodulation FM

CHAPITRE 2

Etude détaillé de quelques circuits utilisées pour la modulation et démodulation FM



II.1 Introduction :

Dans le chapitre suivant, on va d'abord commencé par une explication de la chaine de transmission FM à travers un schéma synoptique et le circuit électronique équivalent de notre émetteur et récepteur FM, après on va étudier théoriquement et en détail tous les circuits électroniques qui composent émetteur/récepteur FM tels que les oscillateurs, amplificateurs, filtres, modulateurs et démodulateurs, comme ainsi que les antennes. De sorte qu'une bonne compréhension de ces éléments conduit à la capacité de concevoir un émetteur sans fil de signaux basse fréquence tels que la voix humaine utilisant les hautes fréquences et sa réception utilisant la technologie de modulation/démodulation FM.

II.2 Chaîne de transmission FM :

II.2.1 Principe de base d'émetteur FM :

L'émetteur FM est une station de transmission de signaux basse fréquence BF à travers L'air par ondes électromagnétiques OEM haut fréquence HF.

L'émetteur FM est divisé en plusieurs parties « plusieurs circuits électriques », dont chacune a une fonction spécifique, généralement constituée d'un modulateur « pour modifier certaines caractéristiques du signal modulant », et un oscillateur local pour le signal porteur HF « haute fréquence », après que le signal modulant et le signal porteur sont combinés par une mélangeur, le signal résultant entre dans l'amplificateur de puissance PA pour fournir l'énergie nécessaire à la transmission , et un filtre pour filtrer le signal résultant à la fin produit un signal FM à transmettre à travers une antenne sous forme d'ondes électromagnétiques.

II.2.2 Schéma de principe :

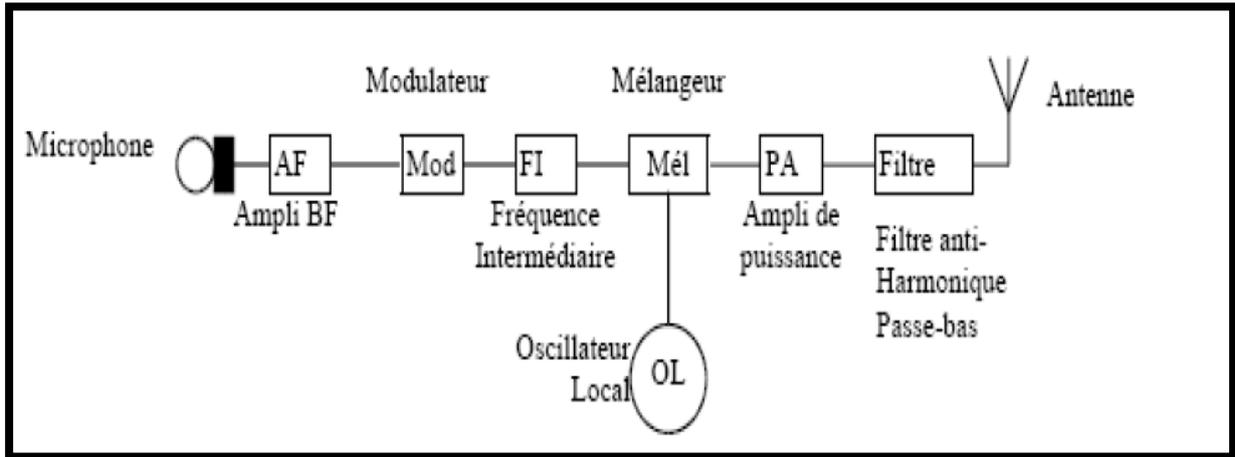


Figure II.1 : Schéma synoptique de l'émetteur FM [17].

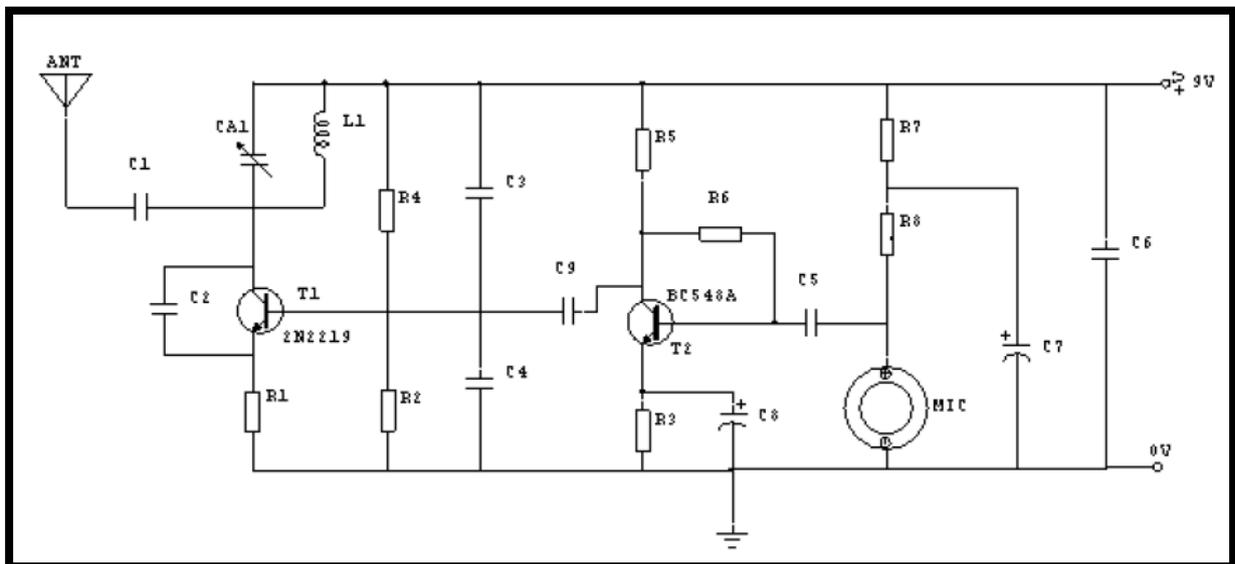


Figure II.2 : Schéma de l'émetteur [17]

➤ **Description :**

Le synoptique de notre émetteur est comme suit : nous avons en premier lieu le capteur qui est dans notre cas le microphone. Ce dernier convertit les ondes de pression du son en tension. Le signal alternatif ainsi produit sera représenté par une tension positive lors d'une haute pression tandis qu'une basse pression sera traduite par une tension négative. Le microphone est ensuite relié à l'amplificateur basse fréquence à l'aide du condensateur de liaison C5. L'amplificateur basse fréquence se charge d'augmenter l'intensité du signal qui, après être passé par C9, va vers la base du transistor T1 pour arriver à l'émetteur proprement dit. L'oscillateur a pour rôle de délivrer la porteuse nécessaire à l'émission. Un oscillateur réglable permet le choix d'une fréquence de travail. Toutefois, à la sortie de l'oscillateur, la fréquence de l'onde reste insuffisante pour être

émise. D'où l'utilité d'un multiplicateur. Dans notre réalisation, on a un oscillateur à circuit accordé ou oscillateur LC. Le condensateur réglable permet un ajustement de la fréquence d'émission. La pulsation de l'oscillateur s'obtient par la formule suivante :

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{L_1 C_{A1}}} \quad (\text{II.1})$$

Les signaux B.F. amplifiés précédemment et attaquant la base du transistor T1 influent sur la fréquence d'oscillation, ce qui produit la modulation de la fréquence d'émission. Enfin, les signaux vont passer par C1 pour être dirigés vers l'antenne [6].

II.2.3 Principe de base de récepteur FM :



Figure II.3 : Récepteur radio FM [18].

II.2 .3.1

Définition :

Le récepteur FM est un appareil qui reçoit des ondes radio « OEM », qui contiennent le signal modulée FM, envoyé par l'émetteur FM pour qu'il le capte et en extrait les informations étapes comme le montre le schéma suivant :

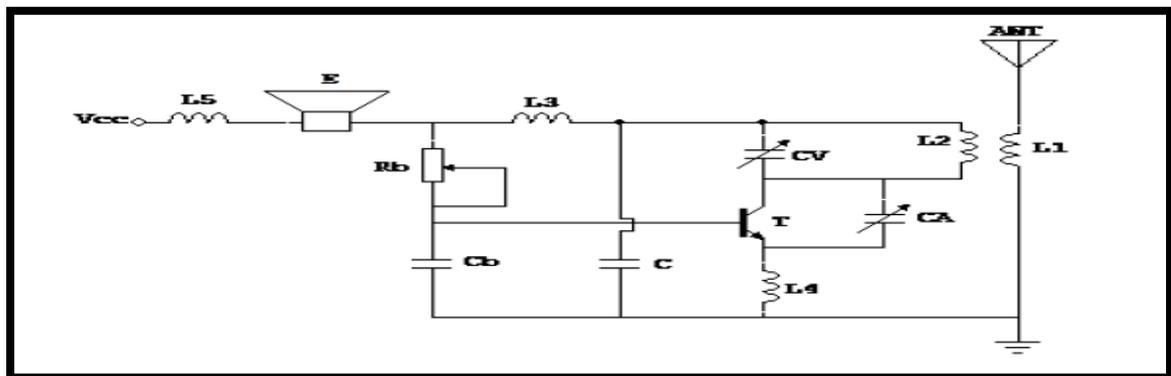


Figure II.4 : Schéma du récepteur FM [17]

II.3 Les circuits électroniques d'émetteur FM :

II.4 modulateur FM :

C'est la partie responsable de la modulation de la fréquence du signal porteur par la fréquence du signal d'origine (voix humaine) de basse fréquence et de sa transformation en haute fréquence, la sortie de ce processus est appelée signal FM « combiné à partir du signal d'origine et du signal porteur ». Le but de cette modification est la possibilité d'envoyer le signal résultant sur des distances Par les ondes électromagnétiques et sans avoir besoin d'antennes de très grandes longueurs.

II.4.1 Modulateur FM à base quartz :

L'une des propriétés du quartz est qu'il oscille en fonction de la tension qui lui est appliquée. Avec lui, nous pouvons créer un oscillateur stable « la propriété de stabilité à cause aux faibles impulsions électriques que le quartz produit pendant des périodes de temps égales » comme l'explique la figure suivant.

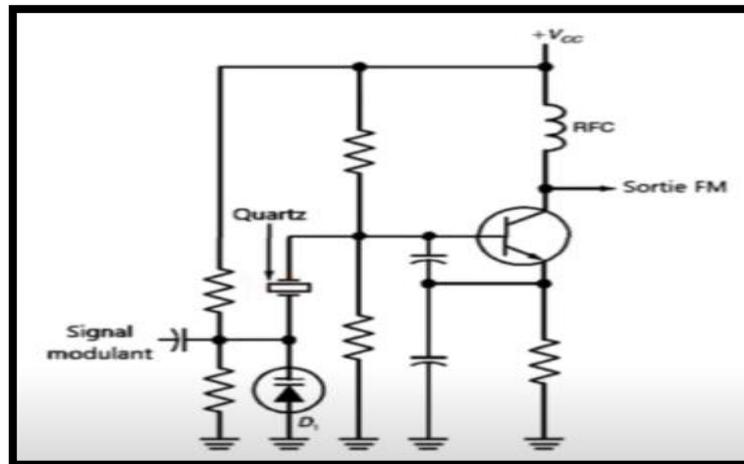


Figure II.5 : modulateur FM à base de VCO en utilisant du quartz [19].

Mais il y a un problème avec ce type de modulateur FM, qui utilise du quartz dans la valeur du changement de fréquence f « la déviation de fréquence Δf », qui est faible, et en raison de la relation de corrélation directe entre la déviation de fréquence Δf et l'indice de modulation m , donc m est petit, c'est ce qu'on appelle « l'oscillateur FM indice de modulation ». Ce type de modulateur FM se caractérise par sa grande stabilité, contrairement aux autres modulateurs, qui sont affectés par la température de leurs composants, ce qui conduit à l'instabilité de la fréquence en sortie de la modulateur FM, malgré la stabilité de la tension, nous mentionnons eux « oscillateurs basés sur RLC ».

Pour résoudre le problème du faible indice de modulation m de modulateur FM sur la base du quartz, on ajoute un multiplicateur de fréquence au niveau de la sortie de l'oscillateur VCO, et donc à partir du schéma on voit que la fréquence en sortie du modulateur FM a été doublée de N et donc la déviation de fréquence Δf augmente et à partir de là l'indice de modulation m augmente, en conséquence nous obtenons une sortie du modulateur FM à base de Quartz sur un signal FM avec une fréquence stable et un grand indice de modulation m .

II.5 Les oscillateurs :

Les oscillateurs, sous toutes leurs formes, font partie des circuits électroniques les plus utilisées:

- Un microprocesseur utilise une horloge pour effectuer ses opérations.
- En transmission de données numériques, on utilise une horloge pour cadencer la transmission.
- En transmission de données avec modulation, on utilise des oscillateurs sinusoïdaux pour générer la porteuse. L'objectif de ce chapitre est de présenter différentes structures d'oscillateurs, et leurs caractéristiques (stabilité en fréquence, domaine de fonctionnement en fréquence), afin de pouvoir choisir un oscillateur pour une application donnée.

II.5.1.1 Description d'un oscillateur :

Un oscillateur est un montage autonome (pas de signal de commande) qui génère spontanément un signal alternatif lors de la mise sous tension. Dans ce chapitre nous étudierons les oscillateurs astables à amplificateurs opérationnels. Puis nous terminerons avec les oscillateurs sinusoïdaux basse fréquence, haute fréquence et à quartz. il existe plusieurs types des oscillateurs on les résume sous dessous.

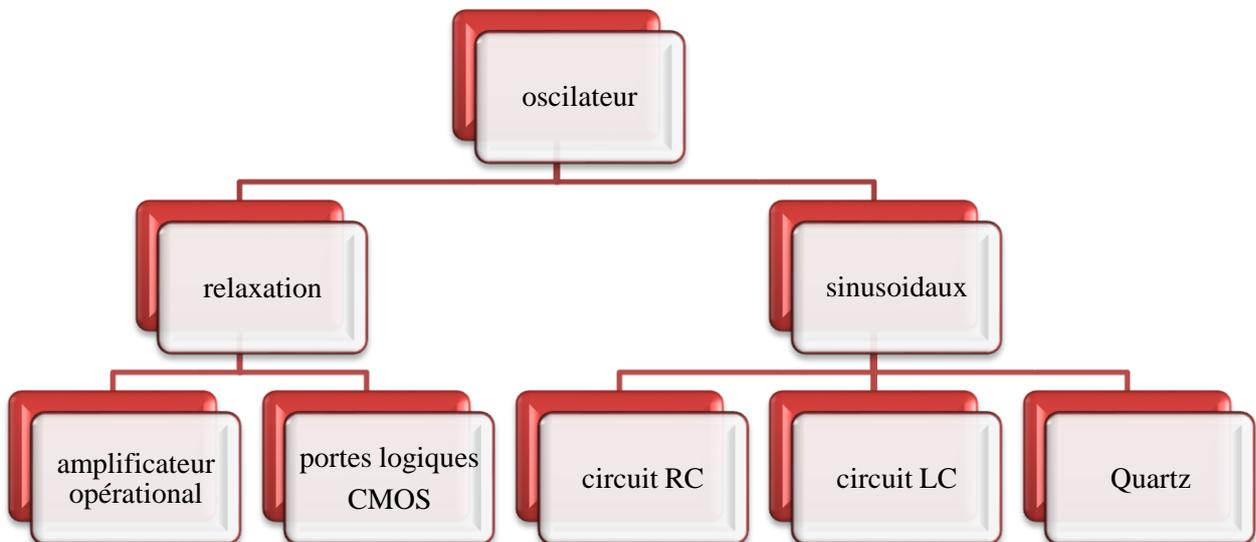


Figure II.6 : les types des oscillateurs

II.5.1.2 Structure générale :

Les oscillateurs ont toujours des composants actifs (circuits amplificateurs) associés à des circuits passifs (filtres). Les composants actifs sont généralement des transistors à effet de champ bipolaires ou des amplificateurs opérationnels. Sa structure est un système circulaire dans lequel une partie du signal de sortie est renvoyée à l'entrée pour assurer une oscillation auto-entretenue. En général, nous pouvons utiliser le schéma fonctionnel suivant pour représenter un oscillateur :



Figure II.7 schéma de structure générale.

Si le signal $V_r(t)$ est identique à $V_e(t)$, alors on peut le refermer sur l'entrée de l'amplificateur et on obtient $v_s(t)$ souhaitée sans appliquer de signal de commande extérieur. Cette condition n'est satisfaite que pour une fréquence bien définie appelée fréquence d'oscillation. La structure d'un tel oscillateur se reconnaît par le fait que la sortie de l'amplificateur est rebouclée sur l'entrée via le réseau de réaction qui est, rappelons-le, un circuit passif.

II.5.1.3 Principe de fonctionnement et condition d'oscillation (régime permanent sinusoïdal) :

On a besoin pratiquement d'un signal d'entrée ce signal sera injecté dans la boucle

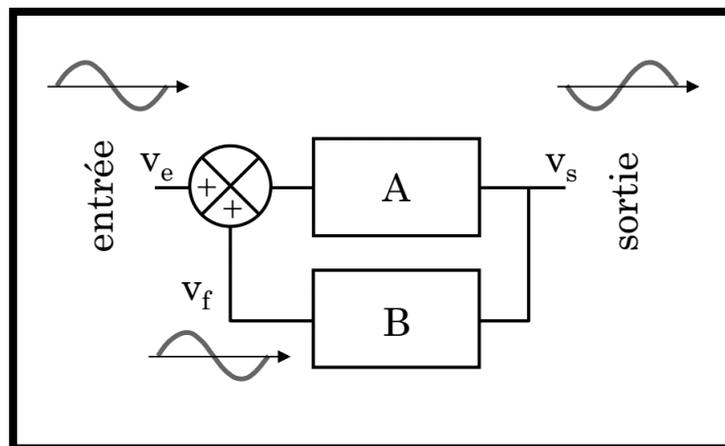


Figure II.8 : structure d'un oscillateur

- La tension de sortie s'écrit :

$$V_S = A. (V_e + V_f) \quad (\text{II.2})$$

Soit :

$$V_S = A. (B \cdot V_S + V_e) \quad (\text{II.3})$$

- La fonction de transfert en boucle fermée a pour expression :

$$\frac{V_s}{V_e} = H = \frac{A}{1-AB} \quad (\text{II.4})$$

- Ce résultat montre que le gain H peut devenir infini en fonction du gain de la boucle de retour.
- Dans ce cas il est possible d'avoir un signal de sortie en l'absence de signal d'entrée.

II.5.2 L'oscillateur de Colpitts :

Comme montré sous dessus l'oscillateur colpitts est composé d'une inductance L et deux capacités qui formant la chaine de retour pour générer la fréquence de résonance. Une partie du signal de sortie étant redirigée vers l'entrée par l'un des éléments réactifs cette chaine donne la fonction de sélection de fréquence et le (feedback positive). Le processus commence par la charge de deux condensateurs C1 et C2. Ensuite, à l'intérieur du circuit de résonance, ces deux condensateurs en série se déchargent dans l'inductance L et l'énergie stockée dans le condensateur se transfère à l'inductance et puis les condensateur et l'inductance sont parallèles, l'inductance se déchargé par les deux condensateurs et les condensateurs recommencent à se charger. Cette opération de charge décharge poursuivent et fournissent ainsi un signal d'oscillation à travers celui-ci.

Le fonctionnement d'oscillateur est dépendu sur L et C alors que la fréquence d'oscillation :

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{II.5})$$

Les valeurs des deux condensateurs (connectés en série) sont choisies de manière que leur capacité totale en série (C_{tot}) soit donnée par :

$$C_{tot} = \frac{C_1 * C_2}{C_1 + C_2} \quad (\text{II.6})$$

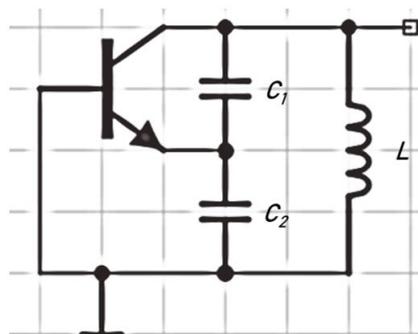


Figure II.9 : oscillateur de Colpitts simple

Le circuit accordé résonant parallèle déterminant la fréquence est formé par C_1 , C_2 et L_1 et est utilisé comme impédance de charge de collecteur de l'amplificateur à base commune Q_1 . Cela donne à l'amplificateur un gain élevé uniquement à la fréquence de résonance. Cette configuration de l'oscillateur Colpitts utilise un amplificateur de base commun, la base de Q_1 est polarisée à un niveau CC approprié par les diviseurs de résistance R_1 et R_2 mais est connectée directement à une masse CA par C_3 . Dans le mode de base commune, la forme d'onde de la tension de sortie au collecteur et le signal d'entrée à l'émetteur sont en phase. Cela garantit que la fraction du signal de sortie du nœud entre C_1 et C_2 , renvoyé de la charge de collecteur accordée à l'émetteur fournit la rétroaction positive requise [20].

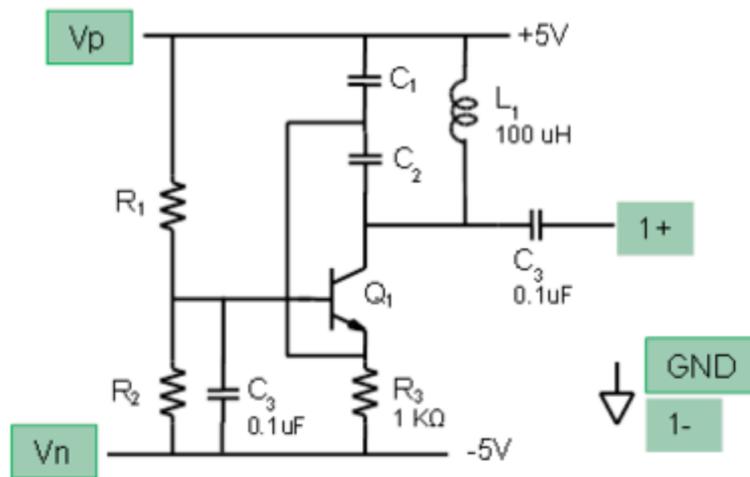


Figure II.10 : l'oscillateur de COLPITTS [20].

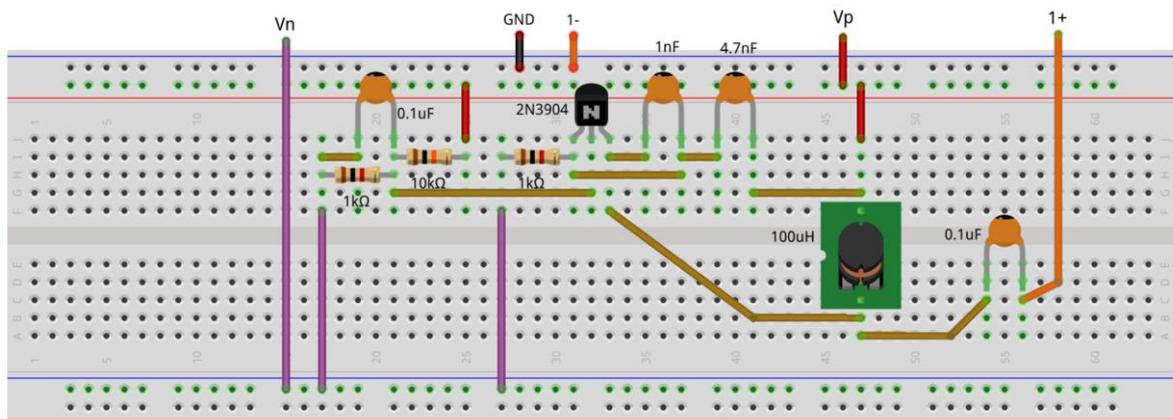


Figure II.11 : maquette du circuit d'oscillateur de COLPITTS [20].

II.5.3 L'oscillateur de CLAPP :

Le fonctionnement de l'oscillateur CLAPP peut être facilement expliqué à l'aide de son schéma de circuit l'oscillateur CLAPP est une variation ou bien amélioration de l'oscillateur Colpitts. Il lui ressemble avec une capacité ajoutée en série avec l'inductance qui forme un diviseur de tension capacitif qui produisant le signal de retour. Le transistor connecté dans ce circuit est alimenté par la source de tension le circuit est quasiment identique à celui des Colpitts, cependant, La fréquence d'oscillation dans le cas de l'oscillateur CLAPP est donnée par :

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{II.7})$$

Ou

$$C = \frac{1}{\frac{1}{c_1} + \frac{1}{c_2} + \frac{1}{c_3}} \quad (\text{II.8})$$

La valeur de C_3 est très petites devant C_1 et C_2 alors la fréquence d'oscillation alors la fréquence d'oscillation s'écrit :

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}} \quad (\text{II.9})$$

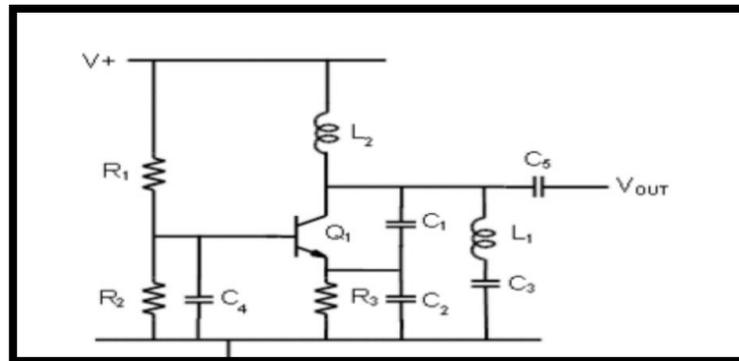


Figure II.12 : l'oscillateur de CLAPP [21]

La combinaison de C_1 et C_2 forme également une constante de temps basse fréquence avec la résistance d'émetteur R_3 pour fournir un niveau de tension continue moyen proportionnel à l'amplitude du signal de retour au niveau de l'émetteur de Q_1 . Cela permet un contrôle automatique du gain de l'amplificateur pour donner le gain en boucle fermée de 1 requis par l'oscillateur. La résistance d'émetteur R_3 n'est pas découplée car le nœud d'émetteur est utilisé comme entrée d'amplificateur de base commune. La base est reliée à la masse CA par C_4 , ce qui fournira une très faible réactance à la fréquence de l'oscillateur[21].

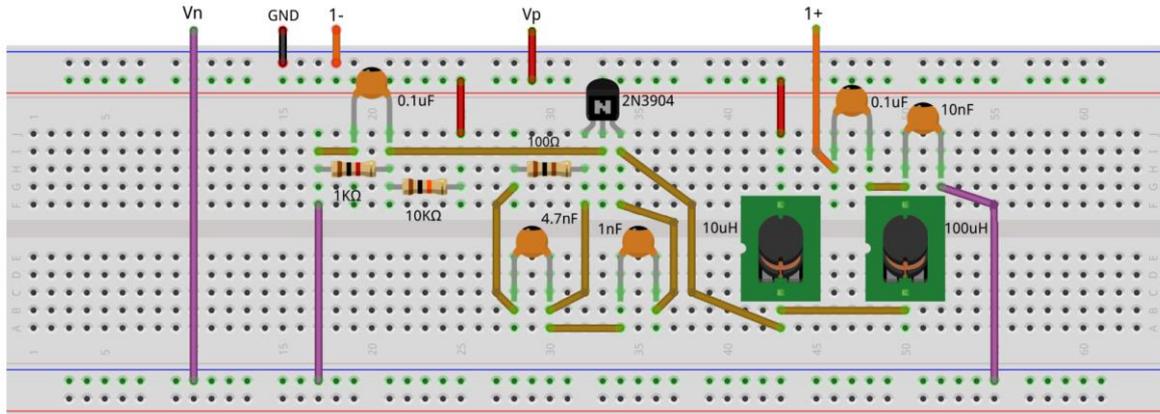


Figure II.13 : maquette du circuit d'oscillateur de CLAPP [20].

➤ **Avantages de l'oscillateur CLAPP :**

- L'oscillateur CLAPP possède une stabilité à haute fréquence que les autres oscillateurs.
- L'effet des paramètres de transistor dans les oscillateurs CLAPP est très moindre par rapport aux autres oscillateurs. Par conséquent, le problème de capacité parasite n'est pas grave dans le cas de l'oscillateur CLAPP.

➤ **Remarque :**

Cet oscillateur de CLAPP est le plus stable (en terme de fréquence) des oscillateurs LC.

5.4. L'oscillateur de Hartley :

L'oscillateur de Hartley est un circuit LC connecté avec un transistor qui est particulièrement efficace pour produire des signaux sinusoïdaux dans la plage RF, de 30 kHz à 30 MHz.

La fréquence d'oscillation est calculée comme les autre oscillateurs la seul différence c que l'inductances contrôle cette fréquence

La fréquence d'oscillation est calculée comme les autre oscillateurs la seul différence c que l'inductances contrôle cette fréquence.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{II.10})$$

$$L = L1 + L2 \quad (\text{II.11})$$

Dans le schéma de circuit, les résistances R1 et R2 donnent une polarisation de diviseur de potentiel pour le transistor Q1. R3 et C2 est connecté avec l'émetteur pour créer un contrôle automatique de gain, L1et L2 avec C1 formé le circuit d'oscillation C1 peut être une VARICAP pour varier la fréquence d'oscillation.

$$L = L1 + L2 \quad (\text{II.12})$$

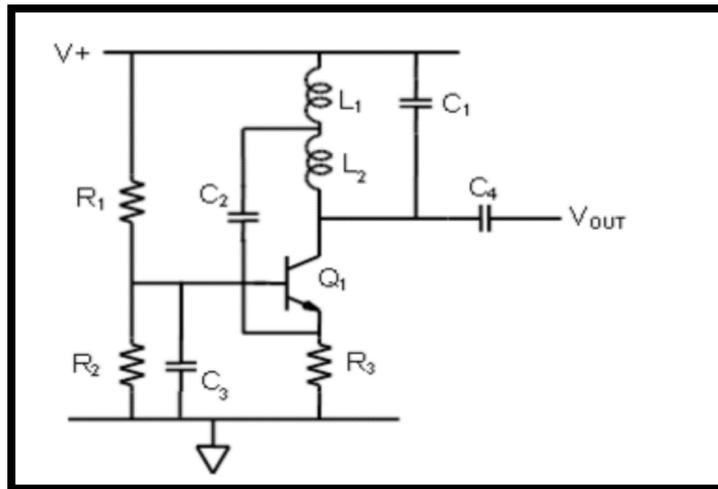


Figure II.14 : oscillateur de Hartley [22].

II.5.5 L'oscillateur contrôlé en tension VCO :

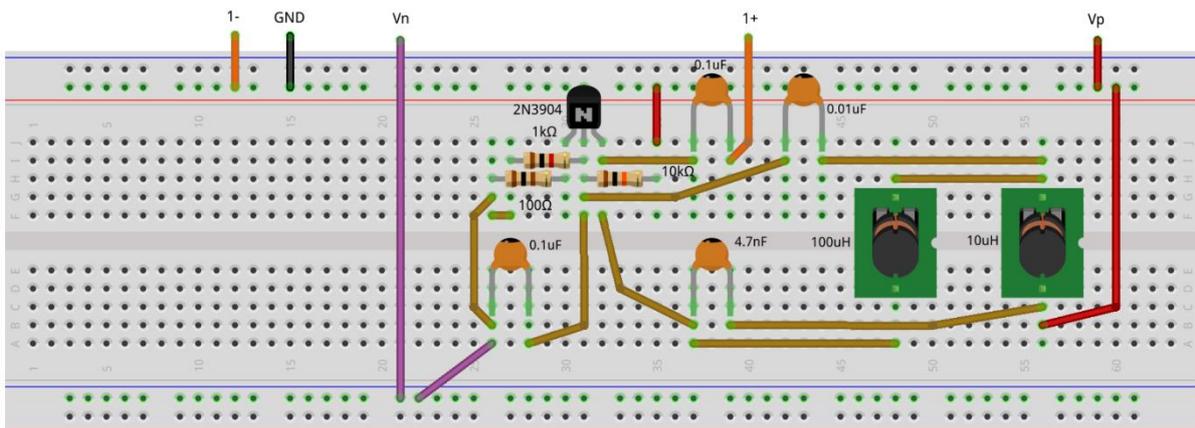


Figure II.15 : maquette du circuit d'oscillateur de Hartley [20].

L'oscillateur commandé en tension ou VCO est un oscillateur électronique sa fonctionnent principal est de génère un signal périodique a une fréquence désirable en fonction de la tension d'entrée.

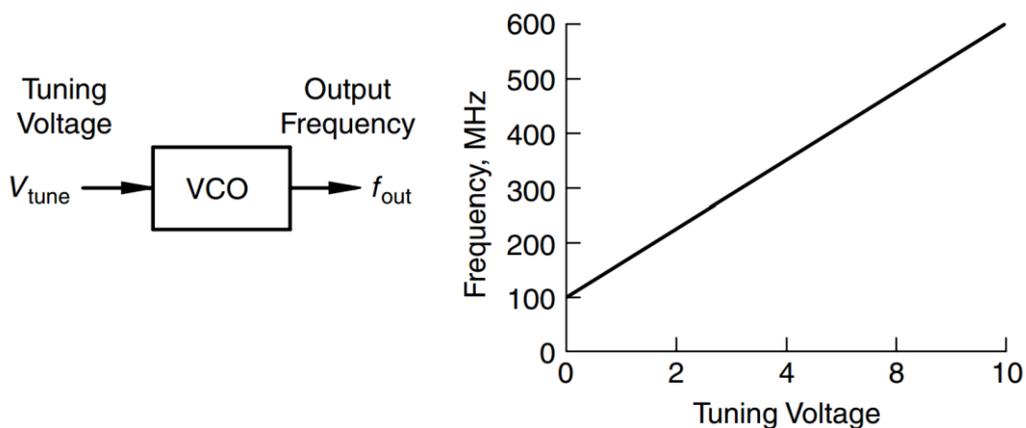


Figure II.16 : variation de fréquence on fonction de tension

➤ Il existe plusieurs types de VCO :

- les oscillators RC
- L'oscillateur LC avec VARICAP
- Les oscillateurs à quartz

II.5.6 L'oscillateur VCO à base de VARICAP :

Pour la création D'un oscillateur contrôlé par VARICAP tout simplement on a besoin de 3 éléments basiques qui sont dépendants de la fréquence, une inductance une VARICAP et une résistance. L'inductance et le VARICAP formant le circuit résonant les pertes sont représentées par R_{eq} .

On peut contrôler la fréquence par la VARICAP.

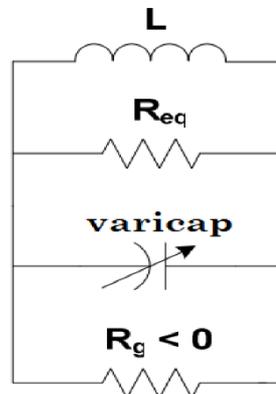


Figure II.17 : L'oscillateur VCO à base de VARICAP

II.5.7 VCO à partir d'un oscillateur de Colpitts : [23]

Il s'agit d'un VCO réalisé par exemple à partir d'un oscillateur de type Colpitts comme sur la Figure II.18. La réaction de l'émetteur sur la base du transistor est assurée par le pont diviseur capacitif C1 – C2.

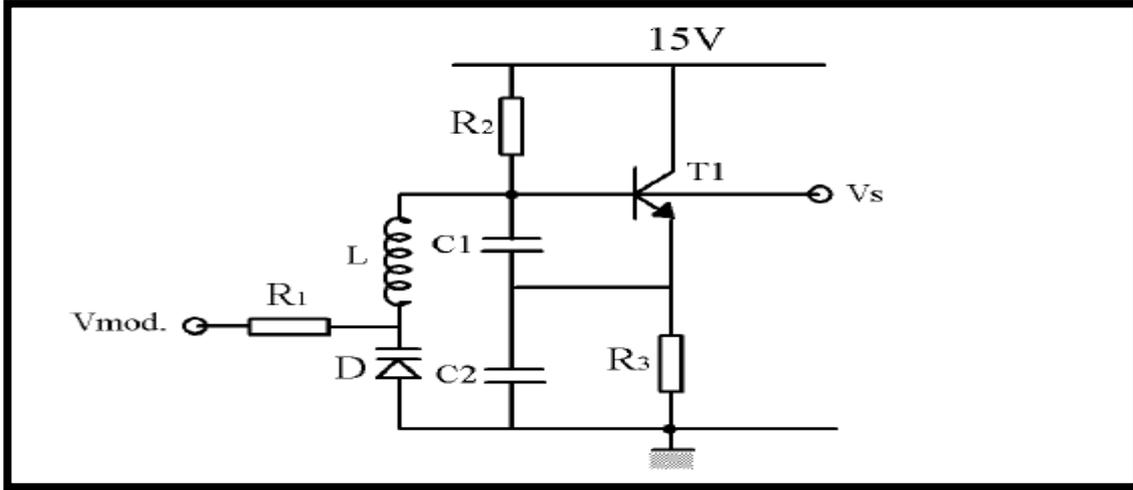


Figure II.18 : oscillateur de Colpitts à base de VARICAP [23]

La Diode D est une diode VARICAP qui présente une capacité variable en fonction de la tension inverse appliquée. Cette capacité commande la variation de la fréquence de sortie de l'oscillateur. Calculons de façon simple la fréquence de l'oscillateur en fonction de la capacité de la diode VARICAP que l'on appellera C_d . La fréquence d'oscillation est :

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}\cdot C_{eq}}} \quad (\text{II.13})$$

Quand L_{eq} et C_{eq} sont des inductances et capacités équivalente que l'on va calculer.

On écrit que l'impédance de l'inductance en série avec C_d est :

$$j \cdot L_{eq} \cdot \omega = j \cdot L \cdot \omega + \frac{1}{j C_d \cdot \omega} = j \cdot \omega \left(L - \frac{1}{C_d \cdot \omega^2} \right) \Rightarrow L_{eq} = \left(L - \frac{1}{C_d \cdot \omega^2} \right) \quad (\text{II.14})$$

La capacité équivalente est :

$$C_{eq} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (\text{II.15})$$

La fréquence d'oscillation est donc :

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\left(L - \frac{1}{C_d \cdot \omega^2}\right) \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_{eq}} \sqrt{\left(1 - \frac{1}{L \cdot C_d \cdot \omega^2}\right)}} \quad (\text{II.16})$$

Lorsque la variation de fréquence est faible telle que $\frac{1}{L \cdot C_d \cdot \omega^2} \ll 1$, on a :

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_{eq}} \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2 \cdot L \cdot C_d \cdot \omega^2}\right)}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_{eq}}} \left(1 + \frac{1}{2 \cdot L \cdot C_d \cdot \omega^2}\right) \quad (\text{II.17})$$

II.6 Les Amplificateurs de puissance :

Il existe plusieurs types d'amplificateurs, dont expliquerons l'un des types les plus importants, appelés Amplificateur de puissance dont le principe est basé sur l'amplification de la basse fréquence du signal sans fil, pour le transmettre sur des distances.

Il existe plusieurs utilisations des amplificateurs de puissance, tels que la radiodiffusion, télévisuelle, le radar et la communication sans fil, que nous utilisons dans ce cas comme émetteur de signal FM.

Parmi les facteurs les plus importants qui contribuent au choix d'un amplificateur de puissance, on trouve :

- ✓ La puissance de la sortie.
- ✓ Le gain.
- ✓ L'efficacité.
- ✓ La stabilité.
- ✓ La linéarité.

Nous avons plusieurs possibilités pour classer les amplificateurs de puissance, qui peuvent être par leurs liaisons entre étages ou par classe de fonctionnement telle que la classe A, B, AB, C, D, E, F.

➤ Classification Des Amplificateurs De Puissance :

II.6.1 Amplificateurs de puissance Classe A :

Est défini, comme un amplificateur qui est polarisé de telle sorte que le courant de sortie circule en permanence, et que le niveau de commande du signal d'entrée est maintenu suffisamment faible pour éviter de conduire le transistor en coupure. Une autre façon d'exprimer cela est de dire que l'angle de conduction du transistor est de 360, ce qui signifie que le transistor est conducteur pendant tout le cycle du signal d'entrée. Cela fait de la classe A le plus linéaire de tous les types d'amplificateurs, la linéarité signifiant simplement que le signal de sortie de l'amplificateur ressemble de près au signal d'entrée [24].

➤ Chaque amplificateur possède un gain en puissance défini par :

$$A_p = \frac{p_{out}}{p_{in}} \quad (\text{II.18})$$

➤ Le schéma équivalent d'amplificateur de puissance classe A :

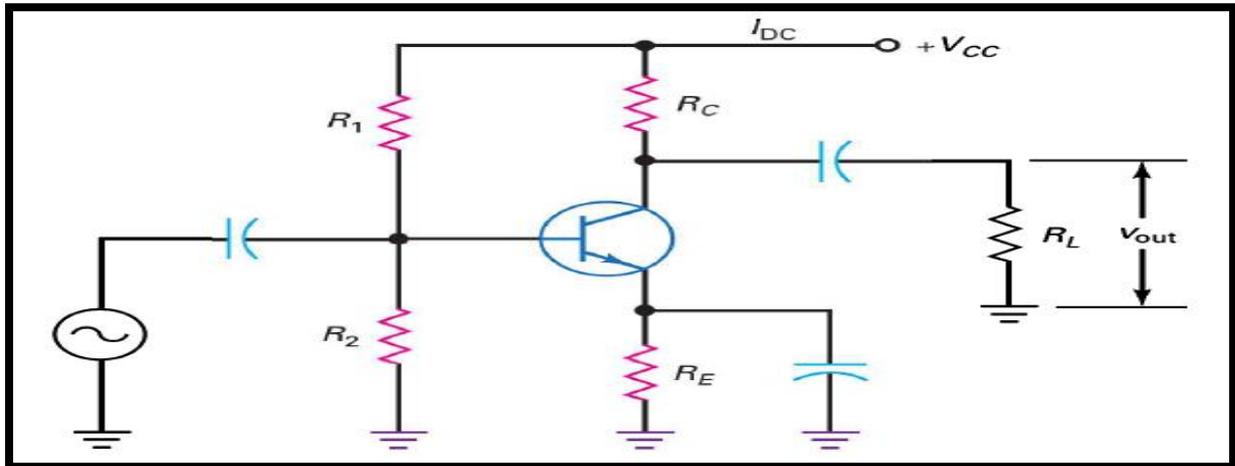


Figure II.19 : circuit Amplificateur classe A [25]

II.6.2 Fonctionnement en classe B « amplificateur de puissance Push-Pull » :

Les amplificateurs classe B (et surtout leur variante de classe AB) sont de loin les Amplificateurs les plus utilisés. Quand on leurs associe une boucle de réaction négative, leur Distorsion tombe à un niveau extrêmement faible. Leur rendement est très bon et ils peuvent Aisément fournir des puissances de sortie élevées.

L'amplificateur est constitué d'un étage de sortie comportant deux transistors complémentaires.

Le point de repos se situe à la limite du blocage de chaque transistor. Pour pouvoir amplifier

Les deux alternances d'un signal sinusoïdal, il faut que l'un des transistors amplifie les

Alternances positives et le second les alternances négatives [26].

➤ **Remarque :**

Afin d'utiliser un transistor dans un amplificateur de classe B, la condition doit être remplie, qui la présence d'un circuit résonnant à la sortie du transistor pour reproduire le signal de sortie « la seconde moitié de signal ».

➤ **Une étude comparative entre des amplificateurs de classe A et B :**

Les amplificateurs de classe B sont meilleurs que ceux de classe A en raison de la tension de sortie, simplement parce que l'amplification est plus élevée, mais les caractéristiques de sortie du bruit « distorsions » du signal de sortie sont nettement moins bonnes que la classe A.

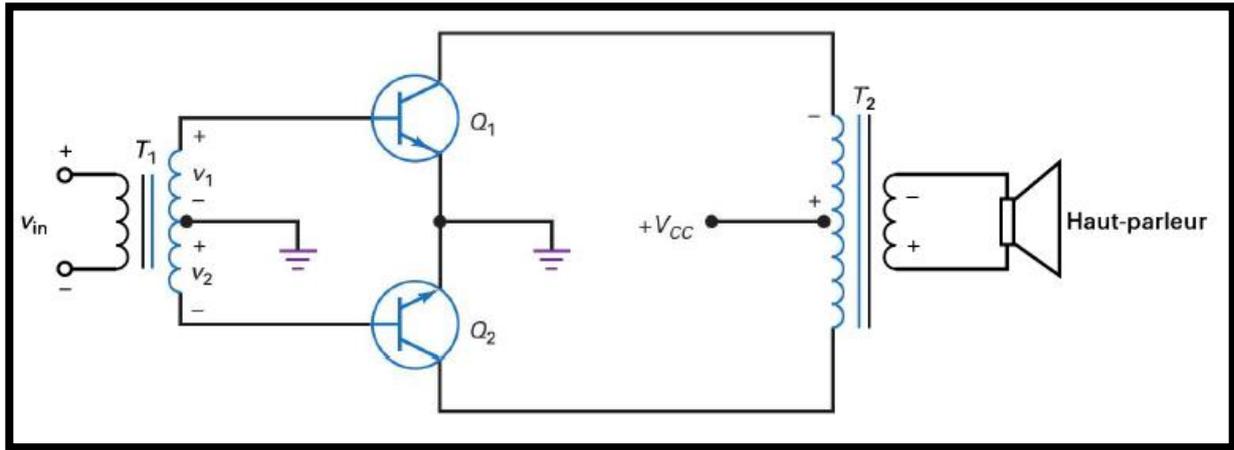


Figure II.20: Amplificateur push-pull class B [25].

Voici comment le montage fonctionne. Pendant l'alternance positive de la tension d'entrée, l'enroulement secondaire du transformateur T_1 donne les tensions représentées sur la figure. De ce fait, le transistor du haut, Q_1 , conduit tandis que celui du bas, Q_2 , est bloqué. Le courant collecteur de Q_1 traverse la moitié supérieure de l'enroulement primaire du transformateur T_2 . Cela produit une tension amplifiée et inversée qui est transmise par le transformateur T_2 au haut-parleur.

Pendant l'alternance suivante de la tension d'entrée, les polarités s'inversent. Maintenant, le transistor du haut se bloque tandis que le transistor du bas conduit. Celui-ci amplifie le signal qui se retrouve sur le haut-parleur.

Comme chaque transistor amplifie une demi-période du signal d'entrée, le haut-parleur reçoit un signal complet et amplifié.

II.6.3 La bande passante : [25]

La bande passante (BP) d'un circuit résonant est définie par :

$$BP = f_2 - f_1 \quad (\text{II.19})$$

f_1 : Fréquence basse à mi- puissance

f_2 : Fréquence haute à mi- puissance

La fréquence à mi- puissance est identique à la fréquence où le gain en tension est égal à 0,707 fois le gain maximal, Plus BP est petite, plus l'ampli est à bande étroite.

Avec la relation (10.30), on peut trouver la formule de la bande passante :

$$BP = \frac{f_r}{Q} \quad (\text{II.20})$$

où Q est le coefficient de qualité du circuit. La relation précédente montre que la bande passante est inversement proportionnelle à Q .

Les amplificateurs classe C ont presque tous des circuits de coefficient Q supérieur à 10. Cela signifie que la bande passante est inférieure à 10% de la fréquence de résonance. Les classes C sont des amplis à bande étroite. La sortie d'un tel ampli est une tension sinusoïdale importante à la résonance avec une rapide décroissance de part et d'autre.

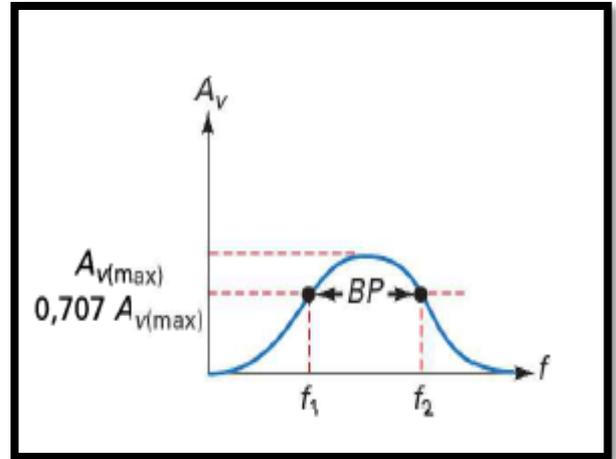


Figure II.21 : **Bande passante** [25].

II.7 Les filtres :

Le filtrage est une forme de traitement du signal, obtenu en envoyant un signal à un ensemble de circuits électroniques qui modifient son spectre de fréquence et/ou sa phase, modifiant ainsi sa forme temporelle. Ça peut être :

- Éliminer ou affaiblir les fréquences parasites indésirables.
- Isoler les bandes de fréquences utiles dans les signaux complexes.

Les filtres sont des circuits électroniques basés sur des composants simples entre des résistances, des condensateurs, des inductances (filtres passifs) ou des amplificateurs opérationnels (filtres actifs). Ils sont généralement utilisés pour filtrer les signaux, mais nous pouvons avoir d'autres fonctions. Il existe plusieurs types, que nous peut les diviser en 4 catégories :

| TYPE | COMPOSANTS | SPECIFITES |
|------------------------------------|--|--|
| Filtre numérique | Circuits logiques intégrés | <ul style="list-style-type: none"> ▶ Signaux numérisés ▶ $F < 100\text{MHz}$ ▶ convient en grande série ▶ entièrement programmable |
| Filtres passifs | Circuit discret L et C, Composants piézoélectriques (quartz) | <ul style="list-style-type: none"> ▶ F élevée ▶ pas d'alimentation ▶ non intégrable |
| Filtres actifs | AIL, R et C | <ul style="list-style-type: none"> ▶ $F < 1\text{ MHz}$ ▶ besoin d'alimentation ▶ tension filtrée faible $< 12\text{V}$ |
| Filtres à capacité commutée | AIL, Interrupteur commandé MOS, R et C intégré | <ul style="list-style-type: none"> ▶ $F < \text{qq MHz}$ ▶ besoin d'alimentation ▶ intégrable ▶ fréquence programmable |

Tableau II.1 : Les types de filtres

II.7.1 Notion de fonction de transfert :

Le comportement d'un filtre est défini par l'étude fréquentielle de la fonction de transfert entre la tension de sortie et la tension d'entrée du filtre

$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (\text{II.20})$$

II.7.2 Les types des filtres analogiques :

II.7.2.1 Filtre passe-bas :

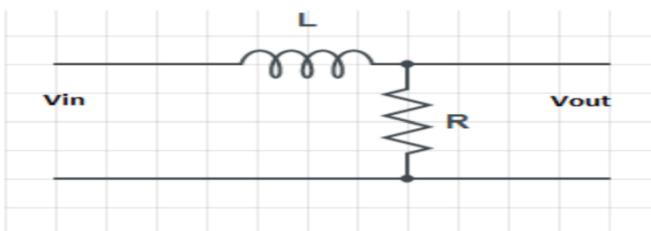
Les filtres passe-bas sont des filtres qui permettent le passage des signaux basse fréquence et atténuent les hautes fréquences.



Figure II.22 : Schéma de principe du filtres passe-bas

II.7.2.1.1 Filtre passe-bas de premier ordre :

✓ Modèle inductif d'un filtre passe-bas du premier ordre

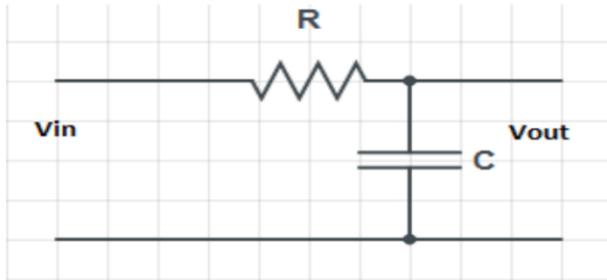


$$H(j\omega) = \frac{R}{(j\omega L) + R} \quad (\text{II.21})$$

Figure II.23 : Schéma de Filtre passe-bas de premier ordre

✓ Modèle capacitif d'un filtre passe-bas du premier ordre :

Lorsque la fréquence à l'entrée augmente, l'impédance du condensateur diminue. Par conséquent, les signaux haute fréquence traversent le condensateur et la plus grande partie de la tension chute à travers la charge.

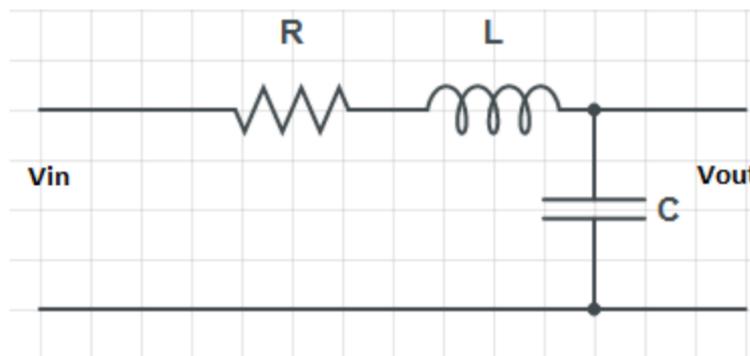


$$H(j\omega) = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (\text{II.22})$$

Figure II.24 : Schéma Modèle capacitif d'un filtre passe-bas

II.7.2.1.2. Filtre passe-bas du second ordre :

Un filtre passe-bas du second ordre bloque plus efficacement les fréquences passe-haut grâce à la présence de deux éléments de stockage d'énergie (condensateur et inducteur).



$$H(j\omega) = \frac{1}{(j\omega L) + R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (\text{II.23})$$

Figure II.25 : Schéma de Filtre passe-bas du second ordre

La fréquence de coupure d'un filtre passe-bas est la fréquence à laquelle la tension de sortie (charge) est égale à 70,7 % de la tension d'entrée (source). Au-dessus de la fréquence de coupure, la tension de sortie est inférieure à 70,7 % de l'entrée, et vice versa.

II.7.2.1.3 Les applications des filtres passe-bas :

- Les filtres passe-bas sont utilisés pour filtrer le bruit d'un circuit. Le « bruit » est un signal à haute fréquence. Lorsqu'il est passé à travers un filtre passe-bas, la plupart du bruit est supprimé et un son clair produit.
- Les filtres passe-bas sont également utilisés dans diverses applications audio et sont parfois appelés filtres high-Cut ou (treble cut filters)

II.7.2.2 Filtre passe-haut :

Le filtre passe-haut fonctionne exactement à l'opposé du filtre passe-bas, Le circuit est le même que celui d'un circuit de filtre passe-bas, sauf que les composants résistance et condensateur sont intervertis.

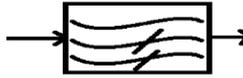
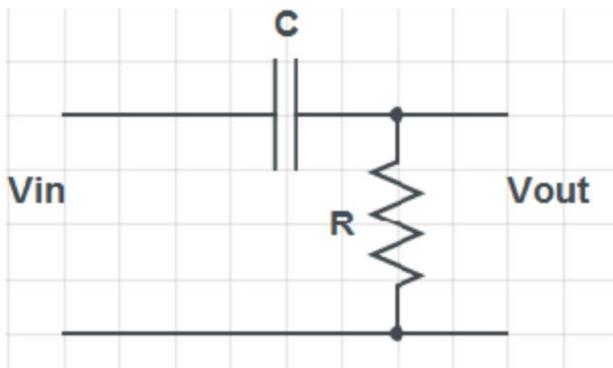


Figure II.26 : Schéma de principe du filtre passe-haut

II.7.2.2.1 Filtre passe-haut du premier ordre :

Lorsque la fréquence augmente, l'inductance du condensateur diminue et cela permet le passage aux ondes haute fréquence., l'inductance se comporte comme un court-circuit à basses fréquences et absorbe toutes les basses fréquences et, par conséquent, une grande partie de la tension chute sur la résistance de charge comme indiqué dans la figure ci-dessous.

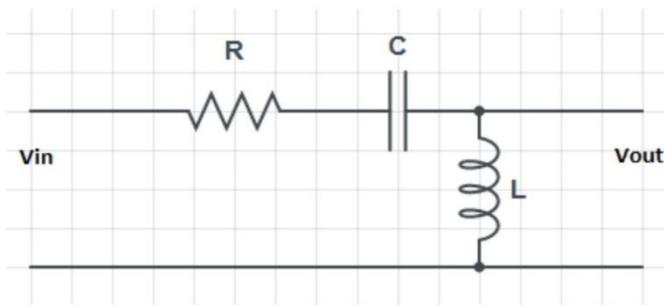


$$H(j\omega) = \frac{R}{\left(\frac{1}{j\omega C}\right) + R} \tag{II.24}$$

Figure II.27 : Schéma de Filtre passe-haut du premier ordre

II.7.2.2.2 Filtre passe-haut de second ordre :

Un filtre passe-haut de second ordre bloque plus efficacement les fréquences passe-bas en raison de la présence de deux éléments de stockage d'énergie (condensateur et inductance).



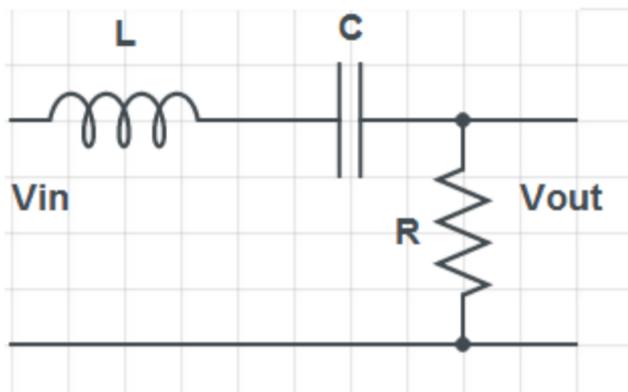
$$H(j\omega) = \frac{(j\omega L)}{(j\omega L) + (R) + \left(\frac{1}{j\omega C}\right)} \tag{II.25}$$

Figure II.28 : Schéma Filtre passe-haut de second ordre

La fréquence de coupure d'un filtre passe-haut est la fréquence à laquelle la tension de sortie (charge) est égale à 70,7 % de la tension d'entrée (source). Au-dessus de la fréquence de coupure, la tension de sortie est supérieure à 70,7 % de l'entrée, et vice versa.

II.7.2.3 Les filtres passe-bande :

Il y a des applications où une bande particulière, ou la propagation ou les fréquences doivent être filtrés à partir d'une gamme plus large de signaux mixtes. Les circuits de filtrage peuvent être conçus pour accomplir cette tâche en combinant les propriétés du passe-bas et du passe-haut en un seul filtre. Le résultat s'appelle un filtre passe-bande ce ne permet le passage qu'à une certaine bande de fréquences. Toutes les autres fréquences sont atténuées (supprimés ou bloqués).



$$H(j\omega) = \frac{\left(\frac{R}{L}\right)j\omega}{(j\omega)^2 + \left(\frac{R}{L}\right)j\omega + \left(\frac{1}{LC}\right)} \quad (\text{II.26})$$

Figure II.29 : Schéma filtres passe-bande

II.7.2.3.1 Applications du filtres passe-bande :

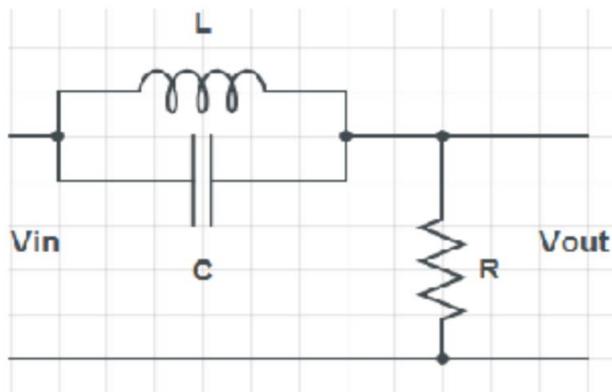
- Les filtres passe-bande sont largement utilisés dans les émetteurs et les récepteurs sans fil.
- La fonction principale de ce filtre dans un émetteur est de limiter la bande passante du signal o/p à la bande allouée pour la transmission. Cela évite à l'émetteur d'interférer avec d'autres stations.
- Dans un récepteur, un filtre passe-bande permet d'entendre ou de décoder des signaux dans une plage de fréquences sélectionnée, tout en empêchant les signaux de fréquences indésirables de passer. Un filtre passe-bande optimise également le rapport signal/bruit et la sensibilité d'un récepteur.
- Les filtres passe-bande sont utilisés dans tous les types d'instruments ainsi que dans les sonars, la sismologie et même les applications médicales telles que les EEG et les électrocardiogrammes.
- Ces filtres sont également largement utilisés dans l'optique comme les lasers, les LIDAR, etc.

- Les filtres passe-bande sont utilisés dans les systèmes de communication pour sélectionner un signal spécifique parmi une gamme de signaux.

II.7.2.4 Les filtres coupe-bande :

Le filtre coupe bande ne rejette qu'une certaine bande de fréquences et permet le passage du Fréquences restantes.

En combinant un filtre passe-bas RC de base avec un filtre passe-haut RC nous pouvons former un simple filtre coupe-bande, cette combinaison de ces sections de filtre passe-bas et passe-haut produire un autre type de réseau de filtres RC appelé filtre coupe-bande qui peut bloquer ou au moins gravement atténuer une bande de fréquences à l'intérieur de ces deux points de fréquence de coupure.



$$H(j\omega) = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{j\omega L}}} \quad (\text{II.27})$$

Figure II.30 : Schéma filtres coupe-bande

II.8 LES ANTENNES :

Une antenne émettrice est un appareil qui convertit l'énergie électrique qui lui est appliquée en énergie électromagnétique rayonnée. L'antenne de réception convertit l'énergie du rayonnement électromagnétique en énergie électrique. L'antenne est un élément réciproque (réception /émission). Les caractéristiques sont les mêmes : gain, bande passante et résistance aux rayonnements sont tous les mêmes l'antenne émettrice peut supporter la puissance appliquée Ne fondra pas ou ne brûlera pas, car le niveau du signal en transmission est évidemment bien supérieur au niveau en réception.

II.8.1 Puissance rayonnée par une antenne :

La forme $R + jX$ est L'impédance d'une antenne sans perte Si on applique une tension aux bornes de cette antenne, la puissance absorbée par la résistance R n'est pas dissipée sous forme

de chaleur, elle est rayonnée sous forme électromagnétique. On dit que R est une résistance "fictive" de rayonnement...

Lorsque l'impédance $R+jX$ aux bornes d'une antenne n'a pas de partie imaginaire X on dit que l'antenne est à la résonance, ou "est accordée". L'antenne est équivalente, sur sa fréquence de résonance, à une résistance pure R.

En général, on conçoit une antenne de façon à avoir $R = 50$ ohms et $X = 0$. De façon à les alimenter par un câble d'impédance caractéristique 50 ohms.

La plupart des antennes, si elles ne sont pas très petites par rapport à la longueur d'onde, ont un très bon rendement, ce qui signifie que la majeure partie de la puissance dissipée par "R" est bien rayonnée.

Pour les antennes de dimensions très réduites par rapport à la longueur d'onde, il faudra considérer que la résistance se décompose en deux résistances, la résistance de rayonnement et la résistance de pertes. L'antenne ne rayonnera pas toute la puissance qui lui est fournie.

II.8.2 Classification des antennes :

On peut mettre plusieurs classifications pour classer les antennes selon leur (gain, puissance, directivité) en peut donner quelques exemples les plus utilisée :

II.8.2.1 Le dipôle demi-onde :

Le dipôle demi-onde est l'antenne la plus utilisée en radiocommunications. Il est composé d'un conducteur métallique (brin ou tube) de longueur pratiquement égale à la demi-onde de la fréquence.

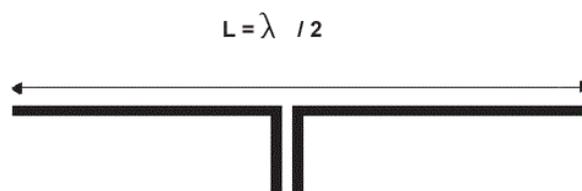


Figure II.31 : Schéma de dipôle demi-onde

II.8.2.2 L'antenne Yagi :

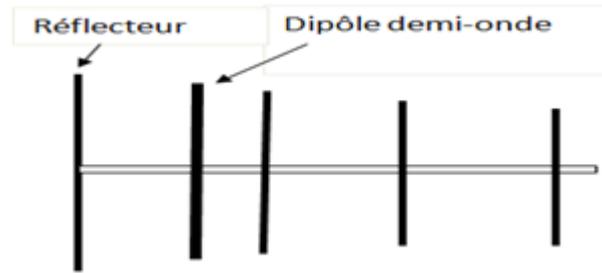


Figure II.32 : Schéma d'antenne Yagi à 5 éléments

II.8.2.3 L'antenne boucle :

L'antenne boucle est constituée d'une boucle de périmètre nettement inférieur à la demi-onde, refermée sur une capacité d'accord. On peut donc la considérer comme un circuit LC.

II.8.2.4. L'antenne patch :

Une antenne à éléments rayonnants imprimés, communément appelée « antenne patch » est une ligne MICRORUBAN (en anglais MICROSTRIP) de forme particulière. Elle se compose d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique dont la surface porte un ou plusieurs éléments métalliques.

Il convient de souligner leur faible poids, un encombrement réduit, un faible coût de revient et une configuration planaire compatible avec les circuits intégrés et éventuellement conformable.

L'antenne patch est une antenne directive surtout avec l'utilisation des techniques d'adaptation qui ne permettent que minimise le coefficient de réflexion mais pas de retrouver la fréquence de résonance souhaitée.

La conception d'une antenne patch a été très enrichissante.

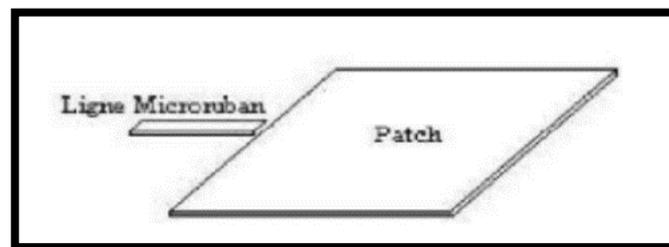


Figure II.33 : Schéma d'antenne Patch

II.8.3 les plages de fréquences :

Le spectre électromagnétique regroupe l'ensemble des ondes électromagnétiques en fonction de leur fréquence, longueur d'onde ou énergie. On le divise en plusieurs grandes

catégories, qui présentent chacune leurs spécificités. Les ondes électromagnétiques qui constituent le spectre n'ont pas besoin de support matériel pour se déplacer.

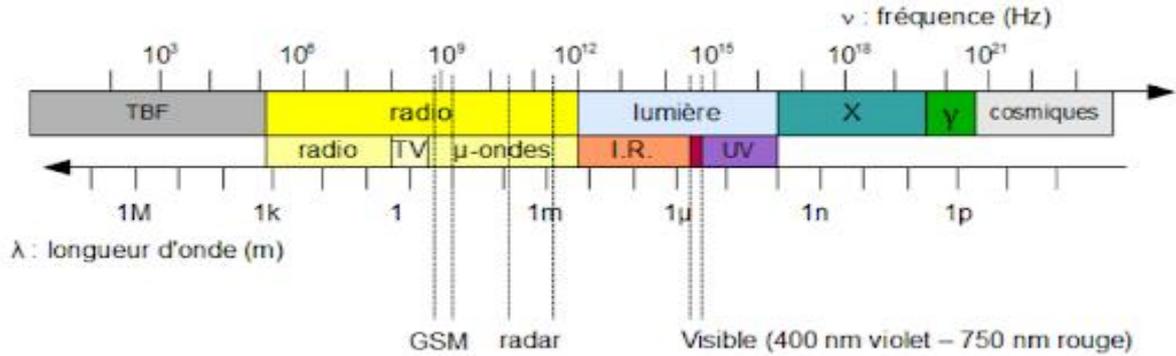


Figure II.34 : spectre électromagnétique

| | Désignation internationale | F | Λ | Autres applications | Exemple d'utilisation |
|------------------------|----------------------------|----------------|------------|--|---|
| Radiofréquences | LF(low frequency) | 30kHz à 300kHz | 10km à 1km | Grandes ondes ou ondes kilométrique | Radionavigation, Radiodiffusion GO, Radio identification |
| | MF(medium frequency) | 300kHz à 3MHz | 1km à 100m | Petits ondes ou ondes moyenne ou hectométrique | Radio AM, service maritime, appareil de recherche de victimes d'avalanches |
| | HF(high frequency) | 3MHz à 30MHz | 100m à 10m | Ondes courtes ou décimétrique | Organisation diverse, militaire, radiodiffusion, maritime, aéronautique, radioamateur, radio de catastrophe, ect |
| | VHF(Very high frequency) | 30MHz à 300MHz | 10m à 1m | Ondes ultra - courtes ou métrique | Radio, Aéronautique, Maritime, Radioamateur, Gendarmerie nationale, Pompier, SAMU, réseaux privé, taxi, militaire, météo, |

| | | | | | |
|-------------|-------------------------------|---------------|-----------|----------------------|---|
| Micro-ondes | UHF(ultra high frequency) | 300MHZ à3GHz | 1m à10cm | Ondes décimétrique | Réseaux privé, militaire, GSM, GPS, WI-FI, télévision, radioamateur, ect |
| | SHF(super high frequency) | 3GHZ à30GHZ | 10cm à1cm | Ondes centimétrique | Réseaux privé, WI-FI, micro-ondes, radiodiffusion par satellite (TV), faisceau hertzien, Radar météorologique, Radioamateur |
| | EHF(extremely high frequency) | 30GHZ à300GHZ | 1cm à1mm | Ondes millimétriques | Réseaux privé, radar anticollision pour automobile ,liaisons vidéo transportables, radioamateur ,ect |

Tableau II.2 : Les différent plages des fréquences

II.9 Récepteur FM :

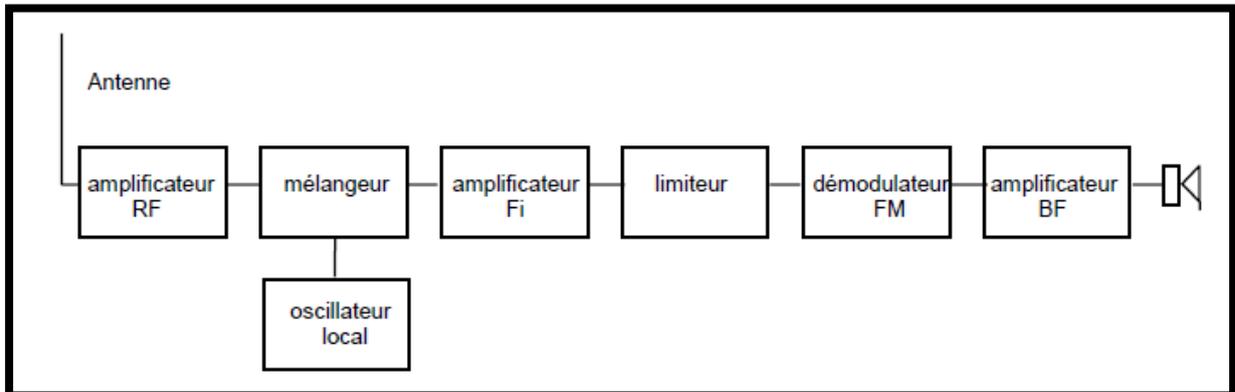


Figure II.35 : Synoptique du récepteur FM [9]

➤ Description :

Le récepteur FM reçoit le signal reçu de l'émetteur FM par antenne de réception, puis passe par plusieurs étages afin de restituer le signal d'origine, et c'est en multipliant le signal FM en un signal porteur haute fréquence généré par un oscillateur local, puis à travers un limiteur qui supprime le bruit « bruit d'amplitude », puis il entre dans le démodulateur, qui est le composant le plus important du récepteur FM donc qu'il extrait le signal d'origine puis l'amplifie par un

amplificateur BF et il sort sous forme d'ondes sonores causé par la pression imposée sur la membrane de l'écouteur.

II.9.1. Limiteur idéal :

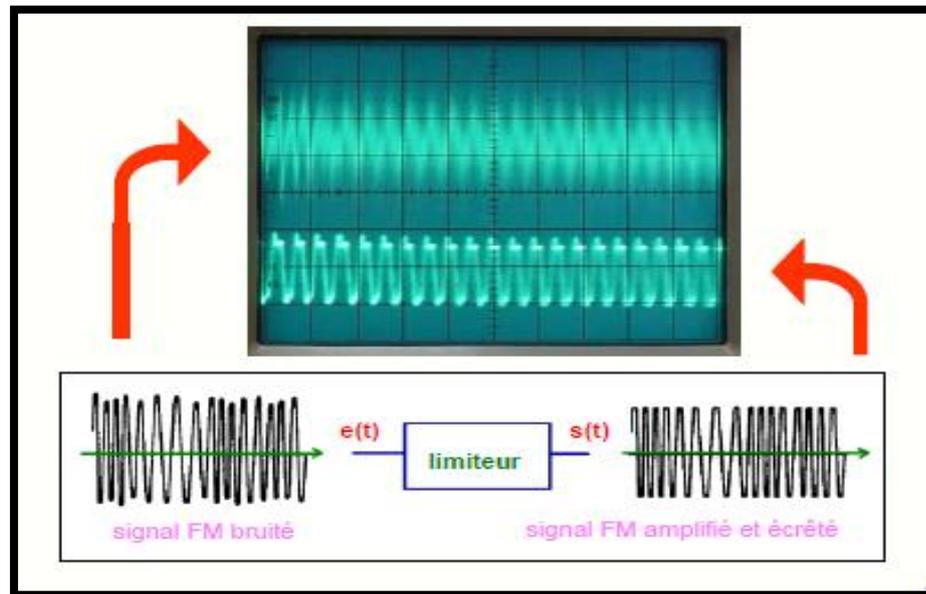


Figure II.36 : le rôle de limiteur idéal [8]

➤ Les avantages apportés par ce limiteur sont nombreux :

- en écrêtant le signal fi on supprime une grande partie des parasites qui se sont introduits lors de la transmission : c'est une des raisons pour lesquelles la qualité est meilleure en FM qu'en AM
- tous les émetteurs, faibles ou puissants, se retrouvent avec un niveau fi identique, donc un volume sonore comparable dans le haut-parleur : le limiteur remplace donc ici le circuit de contrôle automatique de gain des récepteurs AM
- certains démodulateurs FM sont sensibles à l'amplitude du signal et démodulent les variations d'amplitude comme les variations de fréquence : il est donc indispensable dans ce cas de maintenir une amplitude constante à l'entrée du démodulateur.

Lorsque le signal modulé en fréquence est débarrassé des fluctuations parasites de son amplitude, il peut être démodulé par un discriminateur à quadrature ou un démodulateur à boucle à verrouillage de phase. [9]

II.9.2. Les amplificateurs :

Comme les signaux captés sont généralement très petits (microvolts ou millivolts), il est nécessaire d'amplifier le signal. On distingue différents types d'amplificateurs :

- L'amplificateur RF (radiofréquence) : il amplifie le signal d'antenne, ou le signal provenant de l'ampli RF précédent.
- L'amplificateur FI (fréquence intermédiaire) : il amplifie un signal à la fréquence intermédiaire qui sort de l'étage mélangeur.
- L'amplificateur audio : il amplifie le signal audio qui provient de la démodulation du signal capté par l'antenne. [27]

II.9.3. Oscillateur local :

C'est un circuit électrique dont le principe est de produire automatiquement un courant alternatif sinusoïdal avec une fréquence spécifique caractérisée par une continuité dans les performances, puisqu'il contient un circuit résonant.

Son rôle dans le récepteur FM est de fournir le signal sinusoïdal à la deuxième entrée du mélangeur afin de commuter la fréquence du signal à la première entrée « le signal reçu de l'antenne », et de produire un signal à la sortie du mélangeur avec une fréquence appelée la fréquence intermédiaire F_i .

II.9.4. Le mélangeur :

Le mélangeur dans le circuit récepteur FM contient deux entrée principales, la première entrée est pour le signal capté par l'antenne et amplifié par l'amplificateur RF « figure 12 », et la deuxième entrée est pour le signal provenant de l'oscillateur local.

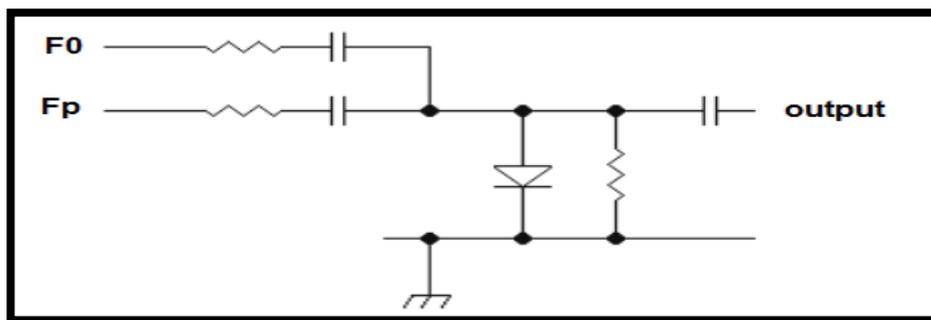
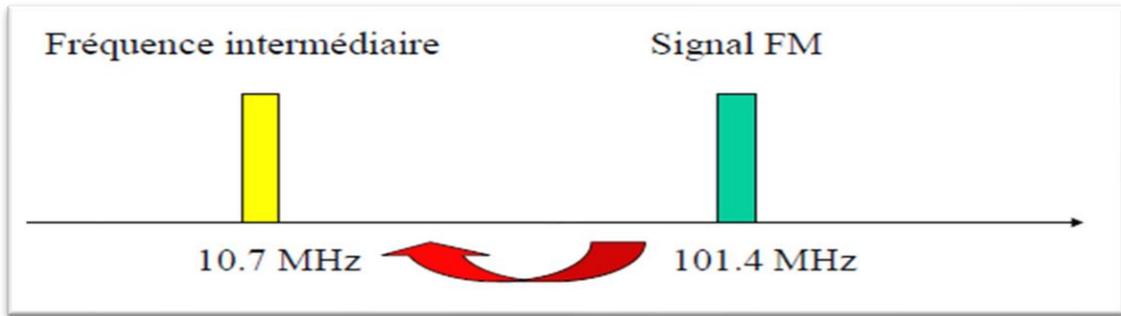


Figure II.37 : Schéma du mélangeur

A la sortie du mélangeur, on retrouve deux types de fréquences, la différence de fréquence des deux entrées $|F_0 - F_p|$ et leur somme $F_0 + F_p$, après quoi vient un filtre qui enlève la fréquence $F_0 + F_p$ et laisse la fréquence $|F_0 - F_p|$, que l'on appelle la fréquence intermédiaire F_i , il existe également un autre type de fréquences produites par le mélangeur, qui est la fréquence d'image produite lorsque le récepteur est réglé sur $F_0 = F_p + F_i$, c'est considéré comme une interférence nous le supprimons.

Il existe deux types de mélangeurs, un mélangeur sommateur et un mélangeur non linéaire appelé multiplieur, la différence entre eux réside souvent dans le nombre d'entrées, la caractéristique linéaire et la valeur de la fréquence de sortie.

II.9.4.1 La fréquence d'image :



➤ F

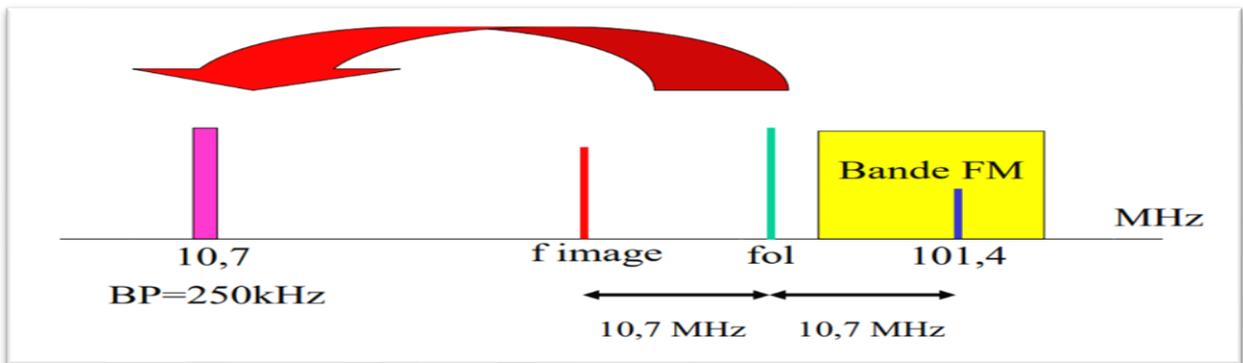


Figure II.39 : principe de fréquence d'image

$$\text{image} = F_{\text{oscillateur local}} - \text{Fréquence intermédiaire}$$

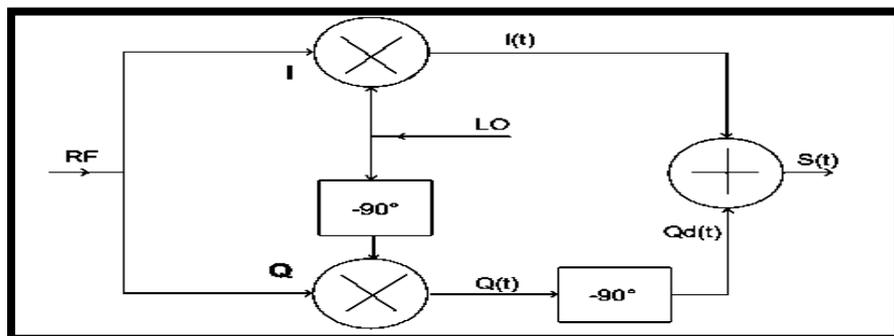


Figure II.40 : Mélangeur à réjection de la fréquence image [28]

II.10. Démodulateur FM :

C'est la partie de transmission FM responsable de la réception et de l'extraction du signal d'origine du signal FM, émise par le modulateur FM, en effectuant le processus inverse, qui est la démodulation.

II.10.1. Le discriminateur à quadrature (ou de phase ou à coïncidence) :

Ce type de démodulateur se compose d'un multiplieur analogique « qui multiplie le signal à démoduler $e(t)$ par le signal $x(t)$ ». Qui contient deux entrées, une entrée de signal FM $e(t)$ et un

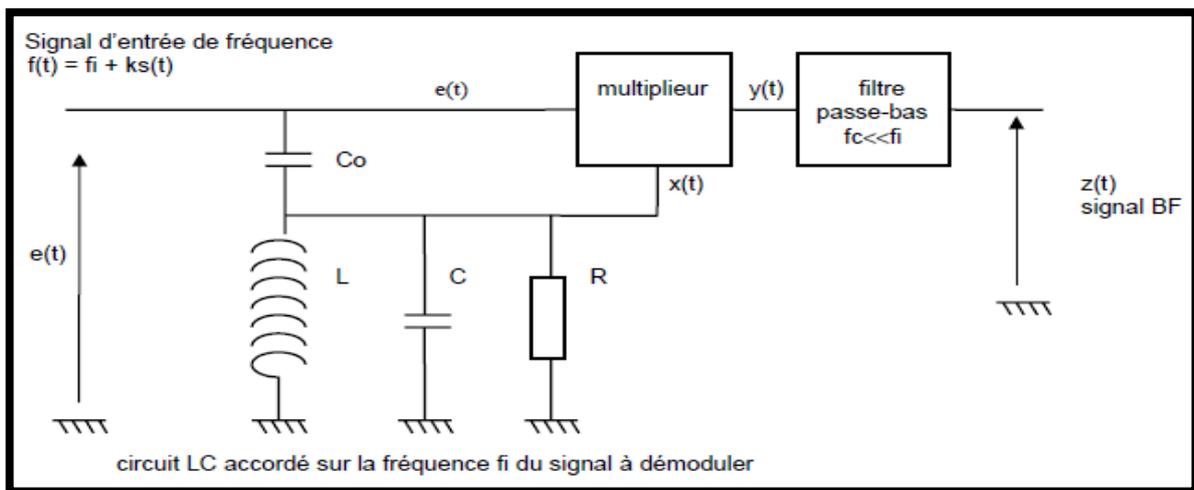


Figure II.41 : Structure du démodulateur à quadrature [9]

signal d'entrée d'un déphaseur de 90° . Le signal sortant du multiplieur est inséré dans un filtre passe-bas qui supprime les hautes fréquences pour produire le signal original.

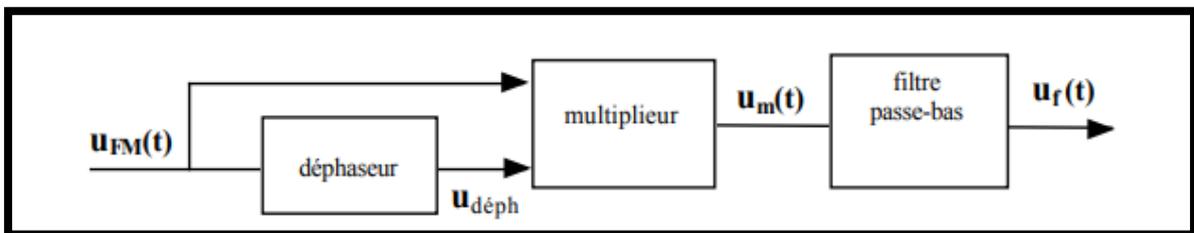


Figure II.42 : Synoptique du discriminateur à quadrature [29]

➤ A noter qu'un déphasage de 90° correspond à un quart période.

$$u_{FM} = A_p [\cos[\omega_p t + k\Psi(t)]] \quad (\text{II.28})$$

$$u_{\text{déphasé}} = A_p [\sin[\omega_p t + k\Psi(t) + d\Psi(t)]] \quad (\text{II.29})$$

$$u_m = K \cdot A_p^2 [\sin[2\omega_p t + 2k\Psi(t) + d\Psi(t)] + \sin[d\Psi(t)]] \quad (\text{II.30})$$

➤ A la sortie du filtre passe-bas, on obtient :

$$u_f = K \cdot A_p^2 \sin[d\Psi(t)] \cong C \cdot A_p^2 d\Psi(t) \quad (\text{II.31})$$

Si le déphaseur a une caractéristique $d\Psi$ (df) linéaire, la tension u_f sera une image de la fréquence instantannée du signal modulé FM, c'est à dire une image du message $m(t)$. Au repos, c'est à dire pour une fréquence égale à celle de la porteuse, le déphaseur introduit un déphasage fixe de $\frac{\pi}{2}$ en retard, d'où le nom de "démodulateur à quadrature". [29]

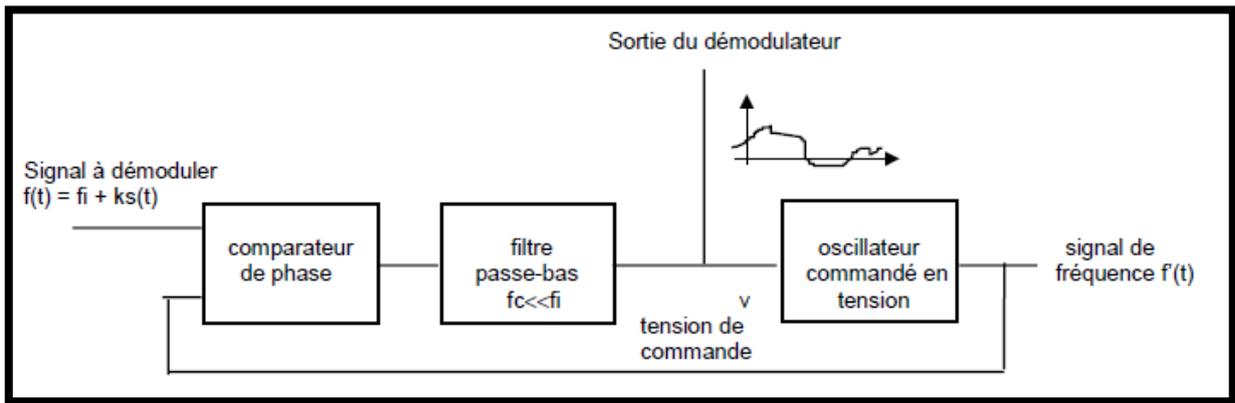


Figure II.43 : Structure du démodulateur à boucle à verrouillage de phase PLL [25]

10.2. Le démodulateur à boucle à verrouillage de phase (PLL) :

Lors de la conception d'un système de boucle à verrouillage de phase destiné à être utilisé comme démodulateur FM, l'une des principales considérations est le filtre de la boucle. Celui-ci doit être choisi de manière à être suffisamment large pour pouvoir suivre les variations anticipées du signal modulé en fréquence. En conséquence, le temps de réponse de la boucle doit être court par rapport à l'échelle de temps la plus courte anticipée des variations du signal à démoduler.

Une autre considération de conception est la linéarité du VCO. Il doit être conçu de manière à ce que la courbe tension-fréquence soit aussi linéaire que possible sur la plage de signaux qui sera rencontrée, c'est-à-dire la fréquence centrale plus et moins la déviation maximale prévue.

En général, la linéarité du VCO de la PLL n'est pas un problème majeur pour les systèmes moyens, mais une certaine attention peut être requise pour s'assurer que la linéarité est suffisamment bonne pour les systèmes HI-FI.

Les démodulateurs FM à boucle à verrouillage de phase sont utilisés dans de nombreux récepteurs radio domestiques et professionnels pour la démodulation des signaux FM. Le démodulateur FM à boucle à verrouillage de phase constitue une option très intéressante dans de nombreux cas, car

il offre des niveaux de distorsion extrêmement faibles et peut être incorporé dans la technologie des circuits intégrés. [30]

II10.2.1 Comparateur/détecteur de phase :

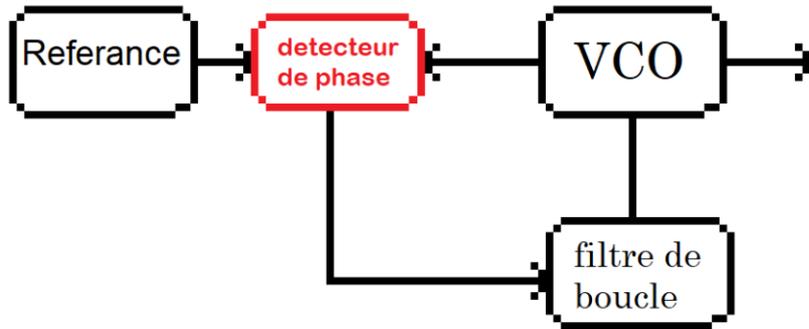


Figure II.44 : détecteur de phase

Il est utilisé dans les endroits où il est nécessaire de découvrir la phase entre deux signaux, l'une de ses utilisations les plus importantes est à l'intérieur de boucle à verrouillage de phase PLL.

Son principe est basé sur la détection de phase et la comparaison entre deux signaux d'entrée, puis produit une tension en fonction de la différence des phases des deux signaux

Il plusieurs types tels que :

- Détecteurs sensibles à la phase uniquement
- Détecteurs de phase/fréquence

Nous allons connaître le premier type en particulier.

II.10.2.1.1 Détecteurs sensibles à la phase uniquement :

Ce type est considéré comme le plus simple car il produit une tension à la sortie basée sur la comparaison de phase entre les deux signaux uniquement.

Sa règle est que lorsque la différence de phase est constante, la sortie est une tension constante, et lorsque la différence de phase est différente entre les deux signaux d'entrée, il en résulte une tension variable à la sortie, dont la fréquence est égale à la différence dans la fréquence des deux entrées.

La fréquence de sortie « la fréquence de référence » peut être en dehors de la plage de fréquence du filtre de boucle et de celle-ci en dehors de la boucle fermée, ce qui fait que la tension d'erreur ne passe pas à travers le filtre et l'oscillateur (VCO), ce qui ne nécessite aucune sortie de cette

plage limitée, imposée par le filtre Pour verrouiller la boucle à verrouillage de phase, cette plage est appelée la plage d'accord.

Pour résoudre ce problème, il existe plusieurs façons, telles que l'exécution de l'oscillateur près de la fréquence de l'oscillateur de référence, et une autre tension de réglage peut être ajoutée pour s'assurer que le VCO est dans le bon champ, Il existe plusieurs formes de détecteurs de phase sensibles à la phase uniquement les plus importantes sont :

➤ **Double balanced mixer phase detector:**

Ce type est un mélangeur double équilibré, mais il fonctionne comme un détecteur de phase, et c'est une forme efficace et simple, qui peut être mis en œuvre à l'aide d'un module d'anneau de diodes standard

Le principe de travail de ce type repose sur le respect de deux conditions de base, d'une part que les diodes soient dans le bon sens pour le passage du courant, et d'autre part qu'il y ait une différence de tension à chaque diode, l'accomplissement des deux précédents conditions conduit à la création d'une tension continue positive dans la sortie IF

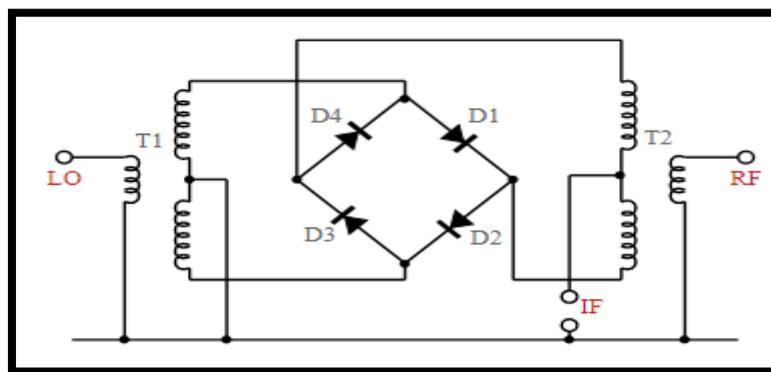


Figure II.45 : Anneau de diodes ou mélangeur double équilibré utilisé comme détecteur de phase [30]

II.10.2.2. Conception d'un oscillateur commandé en tension VCO par PLL :

L'oscillateur VCO est le composant le plus important du démodulateur FM par PLL, car les performances du VCO sont à la base de l'efficacité de la PLL et du démodulateur FM en général. En contrôlant la tension d'entrée du VCO, nous contrôlons la boucle à verrouillage de phase PLL et du synthétiseur de fréquence.

Pour le bon fonctionnement d'un oscillateur commandé en tension VCO, deux conditions de base doivent être remplies :

D'abord, la plage d'accord du VCO, en assurant le fonctionnement de la boucle, et cela se fait en changeant la tension d'entrée du VCO « circuit résonante du VCO », souvent par une diode variable, Deuxièmement, le gain d'accord du VCO, reposant sur le principe d'une tension d'entrée du VCO supérieure à la tension d'alimentation du circuit PLL afin de créer une plus large gamme de fréquences.

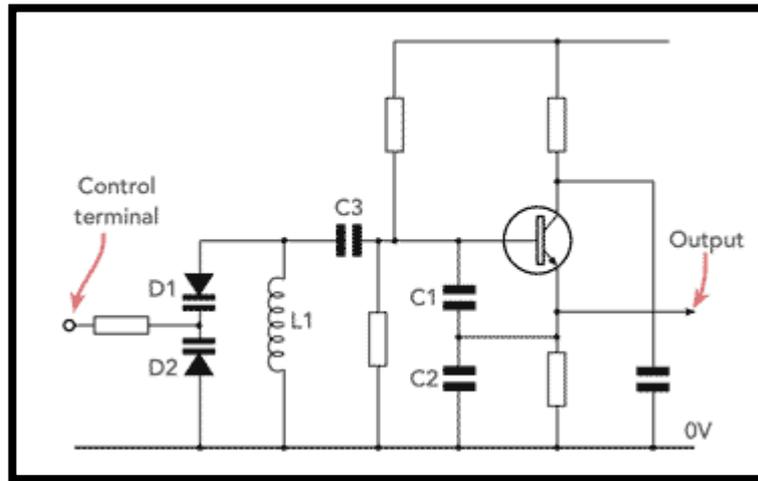


Figure II.46 : circuit d'oscillateur commandé en tension VCO par PLL [30]

➤ **Description :**

On remarquera que la ligne de commande du détecteur de phase est isolée des diodes VARACTOR à l'aide d'une résistance. Les selfs RF ne fonctionnent pas bien car elles deviennent une partie du circuit résonnant et ont tendance à introduire la possibilité de résonances parasites et de courbes V/f non monotones. Les valeurs de résistance autour de 10kΩ fonctionnent souvent bien. Si elles sont inférieures à cette valeur, l'isolation RF est insuffisante, ce qui peut diminuer le Q du circuit accordé ; si elles sont supérieures à cette valeur, l'impédance de source peut être trop élevée. Un peu d'expérimentation peut être nécessaire pour trouver la valeur optimale.

Le condensateur série C3 est utilisé pour bloquer le courant continu de l'inducteur, sinon il fournirait un court-circuit direct à la masse et perturberait les dispositions de polarisation du circuit. Sa valeur est normalement grande par rapport à C1 et C2 et peut être ignorée du point de vue de la résonance. [30]

II.10.2.3. Filtre à boucle à verrouillage de phase PLL :

Un filtre en boucle à verrouillage de phase PLL est un type de filtre passe-bas qui a plusieurs fonctions telles que la suppression des composants indésirables des fréquences résultant

de la détection de phase ou de la comparaison de phase afin de ne pas affecter les performances de l'oscillateur VCO.

II.11. Le bruit en modulation de fréquence :

Pour les utilisateurs du système de transmission, le plus important est la qualité des messages reçus. Celui-ci doit être aussi similaire que possible au message envoyé. Cependant, les informations se détérioreront inévitablement au cours du processus de transmission, et la raison inévitable est que tous les appareils électroniques rencontreront du bruit. Cela se superposera au signal reçu et détruira l'intelligibilité du message. Chaque modulateur a un comportement différent en termes de bruit. L'effet du bruit sur la qualité de la transmission doit être vérifié, en fonction des différentes techniques de modulation, afin de dresser une esquisse comparative.

Les systèmes FM sont beaucoup mieux à rejeter le bruit que les systèmes AM. Le bruit est généralement réparti uniformément sur tout le spectre (ce qu'on appelle le bruit blanc, ce qui signifie un large spectre). L'amplitude du bruit varie aléatoirement à ces fréquences. Le changement d'amplitude peut en fait moduler le signal et être capté dans le système AM. En conséquence, les systèmes AM sont très sensibles au bruit aléatoire. Un exemple pourrait être le bruit du système d'allumage dans une voiture. Des filtres spéciaux doivent être installés pour empêcher les interférences de votre autoradio. Les systèmes FM sont intrinsèquement immunisés contre les bruits aléatoires. Pour que le bruit interfère, il faudrait qu'il module la fréquence d'une manière ou d'une autre. Mais le bruit est distribué uniformément en fréquence et varie principalement en amplitude. En conséquence, il n'y a pratiquement aucune interférence captée dans le récepteur FM. La FM est parfois appelée « sans statique », en référence à son immunité supérieure aux bruits aléatoires.

Si le signal à démoduler n'est pas trop bruité, le rapport signal sur bruit après démodulation est amélioré par un facteur qui dépend de l'indice de modulation :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{BF} = 3.m^2.(S/B)_p \quad \text{si } (S/B)_p > 10\text{Db} \quad (\text{II.32})$$

- En FM, la qualité peut toujours être améliorée en augmentant l'indice de modulation
- Le prix payé est évidemment l'augmentation de la congestion du spectre des émetteurs

C'est pourquoi la diffusion commerciale se fait avec une déviation de fréquence Assez grand car il fait 75kHz.

II.12. Conclusion :

Dans ce mémoire, nous avons étudié théoriquement les circuits de base qui constituent ensemble un émetteur et récepteur FM, qui sera plus tard représenté par les logiciels Proteus et LTspice, pour une bonne compréhension de son principe de fonctionnement dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 3

Simulation et réalisation du kit didactique

CHAPITRE 3

Simulation et réalisation du kit didactique

III.1. Introduction :

Dans ce chapitre, on va aborder la simulation et la réalisation pour divers circuits d'oscillateurs et de filtres ainsi qu'un modulateur/démodulateur FM.

III.2. Partie Logiciel :

III.2.1. Logiciel de simulation LTspice XVII :

LTspice est un logiciel de simulation électrique de la société Linear Technologie, qui a été développé essentiellement pour faire la promotion des circuits intégrés conçus par ce fabricant, en permettant de simuler le fonctionnement d'une grande partie des circuits analogiques présents dans leur catalogue (régulateurs à découpage, amplificateurs opérationnels, filtres à capacités commutées, etc.). Le logiciel n'est pas commercialisé mais plutôt mis à la disposition des visiteurs de leur site web. Toutefois, et contrairement à l'immense majorité des logiciels de simulations gratuits en libre accès, celui-ci ne possède aucune limitation volontaire quant au nombre maximum de nœuds du circuit à simuler.

LTspice est basé sur le moteur de simulation SPICE, dont les débuts remontent aux années 1970, et qui était alors développé à l'Electronics Research Laboratory de l'université de Californie, Berkeley. Certaines améliorations du code ont été tout spécialement intégrées à LTspice pour lui permettre d'accélérer notablement les temps de simulation pour le cas très spécifique des circuits analogiques à découpage (ex. convertisseurs DC-DC, filtres capacités commutées). [31]

III.2.2. Logiciel de simulation PROUTEUSE :

La CAO électronique Proteus est une suite logicielle, éditée par la société Lab center Electronics et revendue en France exclusivement par Multipower. Proteus est actuellement (2020) la seule CAO électronique qui permet la conception d'un système électronique complet et de le simuler, y compris avec le code des microcontrôleurs. Pour ce faire, elle inclut un éditeur de schéma (ISIS), un outil de placement-routage (ARES), un simulateur analogique-numérique, un environnement de développement intégré pour microcontrôleurs, un module de programmation

par algorithmes ainsi qu'un éditeur d'interface pour smartphone afin de piloter à distance des cartes Arduino ou Raspberry.

Proteus est composé de différents packages qui sont: Proteus PCB pour le circuit imprimé, Proteus VSM pour la simulation, Proteus Visual Designer/IoT Builder pour Arduino/Raspberry pour développer des projets comparables à ceux conçus avec des outils tels que Scratch et App inventor.

III.3. Les oscillateurs :

III.3.1. Critère de stabilité de Barkhausen :

La condition pour avoir une oscillation stable est donc : $A \cdot B = 1$

Cette condition est appelée le critère de stabilité de Barkhausen, en hommage à Heinrich Barkhausen qui l'a énoncé en 1920. A et B sont des nombres complexes, on peut donc décomposer l'équation en module et phase, et l'on obtient alors les deux conditions de Barkhausen

Module de $(A \cdot B) = 1$ et $\varphi_A + \varphi_B = 0 = \pm 2\pi = \pm 360^\circ$ (III.1)

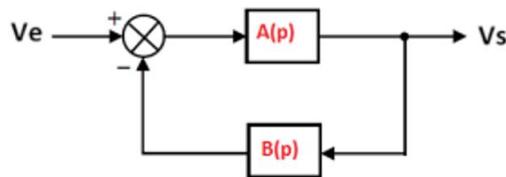


Figure III.1 : schéma block du critère de Barkhausen

➤ Interprétation :

Le système bouclé doit donc être conçu de telle sorte que, pour une seule fréquence F_0 , la tension à la sortie du réseau de réaction soit exactement égale en phase et en amplitude avec la tension d'entrée de l'amplificateur. Pour cela, le système doit posséder un filtre sélectif. Ainsi, la partie imaginaire du produit $A \cdot B = V_s/V_e$ (boucle ouverte) doit être nulle. Ceci permet de fixer parfaitement la fréquence des oscillations F_0 .

La condition $A(F_0) \cdot B(F_0) = 1$ (c'est à dire $V_s = V_e$: la boucle est fermée) impose une condition d'amplification à la fréquence F_0 calculée précédemment

➤ Remarque :

Il est à noter que parfois il est difficile de séparer l'oscillateur en deux fonctions aussi schématiques (amplificateur / filtre) et on est obligé alors d'utiliser la forme générale : $A \cdot B = 1$ (il faut voir plus loin la condition sur l'impédance d'entrée de l'amplificateur). - Ces conditions n'imposent rien quant à l'amplitude du signal de sortie.

III.3.2. Simulation de l'oscillateur de colpitts :

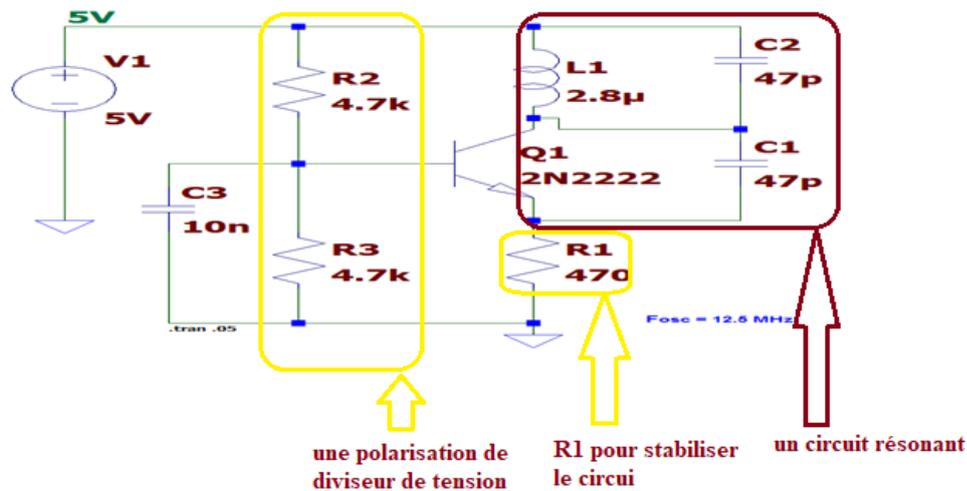


Figure III.2 : Montage oscillateur de COLPITTS

A l'aide de logiciel LTspice XVII nous avons conçu et simulé notre schéma :

➤ Analyse de circuit :

L'oscillateur Colpitts est conçu pour générer des oscillations sinusoïdales haute fréquence ($F_{osc}=12.5\text{MHz}$) on peut faire une petite analyse concernant le circuit tel que

R2 et R3 sont deux résistances qui forment une polarisation de diviseur de tension au transistor Q1, R1 est une résistance qui est connectée dans le circuit pour stabiliser le circuit contre les variations de température

C3 est Un condensateur est connecté en parallèle avec R3 , agit comme un condensateur de dérivation et fournit un chemin faiblement réactif au signal AC amplifié

Le réseau de rétroaction (un circuit résonant) se compose de deux condensateurs C1 et C2 (en série) qui sont placés aux bornes d'une inductance commune L.

Le réseau de rétroaction (C1 , C2 et L) détermine la fréquence d'oscillation de l'oscillateur

La tension développée aux bornes du condensateur C1 fournit une rétroaction régénérative qui est essentielle pour des oscillations soutenues

nous pouvons ajouter un condensateur de couplage C qui bloque le courant continu et fournit un chemin alternatif du collecteur au circuit réservoir

Les deux condensateurs en série C1 et C2 forment le diviseur de potentiel mené pour fournir la tension de retour.

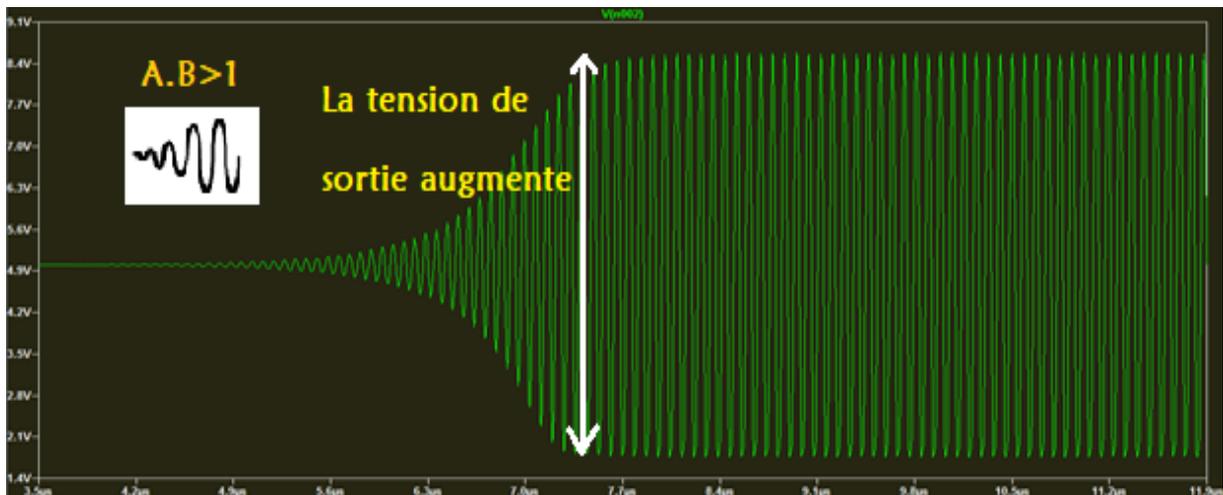


Figure III.3 : Signal de sortie de l'oscillateur de colpitts

Le schéma ci-dessus représente le signal de sortie de l'oscillateur COLPITTS « Figure III.3», on note que la tension de sortie augmente car le produit $A.B > 1$ alors, le gain de l'oscillateur est supérieur à 1 « critère de BARKHAUSEN», en raison de l'application d'une petite tension de démarrage est appliquée à l'entrée ce qui provoque une augmentation de la tension de sortie jusqu'à un certain niveau, nous remarquons une stabilité de fréquence automatiquement due au réglage du gain à 1, ce qui conduit à la stabilité de la valeur de la tension de sortie.

| V(v) | F(MHz) |
|------|--------|
| 0 | 0 |
| 0,9 | 15,78 |
| 1 | 15,97 |
| 1,3 | 15,92 |
| 1,5 | 15,92 |
| 2 | 15,85 |
| 3 | 15,28 |
| 4 | 14,87 |
| 5 | 14,83 |
| 6 | 13,92 |
| 7 | 10,29 |
| 10 | 9,41 |
| 12 | 9,28 |
| 15 | 8,71 |

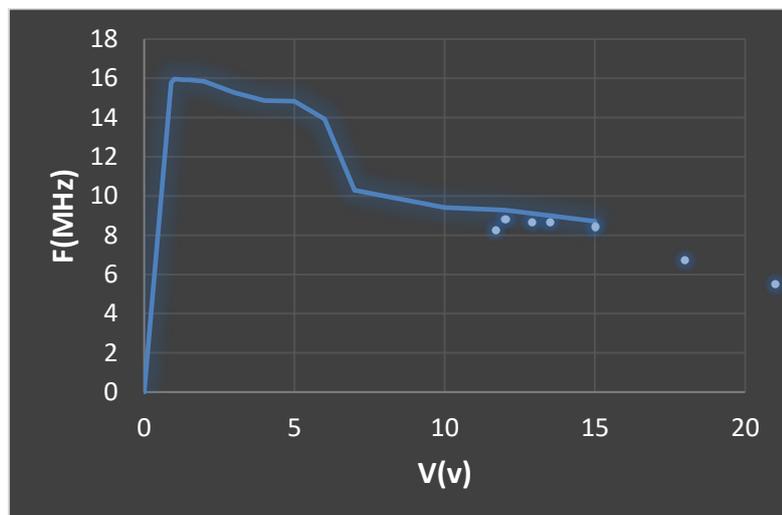


Figure III.4 : la variation de fréquence par rapport la tension d'un oscillateur de colpitts

Le tableau et le diagramme correspondants représentent le changement de fréquence par rapport à la tension d'entrée, En simulation, les conditions initiales lancent l'oscillation. La fréquence obtenue est de 12,5 MHz théoriquement, lorsque la tension d'entrée est supérieure à 5 V « Figure III.4 », à cet espace le déphasage = 0 (traversée de -360°), et donc A.B supérieur à 1 « critère de BARKHAUSEN », et alors les conditions d'oscillations sont réalisées.

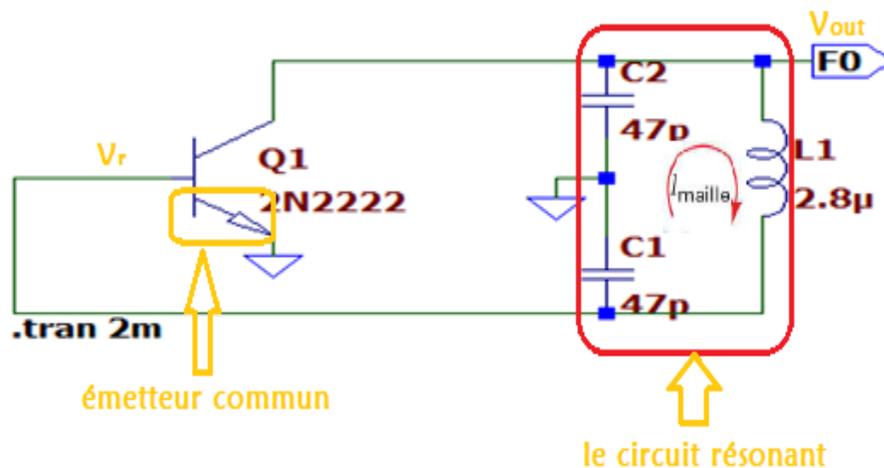


Figure III.5 : Circuit équivalent d'un oscillateur de colpitts

III.3.2. 1. Les Avantages de l'oscillateur de COLPITTS :

Les avantages de l'oscillateur COLPITTS sont les suivants :

- L'oscillateur COLPITTS peut générer des signaux sinusoïdaux de très hautes fréquences.
- Il peut supporter des températures élevées et basses.
- La stabilité de fréquence est élevée.
- La fréquence peut être modifiée en utilisant les deux condensateurs variables.
- Moins nombre de composants est suffisant.
- L'amplitude de la sortie reste constante sur une plage de fréquences fixe.

L'oscillateur COLPITTS est conçu pour éliminer les inconvénients de Hartley oscillateur et est connu pour ne présenter aucun inconvénient particulier. Il existe donc de nombreuses applications d'un oscillateur COLPITTS.

III.3.2.2. Les Applications de l'oscillateur de COLPITTS :

Les applications de l'oscillateur Colpitts sont les suivantes -

- L'oscillateur Colpitts peut être utilisé comme générateur d'ondes sinusoïdales haute fréquence.
- Il peut être utilisé comme capteur de température avec certains circuits associés.
- Principalement utilisé comme oscillateur local dans les récepteurs radio.
- Il est également utilisé comme RF Oscillateur.
- Il est également utilisé dans les applications mobiles.
- Il a de nombreuses autres applications commerciales.

III.3.3. Simulation de l'oscillateur de VCO CLLAP à base de VARICAP :

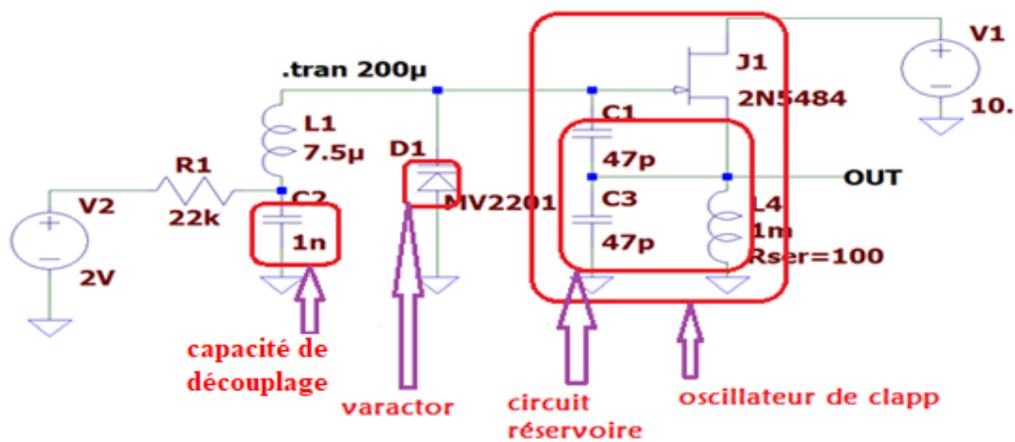


Figure III.6 : Montage d'un oscillateur de CLLAP à base de VARICAP

Le montage présente un oscillateur de CLAPP à base d'un VARICAP on trouve les condensateurs C1, C3 et le condensateur supplémentaire placé en série avec l'inducteur, forme un diviseur de tension qui détermine la quantité de rétroaction tension appliquée à l'entrée du transistor.

Une grande inductance L4 fournit un chemin CC pour le courant collecteur tout en présentant une impédance élevée à la fréquence de résonance. Cela donne l'amplificateur un gain élevé uniquement à la fréquence de résonance

La diode VARICAP est installée pour fournir une limite de fréquence élevée et une efficacité énergétique élevée :

$$\omega_0 2 \left(L - \frac{1}{\omega_0^2 C_3} \right) = \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{nC} \right) \text{ soit: } \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{nC} + \frac{1}{C_3} \right)} \quad \text{(III.2)}$$

Comme la fréquence d'oscillation est donnée par la formule bien connue suivante :

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C(V)}} \quad \text{(III.3)}$$

Où L est l'inductance et $C(V)$ est la capacité équivalente pour un point de polarisation donné. Cependant, un simple test indique que le processus de modélisation est plus impliqué qu'il n'y paraît au départ. De l'accord mesuré la capacité équivalente peut être extraite en utilisant

$$C(V) = \frac{1}{4\pi^2 f_{osc}^2 L} \quad (III.4)$$

Après avoir déterminé les valeurs $C(V)$, un extrait par morceaux le modèle linéaire de la capacité dépendant de la tension est reconstruit et renvoyé à LTSPICE pour la simulation. Les résultats de cette comparaison, indiquent des écarts jusqu'à 7%.

Ces écarts peuvent être attribués à la capacité de VARICAP effective. La capacité VARICAP est modulée dans le temps en fonction de l'oscillation du signal de la sortie de l'oscillateur, ce qui modifie à son tour la capacité effective du réservoir. Nous avons utilisé une méthode similaire à celle rapportée dans pour calculer la capacité effective. Dans nos calculs, nous négligeons les composantes de courant aux harmoniques de f_{osc} car ils ne jouent qu'un petit rôle dans la détermination de la fréquence d'oscillation. L'équation (III.5) est la version révisée de (III.3), utilisé pour obtenir la caractéristique d'accord du VCO :

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot (C_{av}(V) + C_{par}(V))}} \quad (III.5)$$

Dans cette équation, C_{par} est la capacité parasite équivalente associé à l'entrée de la mémoire tampon suivante, des interconnexions et capacités de l'appareil, ce dernier étant quelque peu dépendant de la tension. C_{av} est la capacité moyenne de $C1$ et $C3$ en série

➤ **Remarque :**

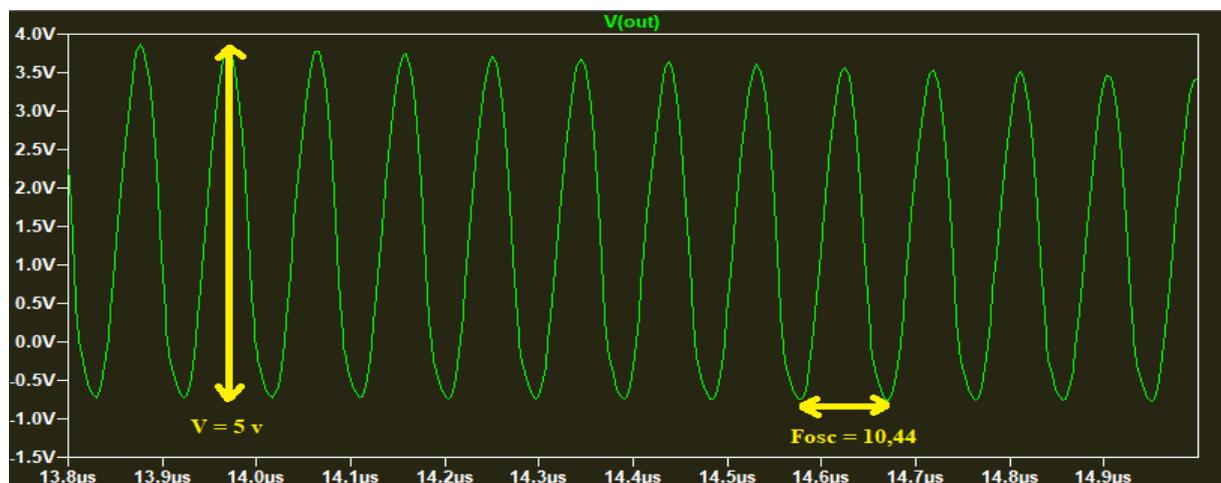


Figure III.7 : Signal de sortie de l'oscillateur de CLLAP

L'oscillateur CLAPP est l'un des nombreux types de circuits LC construits à partir d'un transistor et d'une rétroaction positive en utilisant la combinaison d'une inductance avec un condensateur pour déterminer la fréquence. Bien qu'ils semblent similaires dans leurs configurations, la différence principale entre l'oscillateur COLPITTS et CLAPP est que la rétroaction pour le dispositif COLPITTS est prise à partir d'un diviseur de tension composé de deux condensateurs en série à travers l'inducteur. Dans l'oscillateur CLAPP, les condensateurs C1, C2 et le condensateur supplémentaire placé en série avec l'inducteur, forme un diviseur de tension qui détermine la quantité de rétroaction tension appliquée à l'entrée du transistor.

✓ La fréquence d'oscillation $F_0 = 10.44 \text{ MHz}$.

III.4. La simulation des filtres :

III.4.1. Simulation de Filtre passe bas 2 ème ordre :

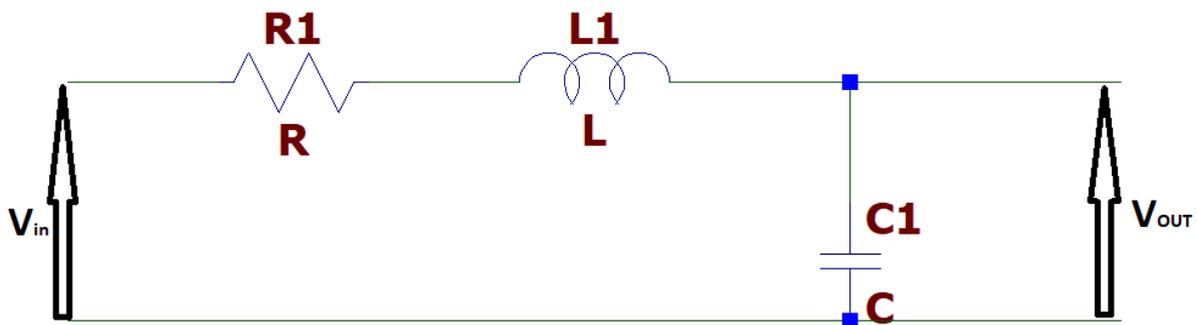


Figure III.8: Filtre passe bas 2 -ème ordre

Un filtre passe-bas est un filtre qui laisse passer les basses fréquences et qui atténue les hautes fréquences

III.4.2. Simulation de Filtre passe bande :

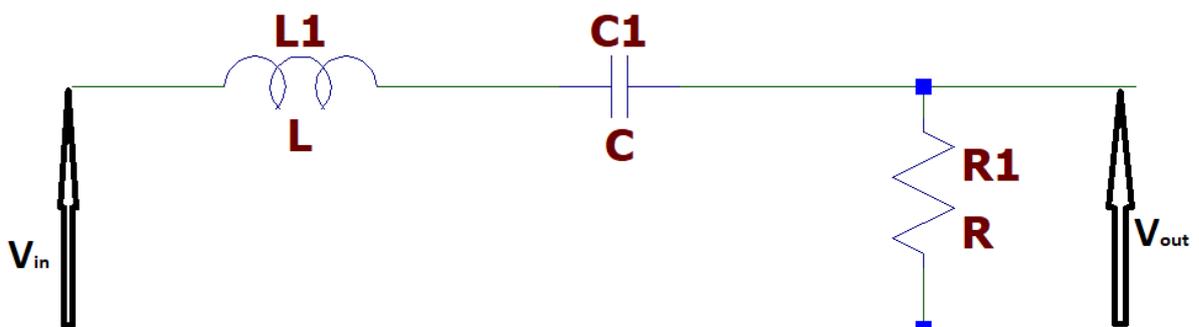


Figure III.9 : Filtre passe bande

Le filtre passe bande est un filtre qui laisse passer qu'une certain bande de fréquences (et atténue tout ce qui est au-dessus ou en-dessous).

III.5. Simulation générale d'un kit didactique :

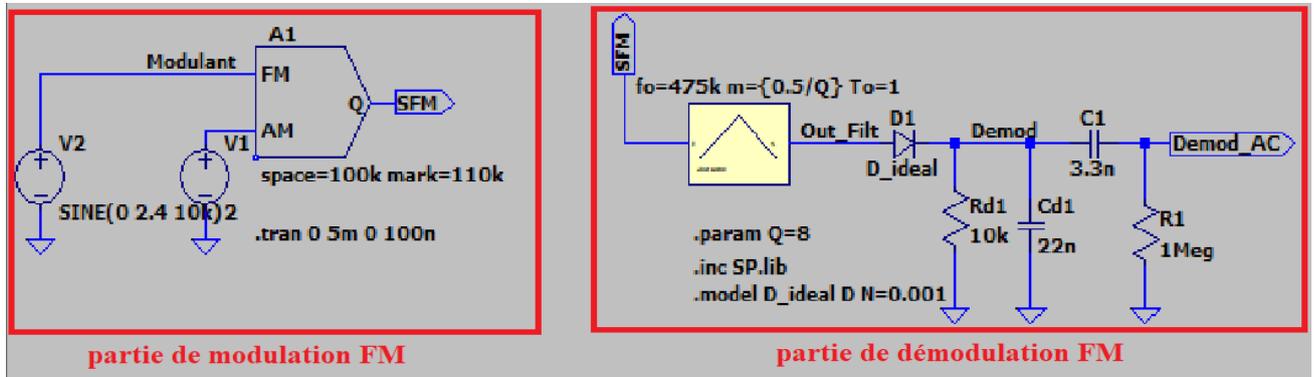


Figure III.10 : schéma générale d'un kit didactique

Le schéma au-dessus représente un modulateur ainsi un démodulateur simplifié par les blocks sous le logiciel LTspice a raison de pour pouvoir visualiser le signal modulé (signal FM) et signal modulant (signal humain)

- Le signal extrait par le démodulateur FM :

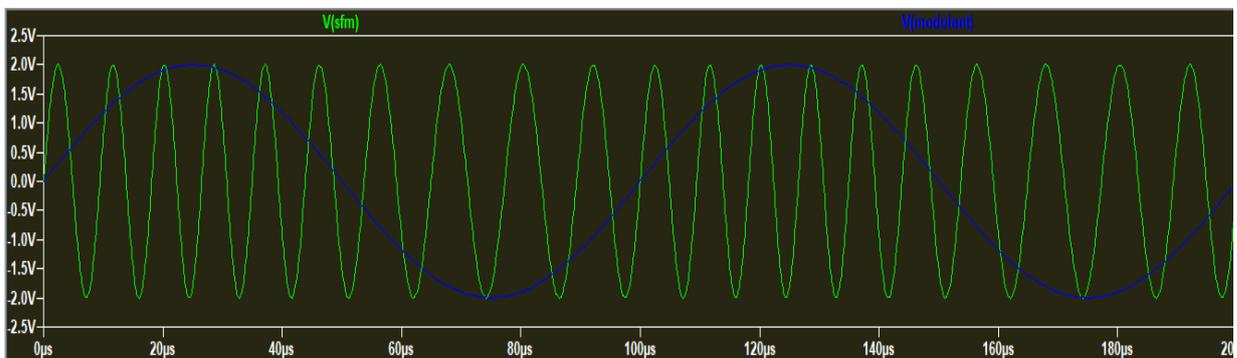


Figure III.11 : signal extrait par le démodulateur FM

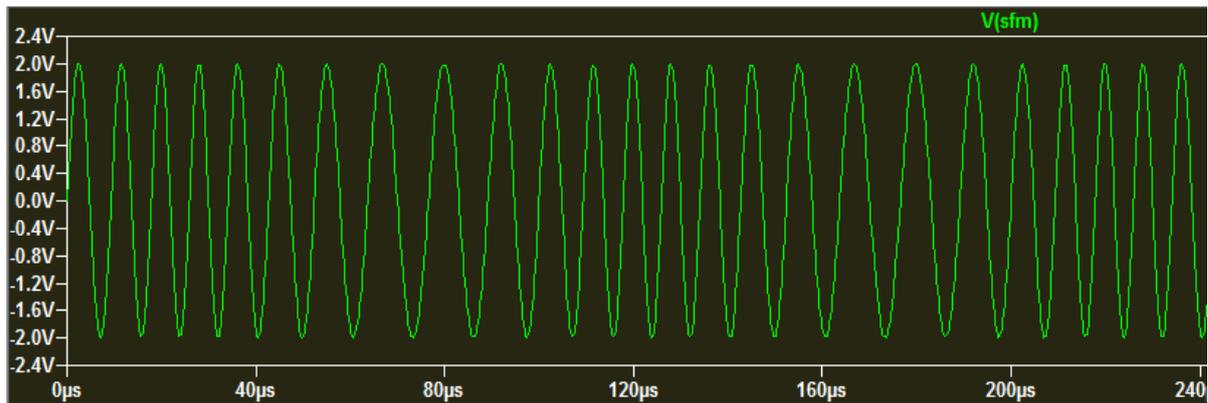


Figure III.12 : signal modulée FM

Une onde sinusoïdale porteuse à variation continue module le signal d'information la fréquence de l'onde porteuse est modifiée en fonction de l'amplitude instantanée du signal de modulation, en maintenant la phase et l'amplitude constantes .

III.6. Simulation du modulateur FM par oscillateur de COLPITTS à base de VARICAP :

III.6.1. Principe de modulateur FM :

Ci-dessus est le schéma électrique du modulateur FM, comme vous pouvez le constater, il peut être divisé en deux parties, section oscillateur à base de transistor BC547, et section contenant une diode spéciale MV2105 nommée VARACTOR, condensateur et inductance en parallèle. La résistance R1 associée à l'émetteur du BC547 assure une bonne stabilité thermique, on peut considérer les condensateurs C3 et C4 et C6 des condensateurs de découplage pour chutes de tension (Figure III.13).

La diode MV2105 est le composant le plus important du circuit car elle a un effet variable capacitif lorsqu'elle est polarisée en inverse, la relation entre C_d et V_d .

$$C_d(V_d) = \frac{C_0}{(1+2|V_d|)^{\frac{1}{2}}} \quad (\text{III.6})$$

V_d : tension de polarisation inverse.

C_d : capacité variable de VARACTOR.

On définit la valeur de C_0 pour $V_d = 0$

La valeur de la tension inverse appliquée à VARACTOR D1 est :

$$V_d = V_{dc} + V_m \quad V_m : \text{tension du signal modulant} \quad V_{dc} : \text{tension d'offset}$$

De plus, la capacité totale :

$$C_t = \frac{c_1 \cdot c_3}{c_1 + c_2} + c_7 + c_{d1} \quad (\text{III.7})$$

Avec la sélection appropriée de L_1 et C_{d1} , nous pouvons contrôler la fréquence de l'oscillateur par la relation suivante :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 C_T)}} \quad (\text{III.8})$$

Lorsque la tension inverse V_d sur la borne D1 augmente, la capacité de MV2105 diminue et donc la fréquence porteuse augmente. Et lorsque la tension inverse diminue, la capacité de MV2105 augmente, et donc la fréquence de l'onde porteuse diminue, donc à partir de l'équation « III.6 », nous pouvons contrôler la porteuse de l'oscillateur par le signal modulant BF issu de GBF

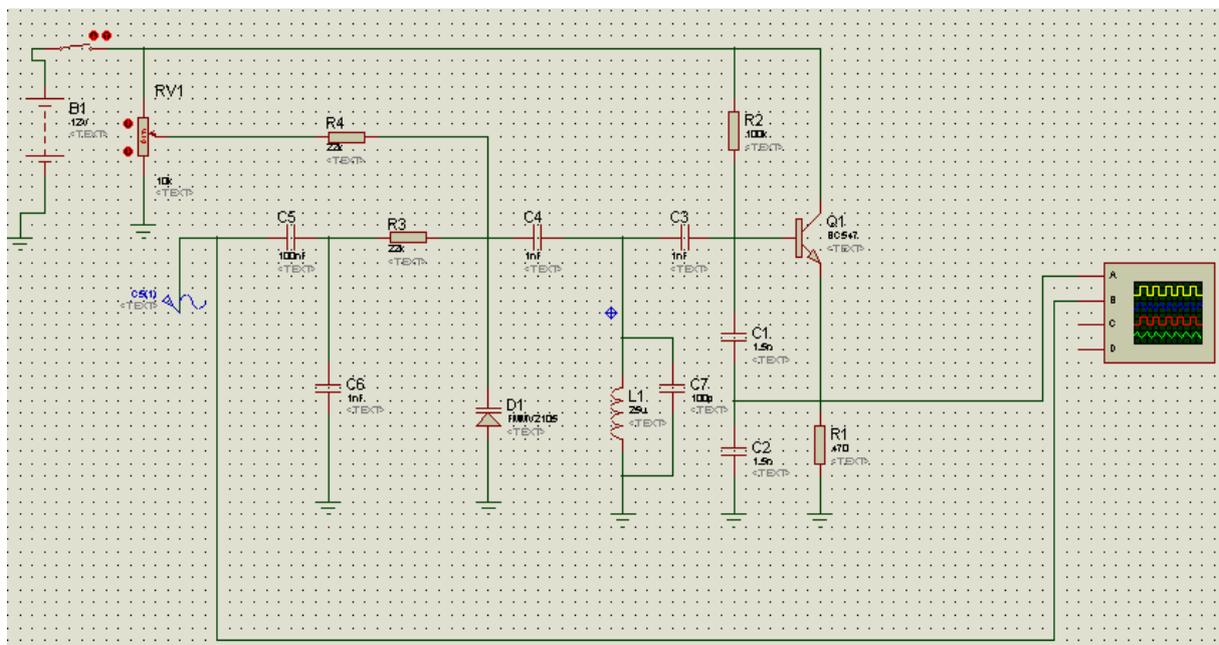


Figure III.13 : simulation d'un modulateur FM à base d'une VARICAP superposé a la tension d'offset V_{dc} fournie par le potentiomètre.

Nous pouvons contrôler la porteuse de l'oscillateur par le signal modulant BF issu de GBF superposé a la tension d'offset V_{dc} fournie par le potentiomètre

La figure ci-dessous (Figure III.15) montre de signal de la porteuse :

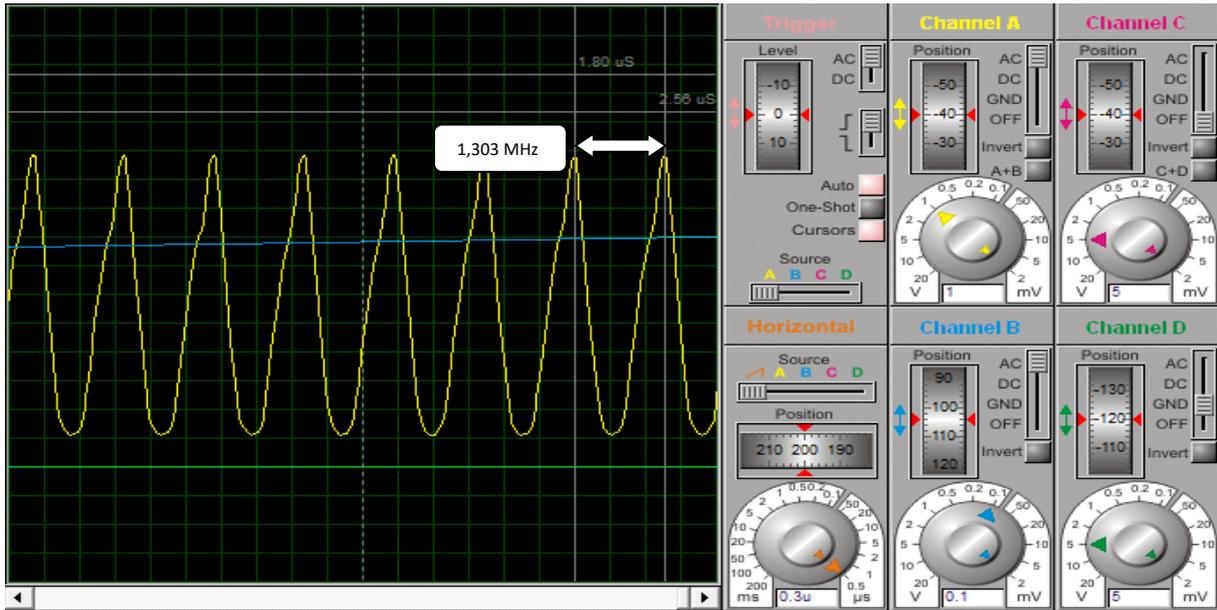


Figure III.14 : Résultat d'un modulateur FM à base d'une VARICAP

III.6.2. Equations mathématiques pour ce modulateur FM :

La fréquence de l'oscillateur est donc :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} = 1,303 \text{ Mhz}$$

On a, la capacité équivalente de l'oscillateur est :

$$c_0 = \frac{25}{L_0 f_0^2} = \left(\frac{1}{2\pi f}\right)^2 \cdot \frac{1}{L_0} = 588 \text{ pF}$$

Si : $c_0 = 0,58 \text{ nF} \Rightarrow L_0 = 25 \mu\text{H}$

Nous calculons f_{0min} et f_{0max} , on suppose que la déviation de de fréquence $\Delta f = 75 \text{ KHz}$:

$$\begin{cases} f_{0min} = f_0 - \Delta f = 1,303 \text{ Mhz} - 75 \text{ KHz} = 1,228 \text{ MHz} \\ f_{0max} = f_0 + \Delta f = 1,303 \text{ Mhz} + 75 \text{ KHz} = 1,378 \text{ Mhz} \end{cases}$$

l'équation de c_0 en termes de L_0 et f_0 est :

$$c_0 = \frac{25}{L_0 f_0^2} = \left(\frac{1}{2\pi f}\right)^2 \cdot \frac{1}{L_0}$$

On a:

$$\begin{cases} c_{min} = \frac{25}{L_0 f_{0max}^2} = \frac{25}{25 \cdot 10^{-6} \cdot (1,378 \cdot 10^6)^2} = 530 \text{ pF} \\ c_{max} = \frac{25}{L_0 f_{0min}^2} = \frac{25}{25 \cdot 10^{-6} \cdot (1,228 \cdot 10^6)^2} = 670 \text{ pF} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \Delta c = c_{max} - c_0 = 90 \text{ pF} \\ \Delta c = c_0 - c_{min} = 50 \text{ pF} \end{cases}$$

$$2\Delta C = c_{max} - C_{min} = 0,14 \text{ nF}$$

$$\Delta c = 0,07 \text{ nF} = 70 \text{ pF}$$

Remarque :

Une capacité trop faible pas pratique

Si : $c_0 = 490pF \Rightarrow L_0 = 500\mu H$

- La fréquence s'augmente lorsque la valeur de capacité équivalente proportionnellement augmente parce que C0 elle augmente à cause d'augmentation de capacité de VARICAP MV2105.

| C0 (nF) | F0 (KHz) |
|---------|----------|
| 0,49 | 319 |
| 0,55 | 454 |
| 0,58 | 1303 |
| 0,59 | 925,9 |

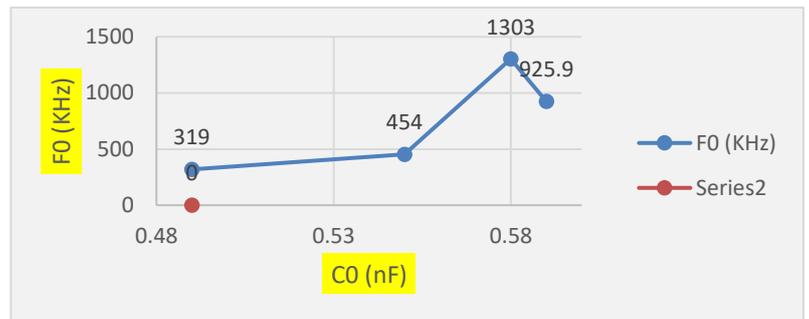


Figure III.15 : courbe de changement de fréquence en fonction de de capacité C0

La courbe ce dessous montre la relation inverse entre la valeur de L et fréquence f due à la relation inverse entre C et L .

| L1 (μH) | F0 (KHz) |
|---------|----------|
| 500 | 319 |
| 220 | 454 |
| 50 | 925,9 |
| 25 | 1303 |

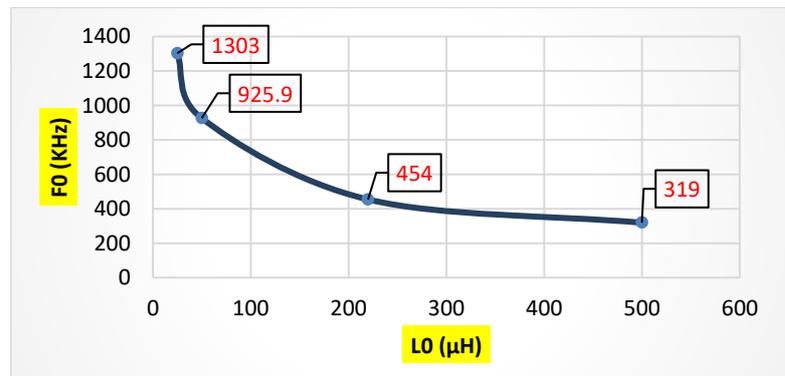


Figure III.16: courbe de changement de fréquence en fonction de d'inductance L0

- A chaque fois la tension d'entrée atteint le maximum aux bornes de capacité et l'intensité de champ magnétique dans l'inductance est au maximum ce qui provoque la décharge de la capacité dans l'inductance, c'est ce qui explique la relation inverse entre C et L dans le tableau ci-dessous.

| C0 (nF) | L1 (μH) |
|---------|---------|
| 0,49 | 500 |
| 0,55 | 220 |
| 0,58 | 25 |
| 0,59 | 50 |

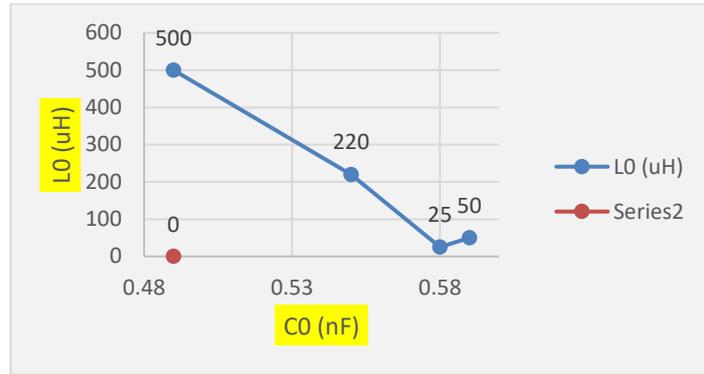


Figure III.17 : courbe de changement d'inductance en fonction de de capacité

Afin de connaître l'intervalle de changement de V_d , nous devons tracer une courbe de changement de C_d en fonction de V_d pour la VARICAP MV2105 :

| Capacitance | V_d |
|-------------|-------|
| 40 Pf | 0.1 V |
| 35 Pf | 0.2 V |
| 33 Pf | 0.3 V |
| 30 Pf | 0.4 V |
| 25 Pf | 0.9 V |
| 15 Pf | 4 V |
| 14 Pf | 5 V |

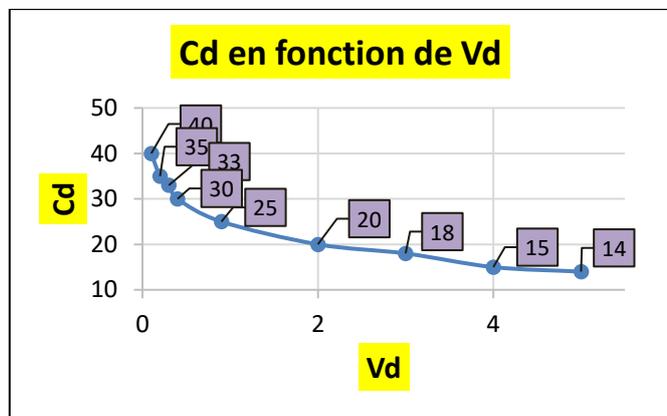


Figure III.18 : changement de C_d en fonction de V_d pour la VARICAP MV2105

Les équations de f_{min} et f_{max} en fonction de Δc :

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0(c_0+\Delta c)}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0c_0(4+\frac{\Delta c}{c_0})}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0c_0}} \cdot \left(1 - \frac{\Delta c}{2c_0}\right) \quad \text{(III.9)}$$

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0(c_0-\Delta c)}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0c_0(4-\frac{\Delta c}{c_0})}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0c_0}} \cdot \left(1 + \frac{\Delta c}{2c_0}\right) \quad \text{(III.10)}$$

La déviation de fréquence en fonction de Δc et c_0 :

$$\Delta f = \left(\frac{\Delta c}{2c_0}\right) \cdot f_0 = 75\text{kHz} \quad \text{(III.11)}$$

On a :

$$\Delta c = 2c_0 \cdot \frac{\Delta f}{f_0} \quad \text{(III.12)}$$

$$C_0 = C_f + C_{v_0} \pm \Delta c, c_f = c_{fix} \quad \text{(III.13)}$$

✓ La variation de fréquence en fonction de différentes valeurs de la tension de modulateur FM « La figure III.12 », avec déviation de fréquence 75 KHz.

| F(MHz) | V(v) |
|--------|-------|
| 0 | 0 |
| 1,282 | 0,375 |
| 1,298 | 0,4 |
| 1,298 | 0,6 |
| 1,298 | 1 |
| 1,298 | 1,3 |
| 1,307 | 1,5 |
| 1,33 | 1,6 |
| 1,315 | 2 |
| 1,293 | 2,1 |
| 1,265 | 2,31 |
| 1,315 | 2,8 |
| 1,33 | 3 |
| 1,33 | 3,2 |
| 1,33 | 3,3 |
| 1,29 | 3,4 |
| 1,324 | 10 |

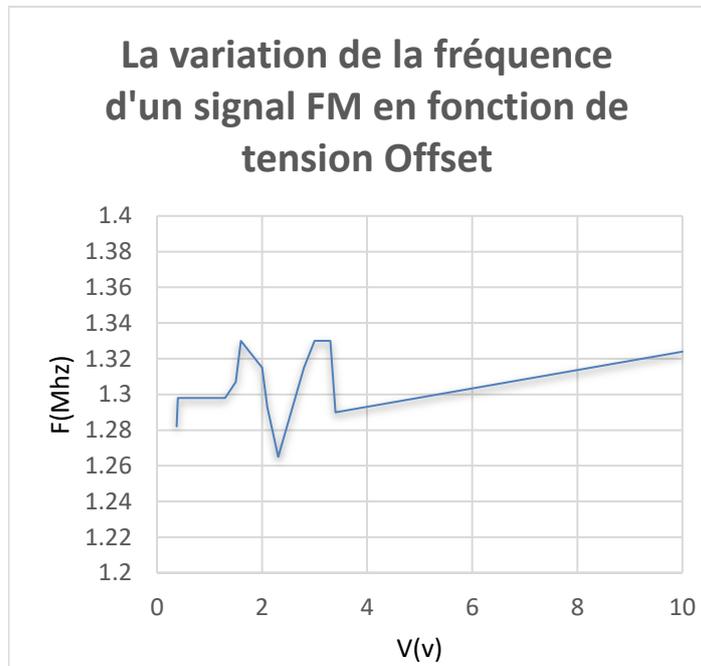


Figure III.19 : La variation de la fréquence d'un signal FM en fonction de tension Offset

✓ Remarque :

La plage de capacité de la diode VARICAP détermine la plage d'accord du VCO. Le contrôle de la tension de l'oscillateur est réalisé en ajoutant le VARICAP en parallèle avec le circuit oscillant comme illustré dans la Figure 4.

✓ Conclusion :

Afin d'améliorer la modulation FM, il nécessaire d'augmenter la déviation de fréquence.

III.7. Simulation de la modulation /démodulation FM :

On utilise par le logiciel LTSpice XVII pour obtenir la simulation suivante :

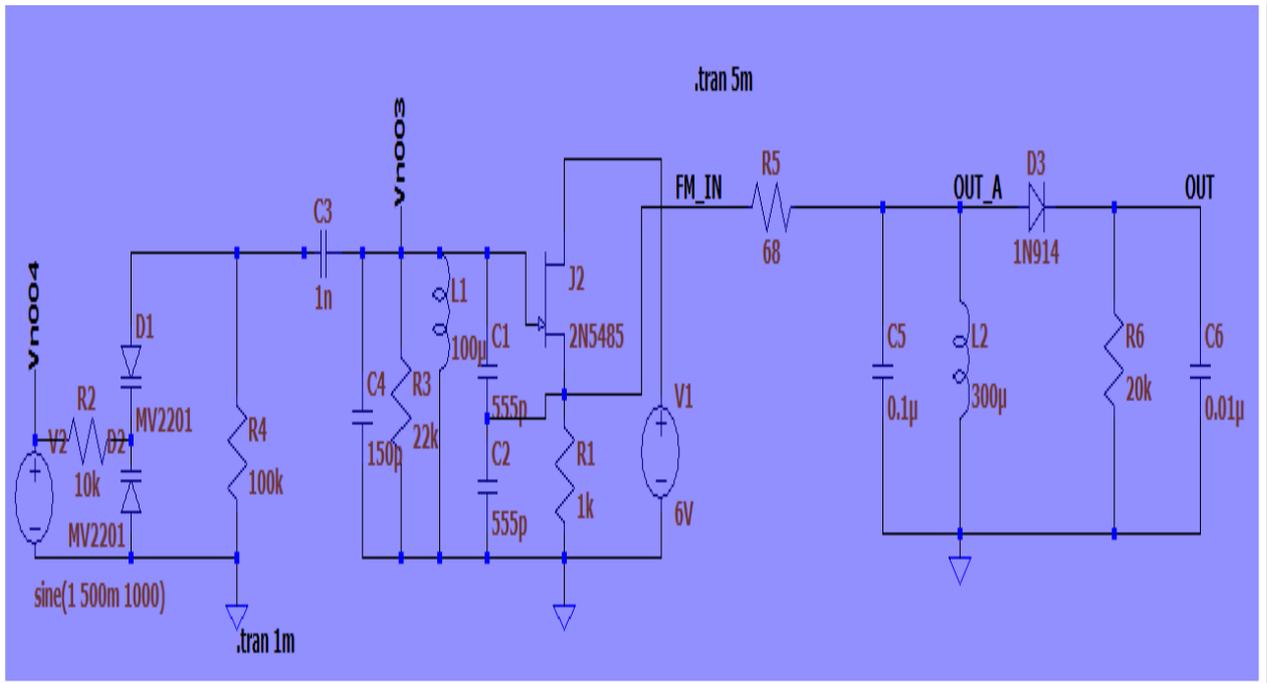


Figure III.20 : Schéma bloc général de la modulation FM.

Ce schéma est composé de deux parties : une partie dédiée à la modulation FM, et une partie dédiée à la démodulation FM, nous les détaillerons ci-dessous ainsi que leur principe.

III.8. Simulation de la modulateur FM par oscillateur de CLAPP à base de VARICAP MV2201 :

L'image ci-dessous représente le modulateur FM en utilisant deux VARACTOR.

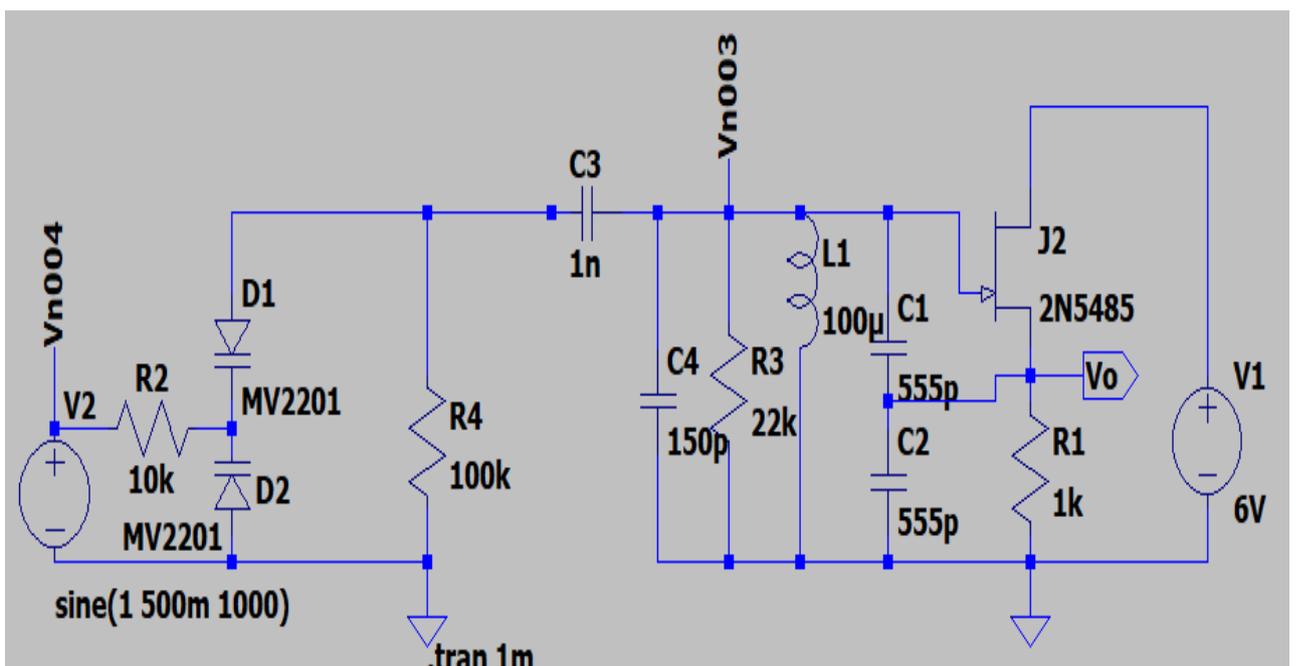


Figure III.21 : modulateur FM par oscillateur de CLAPP à base de VARICAP MV2201

III.8.1. Principe de modulateur FM :

Ce circuit est représenté modulateur FM par un oscillateur de **CLAPP**, En utilise une connexion en série dos à dos de deux **VARACTORS** MV2201 au lieu d'un seul **VARACTOR**. Cette connexion permet de réduire la capacité à haute tension, tout en conservant le rapport d'accord d'une seule **VARACTOR**. La connexion dos à dos des **VARACTORS** permet également de réduire la distorsion et l'effet des franges et des capacités de montage.

Un condensateur de découplage C3 est utilisé pour tenter de maintenir une tension stable même s'il y a des variations de la source.

Le signal $e(t)$ déphasé par un filtre constitué par C4, L1 et R3.

La combinaison de C1 et C2 forme également une constante de temps basse fréquence avec la résistance d'émetteur R1 pour fournir un niveau de tension continue moyen proportionnel à l'amplitude du signal de retour au niveau de l'émetteur de J2. Cela permet un contrôle automatique du gain de l'amplificateur pour donner le gain en boucle fermée de 1 requis par l'oscillateur .

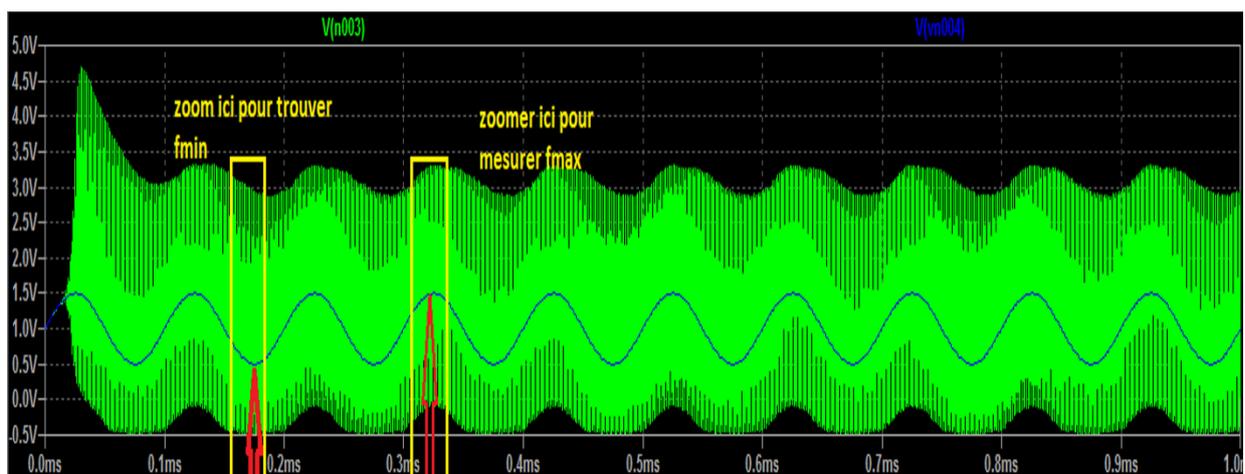


Figure III.22 : Signal du modulateur FM en sortie

- Après avoir zoomé le signal de sortie, on remarque une différence de fréquence

Comme le montre la figure ci-dessous :

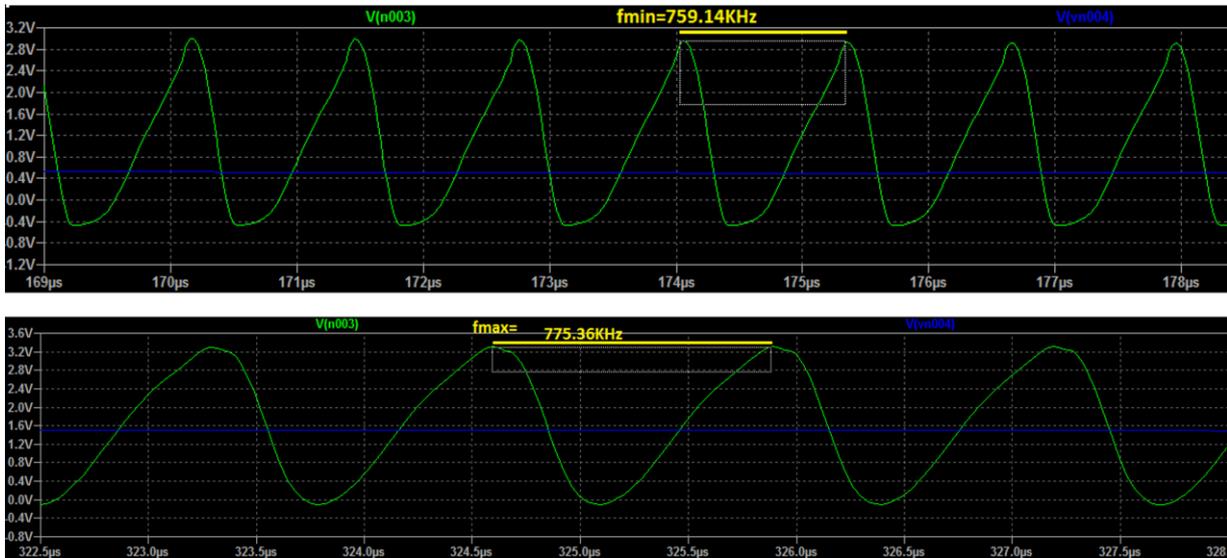


Figure III.23 : La différence de fréquence dans le signal de sortie

- La courbe ci-dessous représente le changement de fréquence en termes de tension offset :

| Voffset | Féquence |
|---------|----------|
| 1 v | 772 KHz |
| 2 v | 764 KHz |
| 3 v | 757 KHz |
| 4 v | 750 KHz |
| 5 v | 746 KHz |

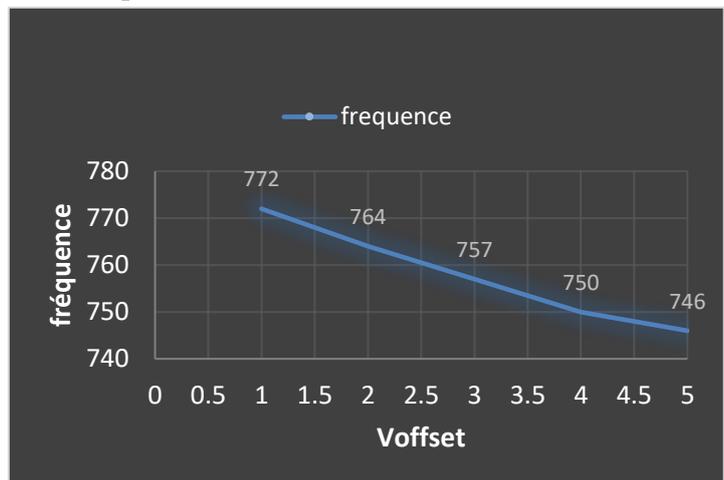


Figure III.24 : la variation de fréquence en fonction de tension

- A chaque fois la tension offset augmente la capacité de VARACTOR MV2201 dans figure III.20, Cd se diminue donc la capacité total C0 se diminue aussi alors à partir de la figure III.23 la fréquence d’oscillation diminue, à cause de ça en peut expliquer la relation entre Voffset et la fréquence dans la figure III.23 (relation inverse).

➤ Remarques sur les facteurs affectant la stabilité de VCO :

- Pour une bonne stabilité de la fréquence de sortie, VCO doit avoir une propriété linéaire comme le montre la figure III.22, de sorte que la pente de la fréquence de sortie par rapport à la tension d'accord est la sensibilité d'accord,
- Afin de calculer la sensibilité de VCO, nous utilisons l'équation suivante

$$K_{VCO} = \frac{\Delta f_{osc}}{\Delta U_m} \tag{III.14}$$

K_{vco} : appelée le gain du VCO ou sensibilité

Δf_{osc} : la déviation de fréquence

ΔU_m : la variation de la tension du signal modulant à l'entrée de VCO

Et nous l'avons aussi :

$$f_{osc} = f_0 + K_{vco} U_{com} \quad (\text{III.15})$$

Afin de considérer un VCO linéaire idéal, donc, sa sensibilité il est constante.

Remarque :

On remarque dans l'équation 3 que son numérateur est la déviation de fréquence Δf_{osc} , qui est lié au facteur de qualité Q comme le montre l'équation suivante :

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q} \quad (\text{III.16})$$

Q : facteur de qualité

✓ Conclusion :

Par conséquent, afin d'augmenter la sensibilité et la linéarité de VCO, il est nécessaire de réduire le facteur de qualité, ce qui conduit à une augmentation de la déviation de fréquence et donc de la sensibilité de VCO et de plage d'acceptation, mais Q est lié à d'autres éléments oscillateurs et donc la difficulté de stabiliser VCO due à l'entrée de la température des composants qui affectent le passage du courant de en créant des résistances indésirables qui finissent par affecter le déphasage et la linéarité de VCO .

➤ Remarques :

✓ La plage de capacité de la diode VARICAP détermine la plage d'accord du VCO. Le contrôle de la tension de l'oscillateur est réalisé en ajoutant le VARICAP en parallèle avec le circuit oscillant comme illustré dans la Figure 4.

✓ On peut utiliser les osculateur a cristal mais le défaut c'est qu'ils fonctionnent a une seul fréquence on ne peut pas la changer, c pour cela en peut utiliser VCO où la fréquence d'opération est contrôlée par un circuit LC sont disponible mais pas stable en fréquence

✓ Un circuit LC ou cristal quelconque peut être transformé à un oscillateur VCO si on utilise une VARICAP, malheureusement les VCO à base d'un cristal ont des très petites fréquences maximales mais il est beaucoup stable qu'un VCO à base d'u circuit

III.9.Simulation de la démodulateur FM par un filtre passe bas 2 éme ordre :

.tran 5m

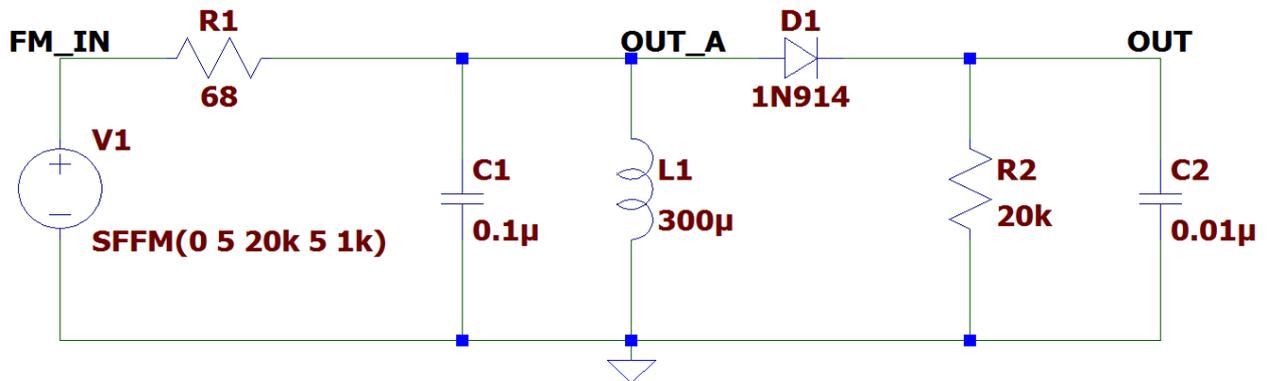


Figure III.25 : Démodulateur FM

- Affichage sur LTspice :

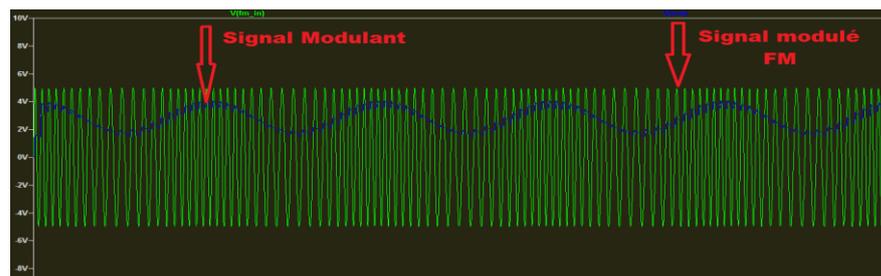


Figure III.26 : La simulation de démodulateur FM

III.9.1. Principe de fonctionnement du démodulateur FM :

Et c'est la partie responsable de la démodulation FM, son principe est basé sur la Traduction du changement de la fréquence du signal FM en changements de l'amplitude de la bande de base (voix humaine par exemple)

Afin d'assurer la sensibilité du démodulateur au changement de fréquence dans une bande étroite ou large, nous utilisons un amplificateur iF à gain élevé

Il existe différents types de supresseurs de modulation FM, ils diffèrent en termes de performances, de coût, de taille et de complexité, en plus de leur résistance au bruit On choisit souvent le supresseur de modulation en fonction du canal de fréquence utilisé pour transmettre

Le signal FM, notamment :

- pente détecteur FM
- PLL boucle à phase asservie démodulateur FM
- démodulateur coïncidence FM

Dans notre projet, nous utilisons pente détecteur FM , qui se compose de deux parties, la première partie (l'entrée du démodulateur) est un filtre passe-bande RLC, la raison de l'utilisation de ce filtre est qu'il a la meilleure résistance au bruit dans les hautes fréquences en plus de sa résistance à la fréquence image générée par le mélangeur dans l'étage de modulation, et la deuxième partie se compose d'une diode d , d'une résistance r et une capacité c en parallèle pour la détection d'enveloppe, La sortie du démodulateur est directement proportionnelle à la fréquence d'entrée.

Le principe de fonctionnement du filtre RLC est basé sur l'échange d'énergie capacitif et inductif. En cas de résonance, il ne doit pas quitter la région linéaire du filtre, qui est définie dans un domaine temporel en travaillant dans la région autour de -3db . Ce filtre produit un signal AM à l'entrée du détecteur d'enveloppe.

Une fois que le signal AM modulé est sorti du filtre, le détecteur d'enveloppe charge la capacité lorsque la tension à l'entrée de la diode est supérieure à zéro, tandis que lorsque la tension est inférieure à zéro, la diode coupe le courant et décharge ainsi la capacité par son résistance parallèle, Figure III.25, que nous avons un signal en bande de base (audio) à la sortie du démodulateur FM.

III.10. Partie matériel :

III.10.1. Réalisation d'oscillateur de COLPITTS de fréquence 27 Mhz :

Le montage au-dessous représente un oscillateur de COLPITTS a base des composants simples lorsque l'alimentation est fournie, l'oscillateur commence à osciller et on la voit sur l'oscilloscope :



Figure III.27 : oscillateur de COLPITTS Sur la plaque d'essai.

Le circuit électronique correspondant de montage (figure III.27) a été simulé sur LTspice dans la figure suivante :

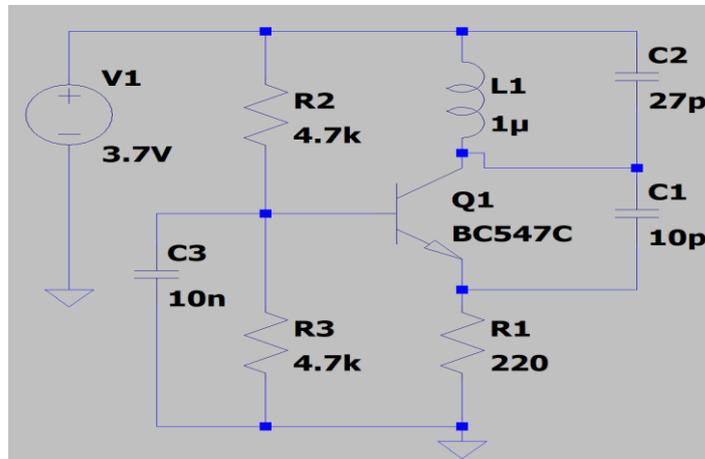


Figure III.28 : Le circuit équivalent d'oscillateur de COLPITTS

L'inductance L est placée entre le collecteur et l'alimentation ce qui équivaut en dynamique, par ce fait R_C est inutile, la résistance R_1 est retirée, la branche de retour reste le point commun $C_1 C_2$ et l'émetteur, la maille $R_2 R_3$ est identique, donc le potentiel de base inchangé

III.10.2. Réalisation d'oscillateur de HARTLEY :

Le montage au-dessous représente un oscillateur de HARTLEY a base des composants simples

Lorsque l'alimentation est fournie, l'oscillateur commence à osciller et on la voit sur l'oscilloscope :

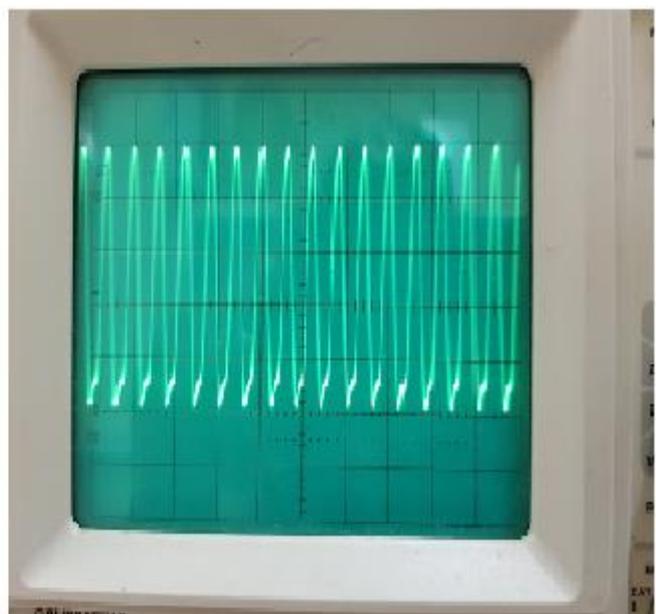
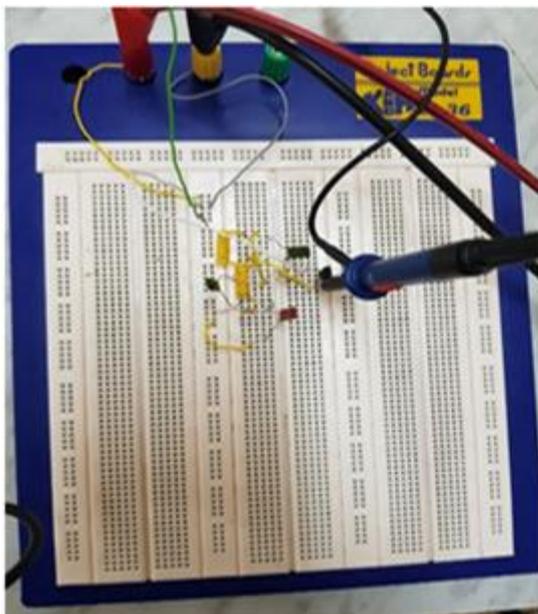


Figure III.29 : oscillateur de HARTLEY Sur la plaque d'essai.

Le circuit électronique correspondant de montage (figure III.28) a été simulé sur LTspice dans la figure suivante :

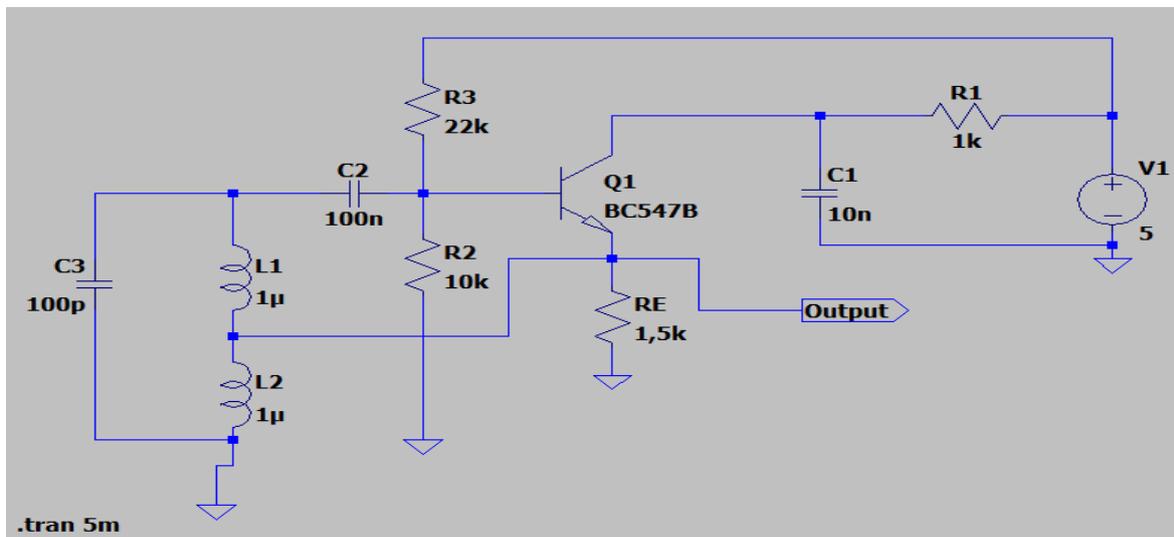


Figure III.30 : Le circuit équivalent d'oscillateur de Hartley

La Figure III.28 représente un exemple d'oscillateur Hartley. Quand le circuit parallèle LC est à la résonance, le courant traverse L_1 en série avec L_2 . L'inductance équivalente L est donc :

$$L = L_1 + L_2 \quad (\text{III.17})$$

Le diviseur de tension inductif L_1 et L_2 fournit la tension de réaction de ce type d'oscillateur. La tension de sortie apparaît sur l'inductance L_1 , la tension de réaction apparaît sur l'inductance L_2 , donc le taux de réaction est :

$$B = \frac{L_2}{L_1} \quad (\text{III.18})$$

Comme d'habitude, on a négligé l'effet de charge de la résistance de base. Pour le démarrage des oscillations, le gain en tension doit être supérieur à $1/B$.

III.10.3. Réalisation d'oscillateur de COLPITTS de fréquence 1.25 Mhz :

Le montage représente un oscillateur de type COLPITTS crée à base des composants simples dont ça fréquence est fixées sur une fréquence de 1.25 Mhz on peut la voir sur l'oscillateur :

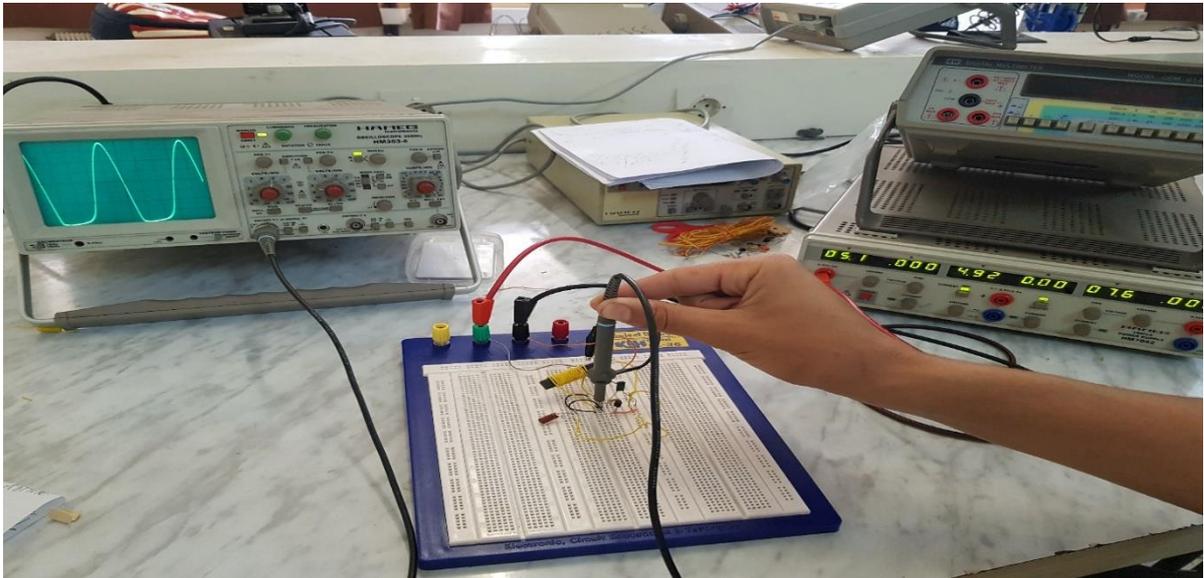


Figure III.31 : oscillateur de COLPITTS de fréquence 1.25 Mhz Sur la plaque d'essai.

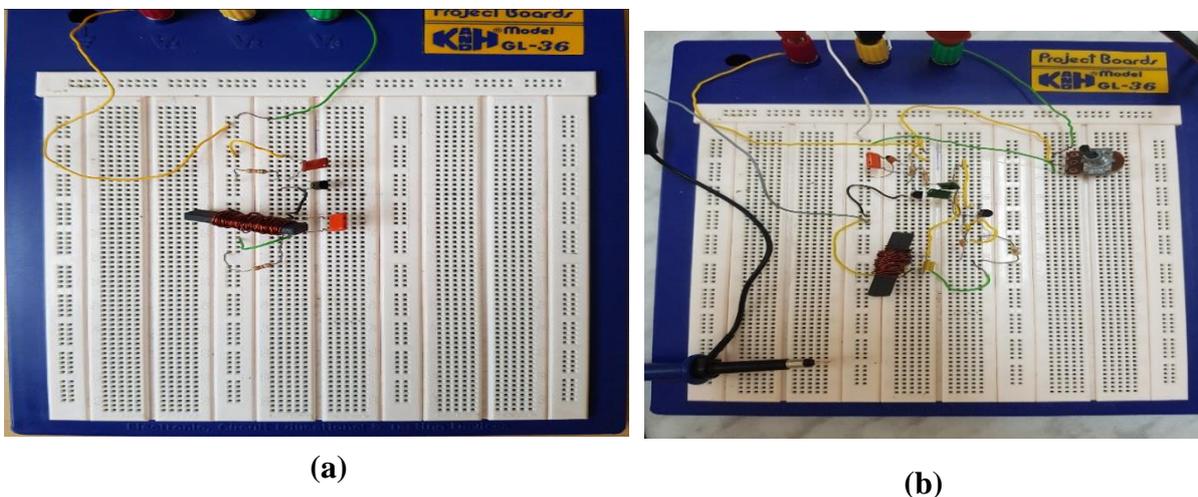


Figure III.32 : réalisation d'un modulateur FM Sur la plaque d'essai (a) réalisation d'un démodulateur FM Sur la plaque d'essai(b)

Le montage précédent constitué de deux parties, partie de modulateur FM Figure III.32 (a) à partir d'oscillateur de COLPITTS cette dernière représente le signale de la porteuse (HF), et une VARICAP MV2105 afin de créer des différences de fréquence pour un signal modulant la sortie de cette partie est un signal FM à sa sortie « circuit équivalent pour ce schéma Figure III.13 »

La deuxième partie Figure III.32 (b) est pour le démodulateur FM il utilise pour extraire le signal d'information (BF) du signal FM reçu à son entrée, il est composé d'un filtre RLC pour résister les bruits et la fréquence d'image et nous avons aussi dans ce démodulateur une diode, résistance et capacité pour la détection d'enveloppe, « circuit équivalent pour ce schéma Figure III.25 »

III.10.5. Etapes de développement d'un circuit imprimé : [31]

Voici, en étape, le mode opératoire à suivre pour fabriquer un circuit imprimé en utilisant un typon :

L'étape1 : découpage à l'aide d'une cisaille et nettoyage de la plaque cuivrée.

L'étape2 : préparation du typon sur des papiers photon avec une imprimante laser

L'étape3 : transfert du toner :

Placer la face imprimée sur la plaque cuivrée et chauffer un fer à repasser.

L'étape4 : mettre dans de l'eau, puis enlever le papier photo.

L'étape5 : développement à l'acide.

L'étape6 : rinçage à l'eau pour éliminer l'acide.

L'étape7 : perforation, à l'aide d'une mèche de diamètre (0.8mm) procéder à la perforation de tous les parasites.

✓ On utilise par le logiciel Proteus PCB Design pour obtenir la simulation suivante :

| | |
|----|--------|
| R1 | 470 |
| R2 | 100k |
| R3 | 22k |
| R4 | 22k |
| C1 | 555p |
| C2 | 555p |
| C3 | 1n |
| C4 | 1n |
| C5 | 100n |
| C6 | 1n |
| C7 | 100p |
| L | 100μ |
| Q1 | BC547 |
| D1 | MV2105 |
| B1 | 12V |

Tableau III.1 : Liste des composants du modulateur

| | |
|----|-------|
| R1 | 68 |
| R2 | 20k |
| C1 | 0.1μ |
| C2 | 0.01μ |
| D1 | 1N914 |
| L | 300μ |

Tableau III.2 : Liste des composants du démodulateur

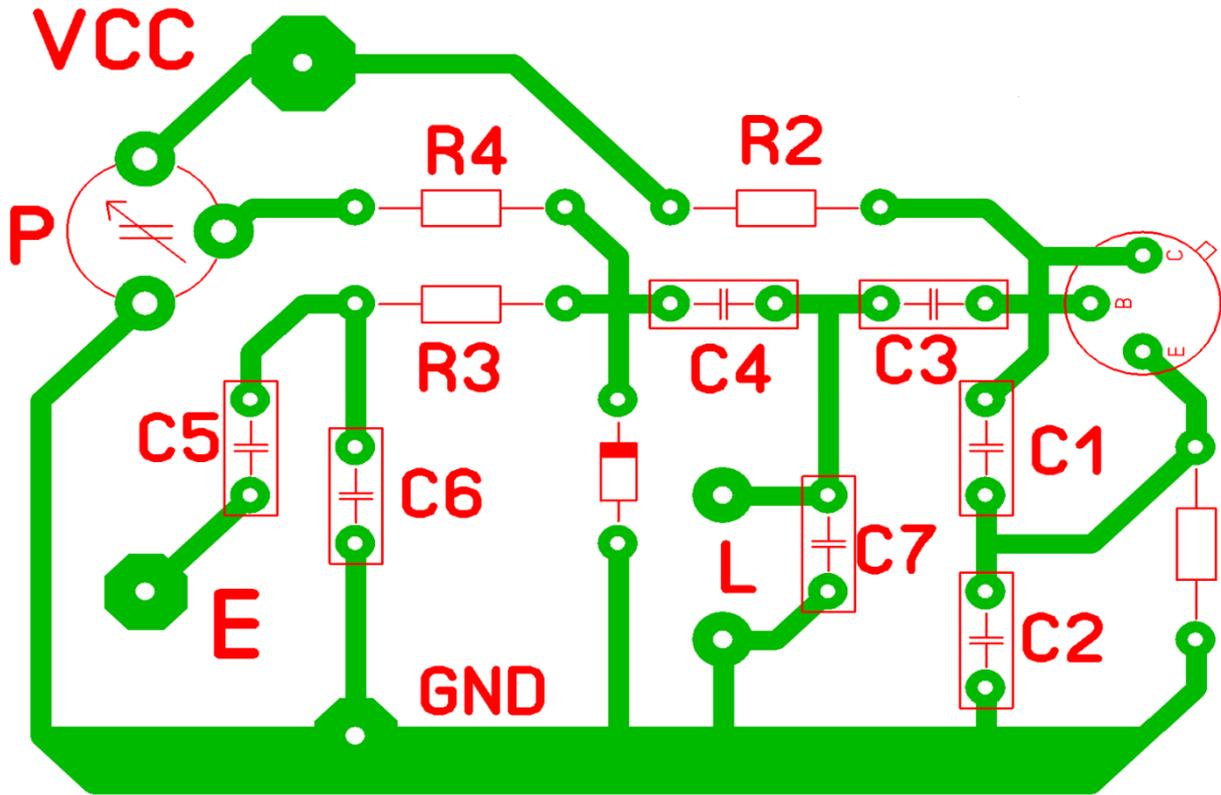


Figure III.33 : composants de face de circuit imprimé du Modulateur FM

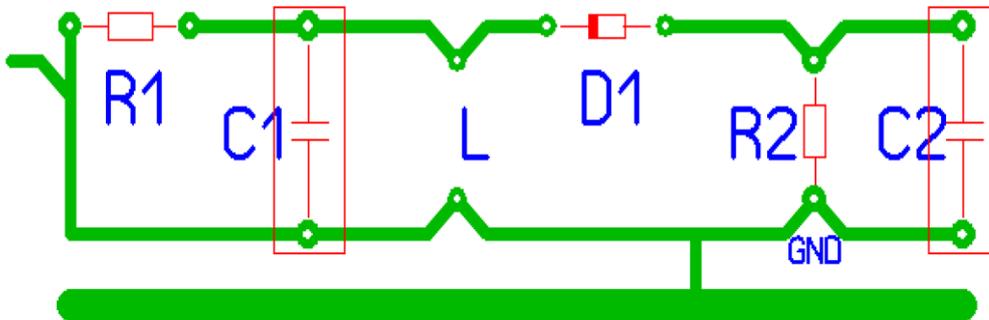


Figure III.34 : composants de face de circuit imprimé du démodulateur FM

Le PCB au-dessus représente le modulateur et démodulateur FM dans les figures III.14,26 :

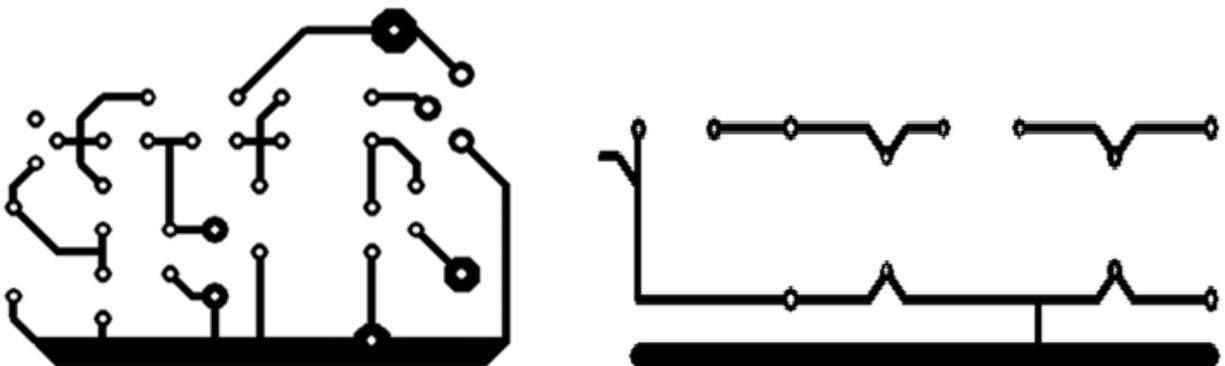


Figure III.35 : Schéma sprint-layout de circuit imprimé.

III.11. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons réalisé et simulé un ensemble d'oscillateurs, modulateur / démodulateur FM et ensuite, on a présenté et expliqué les résultats de la simulation en utilisant les programmes LTspice et Proteus ainsi le PCB nécessaire pour réaliser le kit.

Conclusion Générale & Perspectives

Conclusion Générale & Perspectives

Ce mémoire est basé sur le principe et la réalisation d'un Kit Didactique FM, dans le but de développer cette technologie à l'avenir et d'établir de nouveaux projets économiques ou scientifiques qui en dépendent.

La technique de modulation de fréquence FM est considérée comme une mettre à jour de la technologie de modulation d'amplitude AM en termes de coût, performance et efficacité, cette technologie a contribué au développement du domaine des communications sans fil, en particulier dans le domaine de la transmission d'information sur des longues distances en raison de son faible bruit et atténuation.

Pour réaliser ce projet, nous avons commencé par rappeler les concepts et les règles mathématiques qui nous permettent de réaliser cette technique, comme la règle de Carson, et expliquer certaines des paramètres qui contrôlent la qualité de la modulation de fréquence FM, comme la déviation de fréquence et l'indice de modulation.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié les différents circuits qui permettent de réaliser cette technique avec un haut degré de performance, tels que les oscillateurs, les filtres et les amplificateurs.

Le dernier chapitre, est consacré à la simulation et la réalisation de certains types d'oscillateurs, comme l'oscillateur de COLPITTS et CLAPP, et en plus du Kit Didactique, qui est représenté par un modulateur/démodulateur FM basée sur VARICAP et la présentation de ses résultats sur les logiciels PROTEUS et LTspice.

Afin de compléter l'objectif pédagogique de ce mémoire, nous proposons d'essayer de développer la modulation/démodulation FM basé sur la technologie PLL.

Références Biblio-Webographiques

Références Biblio-Webographies

- [1] Gascoigne, Bamber. HistoryWorld. From 2001, ongoing. <http://www.historyworld.net>.
- [2] “The Battle of Marathon, 490 BC,” Eyewitness to History, www.eyewitnesstohistory.com (2006).
- [3] Hooke, R., Adams, W., & Robinson, H. W. (1938). *The Diary of Robert Hooke, MA, MD, FRS, 1672-1680*. Wykeham Publications, disponible à <http://oceanofk.org/telephone/html/part1.html> (Consulté le 17/04/2021).
- [4] Magnat Academy, disponible à <https://nationalmaglab.org/education/magnet-academy/history-of-electricity-magnetism/museum/transatlantic-telegraph-cable> (Consulté le 19/04/2021).
- [5] Copyright 1999, ScienCentral, Inc, and The American Institute of Physics. No portion of this web site may be reproduced without written permission. All Rights Reserved.
- [6] “First radio transmission sent across the Atlantic Ocean,” A&E Television Networks, disponible à <http://www.seas.columbia.edu/marconi/history.html>, 09 February 2010.
- [7] Rakotonirina Harison Annick, “contribution à l’étude des modulations angulaires,” Université d’Antananarivo, Madagascar, 2004/2005.
- [8] MULLER, J. P, “Les modulations de fréquence ,” université de Monaco, disponible à https://www.academia.edu/22052672/BS2SE_Physique_appliqu%C3%A9e?auto=download, Monaco, France, 2000.
- [9] Jean-Philippe Muller, “BS2EL - Physique appliquée ,” 28 janvier 2008.
- [10] Dan Bakoye, D. (2008). Evaluation des besoins en information agricole dans les Etats du Groupe Afrique-Caraïbes-Pacifique (ACP) : Etude sur le Niger. http://meteosat.pessac.free.fr/Cd_elect/Doc_pdf/elect_generale/fiche-bessel.pdf
- [11] F. Launay, “ cours modulation analogique,” university of Nantes, France, 12 April 2008.
- [12] https://fr.wikipedia.org/wiki/John_Renshaw_Carson (Consulté le 04/05/2021).
- [13] M. T. BENHABILES, “ Cours UEF 2.2.1 Télécommunications Fondamentale, ” université des Frères Mentouri Constantine, Algérie, 05 Novembre 2016.
- [14] <http://electronic.de.loisir.pagesperso-orange.fr/modfreq.html> (Consulté le 24/05/2021).
- [15] <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/modulation/frequency-modulation-fm.php> (Consulté le 28/05/2021).

- [16] https://xcotton.pagespersoorange.fr/electron/DOSSIER_Modulation_et_PLL_Chevillard_Desmouliere.pdf (Consulté le 12/06/2021).
- [17] A. AFIKARIVO, M. HERMANN, “Etudes et conception d’un modulateur de fréquence analogique a bande étroite,” mémoire de master, université d’Antananarivo Ecole Supérieure Polytechnique, Madagascar, Décembre 2006.
- [19] F. LAUNAY, “ Cours Modulation Analogique,” disponible à <https://www.youtube.com/watch?v=kXeUvhlAbuU&list=LL>, 04 Décembre 2008.
- [20] A. MICLAUS , “ cours électronique-oscillateur de colpitts,” disponible à <https://wiki.analog.com/university/courses/electronics/comms-lab-colpitts-osc> , 05 Mars 2019.
- [21] A. MICLAUS , “ cours électronique-oscillateur de clapp,” disponible à <https://wiki.analog.com/university/courses/electronics/comms-lab-clapp-osc> (Consulté le 29/06/2021).
- [22] A. MICLAUS, “ cours électronique-oscillateur de hartley,” disponible à <https://wiki.analog.com/university/courses/alm1k/alm-lab-hartley-osc> (Consulté le 30/06/2021).
- [23] P. Poulichet, “ Modulation analogique en amplitude et en fréquence,” une école de la chambre de commerce et d’industrie de paris, France, Mars 2010.
- [24] L. ROSU, “ RF Power Amplifiers,” Article, disponible à <https://www.qsl.net/va3iul/>
- [25] A. MALVINO, David J. BATES, “ Principes d’électronique - 8e éd,” pp. 1032 , ISBN: 9782100747351; 2100747355 , 2016.
- [26] M. CORREVON, “ Coure amplificateurs de puissance,” Haute Ecole spécialisée de Suisse occidentale, Suisse, 27 juillet 2005.
- [27] https://fr.wikipedia.org/wiki/R%C3%A9cepteur_radio#Le_d%C3%A9modulateur (Consulté le 3/07/2021).
- [28] J. REDOUTEY, “Transposition de fréquence Principe et applications,” Ecole Nationale Supérieure des Mines, Saint – Etienne, France, 2009.
- [29] B. PONTALIER, “Modulation et démodulation de fréquence,” Académie de Martinique, France, 15 Octobre 2005.
- [31] I. BOUAMLI, A. SEBOUTA, B. BOUBEKEUR, “ *Simulation de systèmes à l’aide d’amplificateurs opérationnels*,” (Doctoral dissertation, Université de Jijel), 2019.

Résumé

La technique de modulation est une révolution dans le monde des communications sans fil, qui a été une solution appropriée pour la transmission de l'information sur de longues distances en manipulant les paramètres du signal (amplitude, phase, fréquence), en particulier la modulation de fréquence basé sur un changement à petite échelle de la fréquence de l'onde porteuse autour de sa valeur initiale, de sorte que cette dernière est considérée comme meilleure que la modulation d'amplitude en raison d'un manque important d'interférence. Dans ce travail, nous nous sommes concentrés sur l'étude et la conception d'un modulateur et démodulateur FM sur base d'une diode, dont le but est d'améliorer cette technique en expliquant les différents circuits électriques sur lesquels l'oscillateur est basé, modulateur et démodulateur de fréquence.

Abstract

The modulation technique is a revolution in the world of wireless communications, which has been a suitable solution for the transmission of information over long distances by manipulating the parameters of the signal (amplitude, phase, frequency), especially the frequency modulation based on a small-scale change of the frequency of the carrier wave around its initial value, so that the latter is considered better than the amplitude modulation due to a significant lack of interference. In this work, we have focused on the study and design of a diode-based FM modulator and demodulator, whose aim is to improve this technique by explaining the different electrical circuits on which the oscillator is based, modulator and frequency demodulator.

ملخص

تعتبر تقنية التعديل ثورة في عالم الاتصالات اللاسلكية، والتي شكلت حلاً مناسباً لنقل المعلومات لمسافات طويلة من خلال التلاعب بمعلومات الإشارة (السعة، الطور، التردد)، وخاصة تعديل التردد الذي يقوم على تغيير تردد الموجة الحاملة ضمن نطاق صغير حول قيمته الأصلية بحيث تعتبر هذه الأخيرة أفضل مقارنة مع تعديل السعة بسبب قلة التشويش بشكل كبير. في هذا العمل، ركزنا على دراسة وتصميم معدل ومزيل تعديل التردد على أساس ثنائي متغير السعة الهدف من هذه الدراسة هو تحسين هذه التقنية بواسطة شرح مختلف الدوائر الكهربائية التي تركز عليها كالمذبذبات، معدل ومزيل تعديل التردد.