
Rapport de projet de fin d'étude

Émetteur Récepteur radio en bande FM

Auteur :
Jean-Baptiste WATINE

Tuteur de projet :
Alexandre BOÉ
Référent :
Thomas VANTROYS

Résumé

Ce rapport décrit le fonctionnement, l'analyse en vue de la réalisation d'un émetteur/récepteur à modulation de fréquence pour la bande de radiodiffusion commerciale de 88 MHz à 108 MHz. Les simulations réalisées viennent étayer les conclusions théoriques obtenues.

L'opérateur pourra à l'aide de ce système émettre une onde HF à l'aide de la source sonore de son choix. En réception, l'opérateur pourra choisir la fréquence qu'il souhaite démodulé, en effectuant les réglages nécessaires à l'aide d'une petite commande et pourra ensuite écouter le signal démodulé à l'aide d'un petit haut-parleur. Les topologies des circuits et les simulations ont été réalisées à partir du logiciel Altium de CAO électronique. La progression du rapport s'articule autour de la conception et simulation des différentes fonctions électroniques nécessaires à la réalisation de l'émetteur/récepteur.

Table des matières

1 Présentation du projet	1
1.1 Introduction	1
1.2 Sujet	1
1.3 Problématique soulevée	1
1.4 Hypothèse de solution	2
2 Types de modulation et antennes	3
2.1 Modulation FM et modulation AM	3
2.2 Antenne et propagation	4
2.3 Bilan de liaison	5
3 Émetteur	6
3.1 Architecture	6
3.1.1 préaccentuation du signal BF	6
3.1.2 Mélangeur et amplificateur	7
3.1.3 VCO	8
3.2 Topologie et analyse des fonctions électroniques	8
3.2.1 Alimentation	8
3.2.2 Section basse-fréquence	9
3.2.3 Section haute fréquence	11
3.2.3.1 Circuit LC	11
3.2.3.2 Cross-coupled VCO	11
3.3 Application du signal modulé à l'antenne	14
3.4 Simulation du système complet	15
3.5 Réalisation du circuit imprimé	16
4 Récepteur	17
4.1 Architecture	17
4.2 Oscillateur de réception	18
4.2.1 Condition d'oscillation	18
4.2.2 Topologie	19
4.2.3 Caractérisation de l'oscillateur de Clapp	20
4.2.4 Modèle du varactor	22
4.2.5 Simulation de l'oscillateur	23
4.3 Filtre d'accord de réception	24
4.3.1 Topologie du filtre d'accord	25
4.3.2 Simulation	25
4.4 mélangeur	26
4.5 Amplificateur limiteur et mélangeur à quadrature de phase	26
4.5.1 Amplificateur-limiteur	26
4.5.2 Mélangeur à quadrature de phase	27
Annexes	34
Annexe 1	34
Annexe 2	37

Chapitre 1

Présentation du projet

1.1 Introduction

La radiocommunication est omniprésente dans notre vie quotidienne. Les téléphones portables, les MoDem, les GPS sont autant de systèmes électroniques utilisant les voies hertziennes pour transmettre des informations. Cette pluralité de systèmes a conduit à une répartition stricte des bandes de fréquences disponibles.

En France, l'Agence Nationale des Fréquences (ANFR) est responsable de l'élaboration et la mise à jour du Tableau national de répartition des bandes de fréquences (TNRBF), outil de gestion de base qui précise les bandes de fréquences disponibles pour les entreprises, l'armée, les particuliers. Aujourd'hui, les enjeux technologiques rencontrent les enjeux sociétaux : la difficulté étant de diviser efficacement le spectre de fréquences (une ressource limitée) de sorte que l'ensemble des acteurs puisse émettre et recevoir des informations.

La radiodiffusion, et en particulier pour les émissions sonores, est soumise aux mêmes règles que n'importe quelle autre diffusion radio. La grande majorité des pays utilisent la bande 87,5 – 108 MHz pour la radio FM. À l'origine, cette bande était souvent plus réduite ; elle a été étendue progressivement. Ainsi, en France, elle s'étendait au départ sur 12 MHz, de 88 à 100 MHz. Elle est passée ensuite à 88 – 104 MHz, puis à 88 - 106 MHz et enfin de nos jours, de 87,5 à 108 MHz, soit une largeur de 20,5 MHz. Les canaux utilisés sont en général des multiples de 300 kHz.

1.2 Sujet

L'émission de messages par voie hertzienne s'effectue par le biais de la **modulation** et de la **démodulation** de fréquence. L'idée étant de transporter un message gravitant autour d'une certaine fréquence centrale à l'aide d'une fréquence **porteuse**. En premier lieu, ceci permet de répondre à des contraintes matérielles, car une onde électromagnétique correspondant aux fréquences du spectre sonore nécessiterait des antennes de plusieurs kilomètres de longueur. En ensuite, pour éviter le chevauchement entre les différents messages émis, lequel conduirait à un mélange entre tous les signaux (comme lorsque plusieurs personnes parlent toutes en même temps : on ne peut rien démêler d'intelligible).

Le projet porte donc sur la conception d'un système Radio pour la bande de diffusion 87.5 - 108 MHz. Celui-ci doit, à partir d'une source sonore donnée, moduler le signal autour d'une fréquence porteuse dans la bande FM pour ensuite le démoduler à partir d'un récepteur.

1.3 Problématique soulevée

La difficulté dans de tels systèmes repose d'abord dans les contraintes physiques : l'environnement que traversent les ondes électromagnétiques les atténue et les bruite. Il faut donc concevoir un système robuste fournissant suffisamment de puissance pour que l'antenne de réception puisse recevoir des puissances exploitables mais aussi capables de séparer le bon grain de l'ivraie, c'est-à-dire le signal utile du bruit.

Dans un second temps, la calibration des différentes fonctions électroniques doit faire l'objet d'un soin particulier. Si par exemple l'un des éléments de la chaîne de réception doit opérer autour d'une fréquence de 100Mhz mais que celui-ci fonctionne en réalité autour de 95Mhz, au vu de la bande de fréquence allouée à chaque canal, ce sera l'ensemble du système qui sera défectueux.

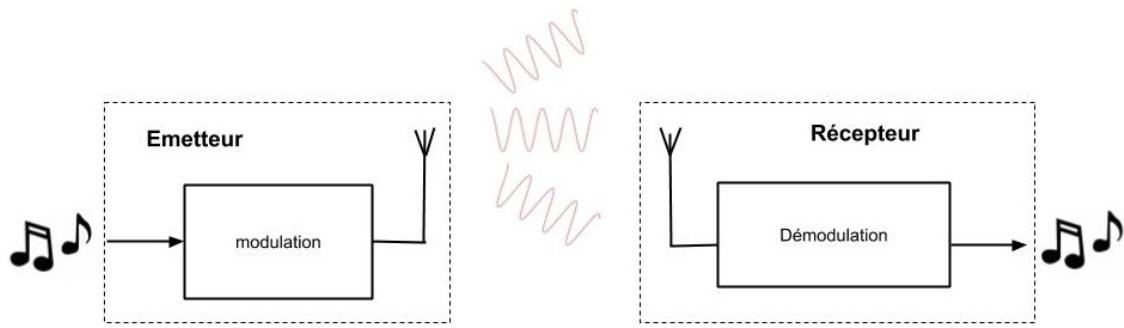


FIGURE 1.1 – Émission et réception de messages par modulation et démodulation

1.4 Hypothèse de solution

Le projet de réalisation de système FM s'articule autour de 6 tâches à réaliser :

- Conception de l'architecture de l'émetteur et du récepteur
- Conception et mise en équation des fonctions électroniques
- Simulation des divers étages électroniques
- Choix des composants
- Réalisation du prototype de l'émetteur/récepteur
- Ajustements du système.

Le rapport ne présente pas de résultats pratiques de l'émetteur/récepteur. Nous présenterons les schémas globaux du système radio, en détaillant pour chaque fonction électronique son rôle et en les analysant. La simulation des fonctions électroniques viendra appuyer les résultats théoriques auxquels nous sommes parvenus.

Chapitre 2

Types de modulation et antennes

L'intérêt principal des liaisons hertziennes réside dans l'absence de support physique entre l'émetteur et le récepteur. Pour des systèmes en mouvement, c'est parfaitement adéquat. Les inconvénients principaux des liaisons hertziennes résident également dans l'absence de support : puisque le milieu de transmission est partagée par tout le monde, comment faire pour que tout le monde puisse communiquer en même temps ? Cette difficulté impose une gestion stricte des fréquences. Chaque système dispose d'une bande de fréquence qui lui a été allouée par l'ANFR.

La transmission par liaison hertzienne consiste généralement à "accrocher" le signal basse fréquence (information utile : voix, musique, vidéo...) à une onde haute fréquence appelée porteuse. C'est l'opération de modulation. Il existe pléthore de modulations différentes (modulation AM, modulation FM, modulation par changement de phase ...). Dans le cadre la diffusion radio, on rencontre souvent deux types de technologie différente : la modulation AM et la modulation FM.

2.1 Modulation FM et modulation AM

Historiquement les premiers systèmes radio utilisaient la modulation d'amplitude (AM) pour transmettre les informations sonores. Le principe de la modulation d'amplitude fut découverte au milieu des années 1870 tandis que la modulation FM fut découverte dans les années 1930. La modulation AM a comme avantage de détecter des signaux avec un appareil simple même si leur puissance n'est pas très importante.

Le principal inconvénient de la modulation AM est que le signal est bien plus affecté par la transmission hertzienne. Le signal récupéré par le récepteur est de moins bonne qualité que dans le cas de la modulation FM. La modulation FM nécessite un système d'émission et de réception plus complexe que la modulation. Et bien que découverte en 1930, il faudra attendre les années 1990 pour que la plupart des stations de musiques abandonnent la modulation AM pour la modulation FM, permettant d'obtenir un meilleur signal en réception.

On dresse un tableau (cf. fig. 2.1) récapitulatif de comparaison entre la modulation AM et la modulation FM. Aujourd'hui le critère déterminant pour le choix entre la modulation FM et la modulation AM réside dans la qualité sonore accessible entre les deux technologies. Par la nature même de la modulation, et quelque soit la qualité du système émetteur/récepteur utilisé, la modulation AM est beaucoup plus bruitée que la modulation FM. C'est pourquoi cette technique n'est plus utilisée aujourd'hui pour la diffusion radio.

Caractéristiques	AM	FM
Différences de modulation	L'onde porteuse est modulée en amplitude par le signal modulant à transmettre. La fréquence et la phase restent les mêmes	La porteuse est modulée en fréquence par le signal à transmettre, l'amplitude et la phase restent les mêmes
Avantages et inconvénients	Son de moins bonne qualité par rapport à la FM. Systèmes moins chers à réaliser. Les signaux peuvent être transmis à de plus longues distances. Bande passante plus petite	Moins d'interférence que la AM, émetteur et récepteur plus complexes à réaliser, portée plus petite, plus grande bande passante
Bandé passante	30kHz (double du spectre sonore, en éliminant les fréquences les plus hautes).	Double de la déviation de fréquence : si elles est de 75 kHz, il faut donc une BP de 150 kHz
Bruit	Amplitude sensible aux parasites atmosphériques. L'information est donc dégradée	Parasites atmosphériques ne provoquent qu'une faible déviation en fréquence, l'information est donc moins affectée

FIGURE 2.1 – Tableau récapitulatif des différences entre AM et FM

2.2 Antenne et propagation

L'antenne a un rôle très important dans les liaisons hertziennes, elle assure l'interface entre le circuit électronique et le milieu de propagation.

L'antenne est un dispositif réciproque :

- En émission, l'antenne reçoit un courant et une tension, elle génère un champ électrique et un champ magnétique.
- En réception, l'antenne reçoit un champ électrique et magnétique, elle génère tension et courant.

Le dimensionnement d'une antenne dans un système radio constitue un élément clé. Car si une antenne de réception n'est pas adaptée, la puissance reçue ne sera pas suffisante pour permettre au reste du circuit de l'exploiter, même si les étages électroniques qui suivent sont particulièrement performants.

Dans le cas de l'émission, il faut optimiser la transmission de puissance entre le générateur et l'antenne. L'impédance du générateur doit être égale à l'impédance de la ligne qui doit elle-même être égale à l'impédance présentée par l'antenne. Si le système est désadapté, il existe un phénomène d'ondes stationnaires sur la ligne : une partie de l'énergie émise est réfléchie vers le générateur. On constate alors sur la ligne des minima et maxima de tension. Ainsi, pour caractériser l'impédance d'entrée de l'antenne, les constructeurs spécifient généralement le TOS (taux d'ondes stationnaire) de l'antenne. Le TOS représente le rapport entre la tension minimale et la tension maximale sur la ligne. plus l'impédance de l'antenne est proche de sa valeur idéale, et plus le TOS est proche de 1.

Lors de la modélisation du système, il faut également s'intéresser à la bande passante de l'antenne. Celle-ci présente des caractéristiques optimales pour une certaine bande de fréquence. Les dimensions de l'antenne sont liées à la longueur d'onde des ondes qu'on souhaite transmettre ou recevoir.

Puisque la bande FM se situe autour de 100 Mhz, la longueur d'onde moyenne est de 3 mètres. Il faut donc une antenne d'environ 75 cm pour réaliser une antenne quart d'onde (150 cm pour une antenne dipolaire ...) dont l'impédance caractéristique est environ moitié moindre que celle d'une antenne dipolaire, ie 37ohms. Les ajustements peuvent être effectués lors de la réalisation pratique. Si on prend un simple fil de cuivre comme antenne, il faut le sectionner jusqu'à obtenir un maximum de puissance pour la fréquence qu'on cherche à capter.

2.3 Bilan de liaison

Le bilan de liaison d'une liaison hertzienne permet de déterminer si le niveau de puissance reçue par le récepteur sera suffisant pour que la liaison fonctionne correctement. En effet si la puissance reçue est trop faible, le dispositif électronique de réception n'a pas la sensibilité nécessaire pour extraire le signal pertinent. La puissance reçue peut s'exprimer de la façon suivante :

$$P_{R(dBm)} = P_{E(dBm)} + G_{E(dBi)} - A_{EL(dB)} + G_{R(dBi)} - L_{R(dB)}$$

où :

$P_{R(dBm)}$ et $P_{E(dBm)}$ désignent respectivement la puissance reçue et la puissance émise .

$A_{EL(dB)} = 20 \cdot \log\left(\frac{4\pi \cdot d}{\lambda}\right)$ désigne l'atténuation en espace libre, avec d la distance entre émetteur et récepteur et λ la longueur d'onde

$G_{E(dBi)}$ et $G_{R(dBi)}$ désignent les gains d'antenne.

Le **gain d'antenne** traduit le fait que le rayonnement est privilégié dans une certaine direction de l'espace par rapport à une autre. Il est défini grâce à l'antenne isotrope (antenne inexistante qui rayonne la même puissance dans toutes les directions de l'espace).

Soit un émetteur doté d'une antenne isotrope, P_0 est la puissance reçue par un récepteur. On remplace maintenant l'antenne isotrope par une antenne directive, la puissance reçue par le récepteur est alors P_1 , plus importante que P_0 . Le gain d'antenne vaut alors :

$$G_{dBi} = P_{1(dBm)} - P_{0(dBm)}$$

Ainsi, lorsqu'on définit la structure de notre système de communication hertzien, plusieurs paramètres sont à prendre en compte. Par exemple certaines antennes ne peuvent pas capter dans toutes les directions mais leur gain d'antenne peuvent permettre de capter des puissances plus faibles. Dans le cas d'une radio c'est assez impensable : on devrait refaire des réglages précis à chaque fois qu'on change de pièces.

La distance qui sépare l'émetteur et le récepteur doit être prise en compte pour remplir le cahier des charges : doit-on émettre à 100m ou à 100km ? Les niveaux de puissances mis en jeu sont alors bien différents. La fréquence de fonctionnement du système doit être prise en compte également : plus la fréquence est importante et plus l'atténuation en air libre est grande.

On veillera dans tous les cas à dimensionner convenablement les équipements et disposer d'une certaine marge pour pallier les éventuelles atténuations supplémentaires qui peuvent être dues à des réflexions multiples (fading) ou à la météo (pluie, neige ...)

Chapitre 3

Émetteur

L'émetteur est le fondement du système radio. La conception des différentes fonctions électroniques le composant doit être faite avec grand soin car elle déterminera la qualité du signal qui sera ensuite traité par le récepteur.

3.1 Architecture

Le schéma fonctionnel classique d'un émetteur radio est donné à la figure 3.1

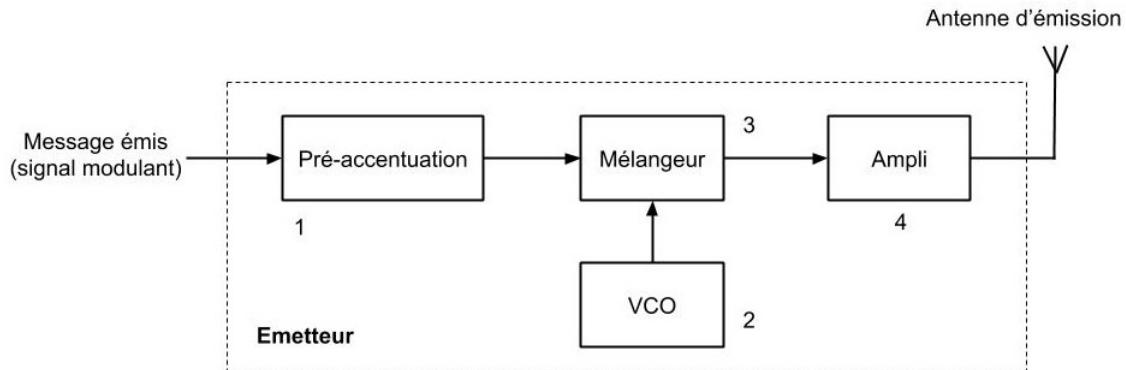


FIGURE 3.1 – Synoptique de l'émetteur

Nous présentons ci-dessous les différentes fonctions en faisant quelques rappels théoriques.

3.1.1 préaccentuation du signal BF

Dans le domaine audio, la préaccentuation consiste à amplifier les fréquences aiguës à partir d'une certaine fréquence. L'amplification est de plus en plus importante au fur et à mesure que la fréquence augmente. Ce qui impose la connaissance d'au moins deux paramètres :

- paramètre indiquant à partir de quelle fréquence le système doit commencer à faire effet : cette fréquence, appelée fréquence de coupure ou fréquence de transition, correspond au point pour lequel on note une amplification du signal de +3 dB
- paramètre indiquant la force avec laquelle le signal traité doit être amplifié : on parle de la pente d'amplification.

La préaccentuation adoptée pour la diffusion FM n'échappe pas à cette règle. La fréquence de coupure F_c est égale à environ 3180 Hz (correspondant à une constante de temps de 50 us) et une pente de 6dB/octave.

La désaccentuation est le procédé inverse de la préaccentuation, qui consiste à redonner à un signal audio préaccentué, son contenu fréquentiel d'origine. Elle est assurée par le récepteur FM lors du traitement du signal. D'un point de vue contenu audio pur, une préaccentuation immédiatement suivie d'une désaccentuation ne semble présenter aucun intérêt. Par contre, si entre le circuit de préaccentuation et celui de désaccentuation, le

signal audio passe dans un endroit "bruyant", cela permet de récupérer au bout de la chaîne, un signal audio moins perturbé.

3.1.2 Mélangeur et amplificateur

Le mélangeur est un composant électronique permettant d'assurer la fonction "changement de fréquence" en réalisant la translation du spectre de ce signal. Le mélangeur idéal est un multiplicateur : il permet de multiplier deux signaux d'entrée pour obtenir en sortie un signal dont les fréquences ont été additionnées ou soustraites.

Soit $S_{rf} = A_{rf}\cos(\omega_{rf}t + \phi_{rf})$ et $S_{ol} = A_{ol}\cos(\omega_{ol}t)$ respectivement le signal modulant et le signal de l'oscillateur local.

Le mélangeur assure une opération de multiplication, on se retrouve donc en sortie avec un signal de la forme :

$$S_{fi} = K(A_{ol}\cos(\omega_{rf}t + \phi_{rf}) * A_{rf}\cos(\omega_{ol}t))$$

Or,

$$\cos(a) \times \cos(b) = \frac{1}{2}(\cos(a+b) + \cos(a-b))$$

Donc,

$$S_{fi} = \frac{K}{2}A_{ol}A_{rf}(\cos((\omega_{rf} + \omega_{ol})t + \phi_{rf}) + \cos((\omega_{rf} - \omega_{ol})t + \phi_{rf}))$$

Graphiquement, on retrouve les deux composantes $\omega_{rf} + \omega_{ol}$ et $\omega_{rf} - \omega_{ol}$ de part et d'autre de la porteuse.

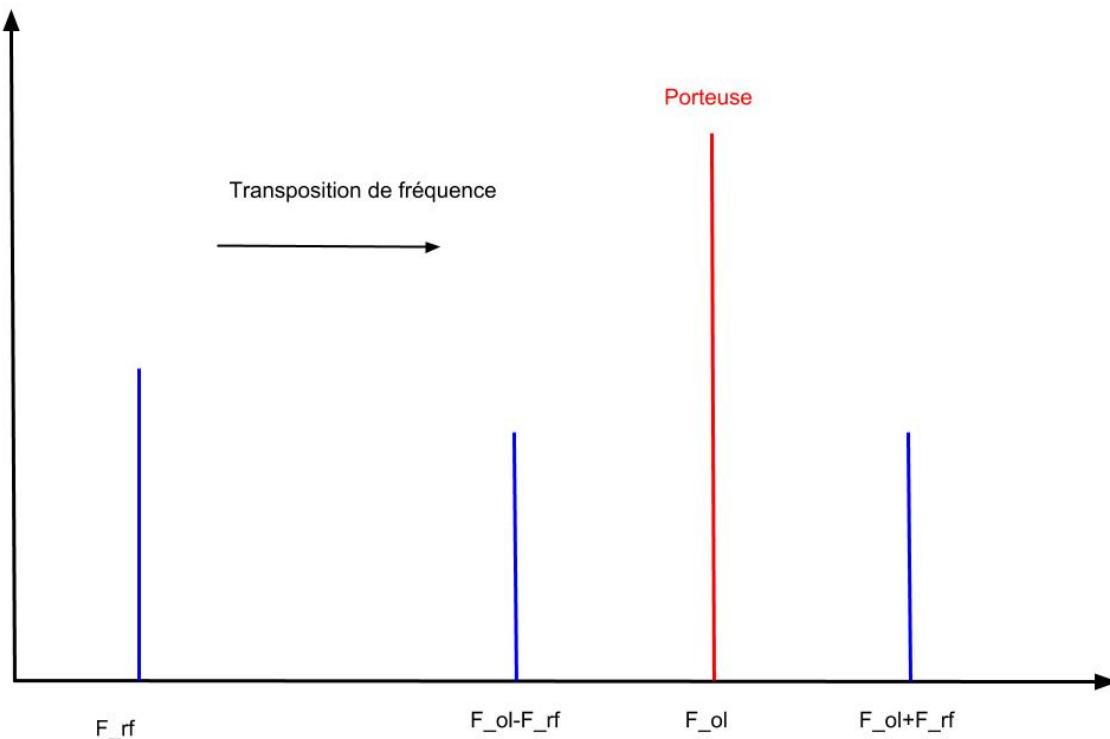


FIGURE 3.2 – transposition de fréquence

Il est important de noter que seule l'une des deux raies sera utilisée par le récepteur. On verra dans le prochain chapitre en quoi le problème de la fréquence image peut poser problème lors de la réception.

L'amplificateur sert à délivrer la puissance désirée à l'antenne d'émission. La puissance nécessaire dépend de l'application. Par exemple, les puissances délivrées par les Modem (liaison Wifi à 2.4Ghz ...) sont bien plus faibles que celles des émetteurs FM qui doivent couvrir des zones bien plus importantes. Ces derniers peuvent délivrer des puissances de plusieurs dizaines de kWatts !

3.1.3 VCO

L'oscillateur commandé en tension ou VCO est un système électronique qui génère un signal périodique dont la fréquence se stabilise en fonction de la tension d'entrée. Il existe différents types d'oscillateurs (oscillateur RC, oscillateur LC, oscillateur à quartz...). Les oscillateurs RC sont davantage utilisés en basse fréquence. Pour les systèmes de radiocommunication travaillant au-delà des VHF (à partir de 30MHz), on préférera utiliser des oscillateurs LC qui permettent d'atteindre des fréquences beaucoup plus élevées. Dans le cadre de notre émetteur/récepteur FM, nous utiliserons un oscillateur Clapp et un oscillateur couplé en croix à transistors bipolaires. Dans de nombreux VCO, une diode varicap (ou varactor) constitue l'élément clé du changement de fréquence. Ce composant présente la particularité d'avoir une capacité variable selon la tension inverse qui lui est appliquée.

3.2 Topologie et analyse des fonctions électroniques

La figure 3.3 présente le circuit électrique de l'émetteur radio. Les différentes fonctions encadrées correspondent à :

1. l'alimentation
2. la fonction de préaccentuation
3. le VCO et le mélangeur

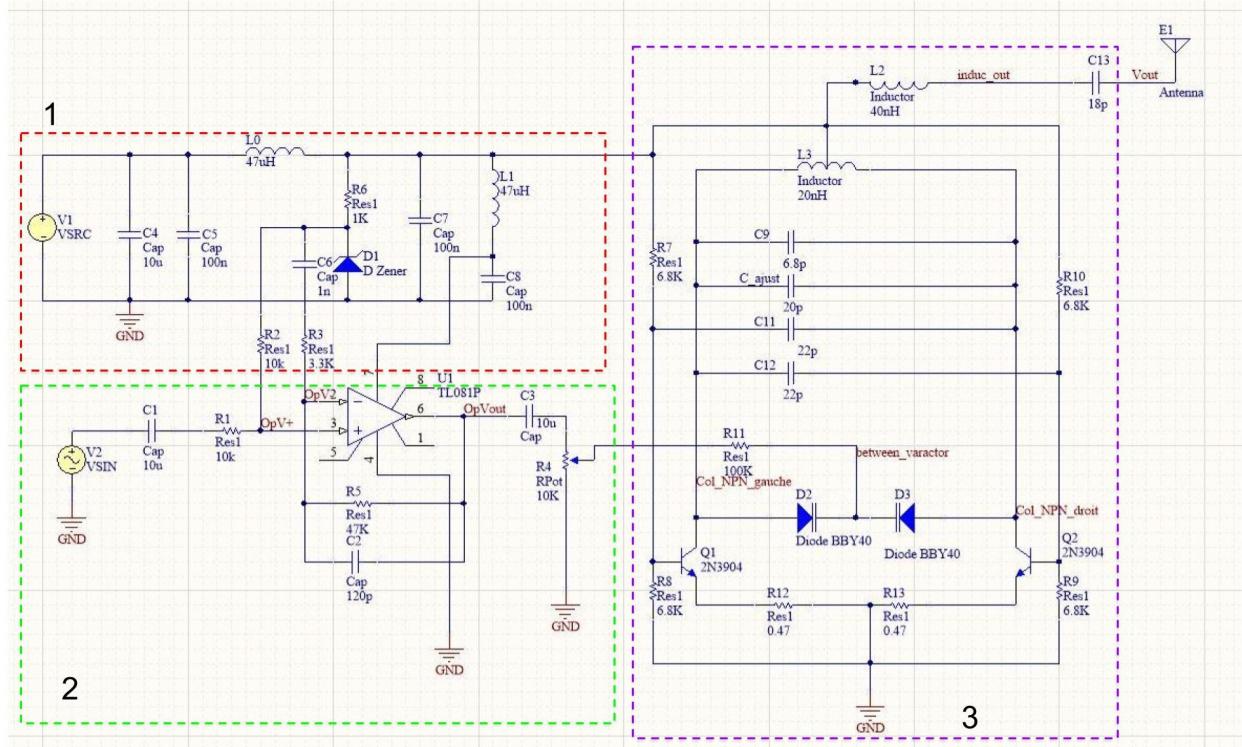


FIGURE 3.3 – Circuit complet de l'émetteur radio

3.2.1 Alimentation

L'alimentation est effectuée grâce à un régulateur de tension 12V. On notera que deux filtres passe-bas permettent de découpler la section haute fréquence des autres éléments du circuit. Ainsi, le filtre passe-bas en pi composé de de L0, C5 et C7 permet d'éviter que les signaux hautes fréquences ne viennent perturber l'alimentation V1. L'autre filtre passe-bas du second ordre, formé par l'inductance L1 et C8 permet d'alimenter la section BF sans que la HF ne vienne perturber son fonctionnement. De fait, nous avons pu remarqué lors des simulations que l'absence de filtre perturbait l'alimentation de l'ampli op et déformait complètement le signal en sortie de l'AOP.

3.2.2 Section basse-fréquence

La première observation notable dans cet étage concerne l'alimentation de l'AOP. Celui-ci est doté d'une alimentation simple alors qu'a priori, le signal audio d'entrée passe d'abord par un condensateur de liaison : le signal audio gravite donc autour d'un potentiel de 0 Volt. Si un tel signal attaque directement l'entrée de l'ampli op, on peut être certain que le signal de sortie sera écrêté. Un ampli opérationnel ne peut opérer que sur des signaux dont l'amplitude correspond à son alimentation ; en pratique un ampli op alimenté en +/- 12Volts ne pourra délivrer que des tensions comprises entre -11V et +11V environ. Donc dans notre cas, les signaux que peut traiter notre ampli op sans les distorsions doivent être compris entre 1 et 11 V.

Le diviseur de tension formé par R1, R2 permet de centrer le signal audio autour d'un potentiel de 6V, ce qui rend l'AOP pleinement fonctionnel. La diode Zener D1 joue le rôle de régulateur de tension. Elle permet de stabiliser la tension à ses bornes à une valeur voulue en absorbant plus ou moins de courant selon les besoins de la charge ou les fluctuations d'alimentation¹.

L'amplificateur opérationnel permet d'effectuer l'opération de préaccentuation. La norme est celle de la préaccentuation 50µs, qui correspond à une fréquence de 3180 Hz. Le montage de l'amplificateur est celui d'un amplificateur non-inverseur tel que :

$$\frac{OpV_{out}}{OpV_+} = 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \quad (3.1)$$

avec,

$$Z_1 = R_5 // Z_{C_2}$$

$$Z_2 = R_3 + Z_{C_6}$$

L'objectif de cet étage est d'amplifier uniquement les fréquences supérieures à 3180 Hz. Ainsi pour cette fréquence de coupure, le signal doit être amplifié de 3dB. Une analyse par pôles dominants permet de déterminer l'expression de la fréquence de coupure voulue.

1. En supposant pour les basses fréquences,

$$Z_{C_2} \gg Z_{C_6} \gg R_5 \gg R_3$$

on a :

$$\frac{OpV_{out}}{OpV_+} \sim 1 + \frac{R_5}{Z_{C_6}} \sim 1$$

2. Quand la fréquence augmente, la réactance de C_6 diminue de sorte que la relation $Z_{C_6} \gg R_5$ n'est plus valide. Ainsi la première fréquence de coupure est donnée par :

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi C_6 R_5} \quad (3.2)$$

Pour des fréquences supérieures à f_{c1} , le gain est à présent fonction de la fréquence avec une pente de 6dB/octave,

$$\frac{OpV_{out}}{OpV_+} \sim 1 + \frac{R_5}{C_6} \omega$$

La deuxième contrainte est imposée par la deuxième fréquence de coupure. Elle doit être strictement supérieur à 20kHz (limite du spectre sonore) de sorte que le gain augmente toujours jusqu'à cette limite. Cette deuxième fréquence de coupure est atteinte lorsque la réactance de C_6 croise la résistance R_3 . Dans ce cas, on obtient :

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi C_6 R_3} \quad (3.3)$$

1. pour une explication imagée : <http://subaru.univ-lemans.fr/AccesLibre/UM/Pedago/physique/02/electro/zener.html>

Pour des fréquences supérieures à f_{c2} , le gain vaut alors :

$$\frac{OpV_{out}}{OpV_+} \sim 1 + \frac{R_5}{R_3}$$

Une fois établies les équations du montage, il nous suffit de fixer R_5 (sans prendre une valeur ni trop faible ni trop grande bien évidemment) et de calculer la valeur de C_6 pour la première fréquence de coupure (équation 3.6). On normalise ensuite la valeur de C_6 pour obtenir un condensateur "commercial". La deuxième étape consiste à partir de la valeur du condensateur C_6 donnée, de déterminer R_3 de sorte que la deuxième fréquence de coupure soit en dehors du spectre sonore (équation 3.8). On normalise ensuite R_3 et on choisit C_2 de façon à ce que la relation $Z_{C_2} \gg Z_{C_6} \gg R_5 \gg R_3$ reste valable dans le domaine sonore.

Avec les valeurs de notre schéma, on obtient :

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi C_6 R_5} = \frac{1}{2\pi \cdot 1.10^{-9} \cdot 47 \cdot 10^3} = 3380 Hz$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi C_6 R_3} = \frac{1}{2\pi \cdot 1.10^{-9} \cdot 3 \cdot 3.10^3} = 48 kHz$$

La simulation de la réponse fréquentielle du système de préaccentuation est donnée par le graphe ci-dessous.

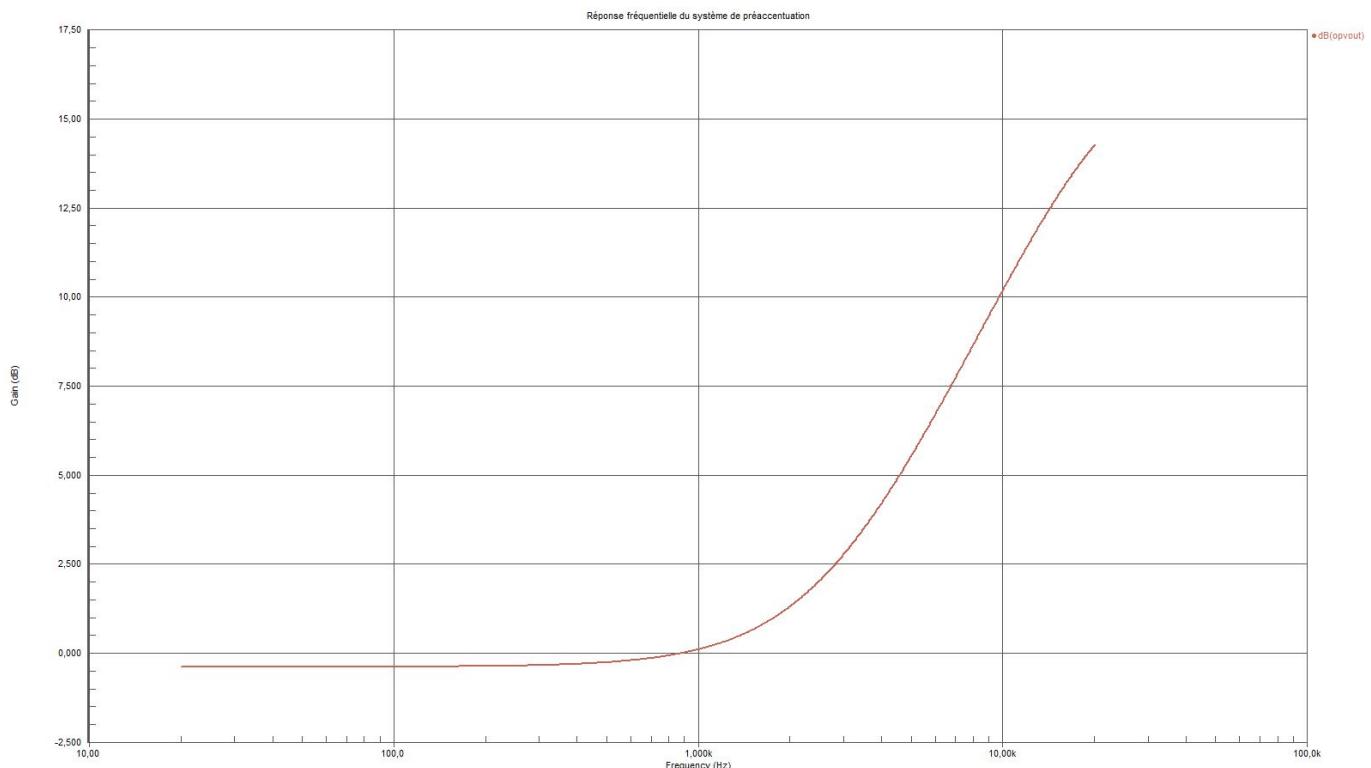


FIGURE 3.4 – Préaccentuation du signal sonore

3.2.3 Section haute fréquence

L'oscillateur que nous utilisons dans cet étage est un VCO LC à transistors couplés en croix (Cross-coupled LC VCO) dont la fréquence de résonance dépend de l'inductance L3 et des condensateurs

3.2.3.1 Circuit LC

Un circuit LC stocke de l'énergie électrique. Le condensateur stocke de l'énergie dans le champ électrique E entre ses plaques et l'inductance stocke de l'énergie dans son champ magnétique (qui dépend du courant traversant la bobine).

Si l'inductance est connectée à un condensateur chargée, le courant commence à traverser la self et celle-ci commence à stocker de l'énergie dans son champ magnétique. Ce faisant, le condensateur commence à se décharger jusqu'à ce que toute la charge ait été évacuée et que la tension à ses bornes atteigne 0. Mais le courant délivré par l'inductance va commencer à charger le condensateur avec un voltage inverse. L'énergie requise pour charger le condensateur est donc extraite du champ magnétique. Quand le champ magnétique est complètement dissipé, le courant stoppe et la charge est de nouveau stockée dans le condensateur, le champ électrique est inversé par rapport à celui de la condition initiale. Le cycle se répète et la bobine est de nouveau chargée mais le sens du courant est lui aussi inversé.

la fréquence de résonance d'un circuit LC est donnée par :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.4)$$

Il est à noter que ni les inductances ni les condensateurs ne sont parfaits, si le circuit n'est pas alimenté par un circuit extérieur, les résistances parasites finiront par dissiper toute l'énergie jusqu'à ce que les oscillations cessent.

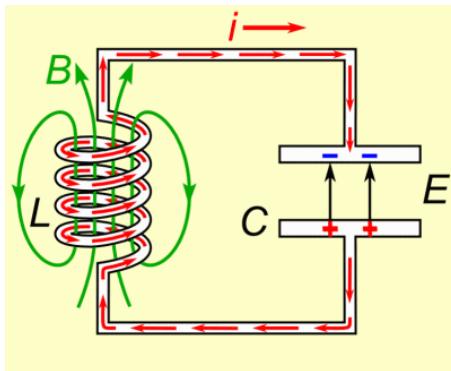


FIGURE 3.5 – Charge et décharge du condensateur et de l'inductance dans un circuit LC parallèle

Dans notre cas, l'inductance de la résonance est L_3 (ou L_4 et L_5 , ce qui revient au même). De nombreux éléments capacitifs jouent un rôle dans la résonance. Il y a les capacités C_9 , C_{ajust} , C_{11} , C_{12} , les capacités base-collecteur des transistors et les deux varactors D_2 et D_3 .

3.2.3.2 Cross-coupled VCO

Le VCO que nous utilisons est proche du fonctionnement d'un multivibrateur astable. L'idée est que les deux transistors Q1 et Q2 fonctionnent en commutation de sorte que lorsque l'un des deux est passant, l'autre est bloqué.

Reprendons notre circuit en supprimant les varactors afin de clarifier le montage. On notera également que l'auto-transformateur composé par la bobine L_3 de la figure 3.3 a été modélisé par deux inductances en série.

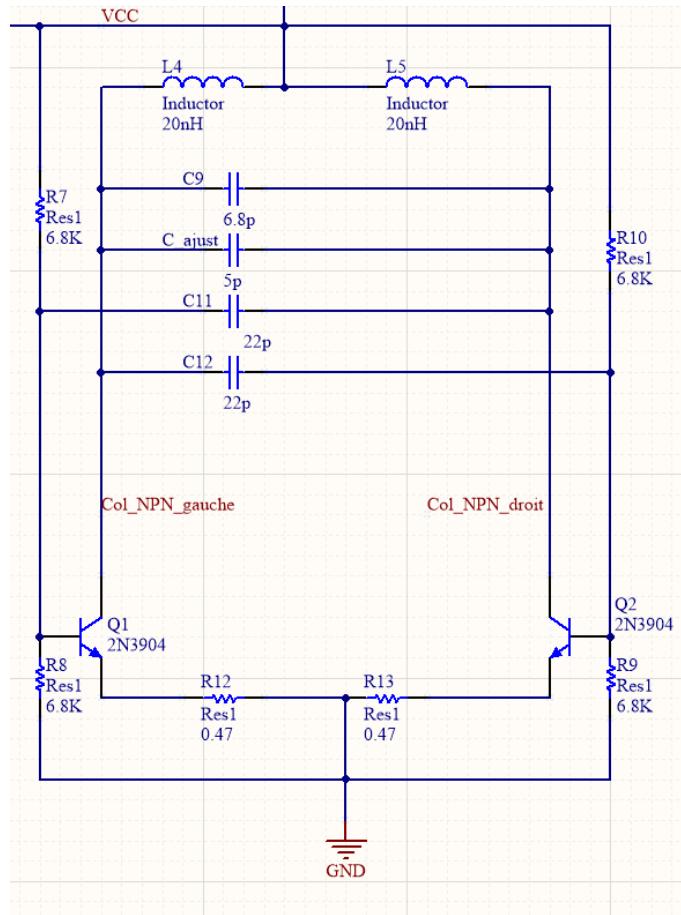


FIGURE 3.6 – Oscillateur couplé en croix à transistors bipolaires

La fréquence d'oscillation n'est pas seulement donnée par les valeurs des condensateurs et des inductances strictement en parallèle (L_4/L_5 et C_9 et C_{ajust}). En effet, les condensateurs reliant les collecteurs et bases des deux transistors influent également (C_{11} et C_{12}). À ceux-ci, il faut ajouter les capacités de jonction base-collecteur des deux transistors qui ne sont pas négligeables dans le calcul des capacités totales.

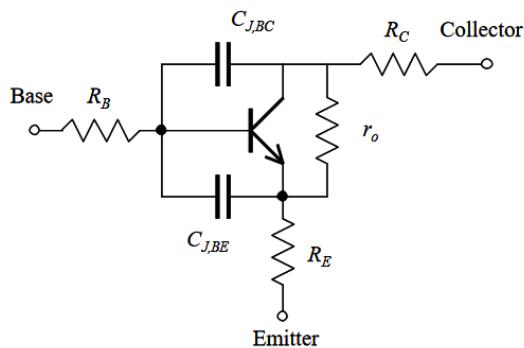


FIGURE 3.7 – Modèle réel d'un transistor bipolaire

Dans notre cas, la capacité $C_{J,BC}$ du transistor utilisé (2N3553, adéquat pour les applications d'oscillateurs en VHF) est proche de celle des capacités de base C_{11} et C_{12} . Cette capacité dépend de la fréquence de travail et du voltage collecteur-base. Dans le modèle SPICE que nous utilisons pour faire les simulations, cette capacité est considérée comme fixe et donnée par le paramètre CJC. Elle vaut 34pF pour le 2N3553.

L'idée pour qu'il y ait oscillation dans le circuit 3.6 est que la charge et décharge des capacités vont faire varier la tension V_{be} aux bornes des transistors permettant l'alternance entre état bloquant et état passant.

Supposons que Q2 soit passant et Q1 bloquant. La décharge des condensateurs va produire une hausse de tension sur la base de Q1 de sorte que lorsque la tension nécessaire est atteinte (typiquement 0.6V) le transistor va devenir passant. Le transistor Q1 est alors saturé et ce faisant la tension VCE diminue brutalement pour descendre à 0V (ou presque ... généralement 0,2V).

Ce brusque changement de tension va ramener les plaques de "gauche" des condensateur C_{11} et de jonction base-collecteur à un potentiel très faible inversant donc le champ à leurs bornes. Comme C_{12} est relié à la fois au collecteur de Q1 et à la base de Q2, la tension Vbe de Q2 va chuter pour le faire passer en état bloquant et le cycle continue².

La fréquence de résonance de notre système dans ces conditions est donnée par la formule suivante³ :

$$f_{osc} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L(2C_A + C_B)}} \quad (3.5)$$

où

$$C_A = \frac{2C_{J,BC}C_b}{C_{J,BC} + C_b}, \quad C_B = 2C_{parallèle} \quad (3.6)$$

et

$$C_b = C_{11} \text{ ou } C_{12}, \quad C_{parallèle} = C_{ajust} + C_9 \quad (3.7)$$

avec les valeurs de la figure 8 et en supposant que la capacité de jonction base-collecteur vaut 34,6 pF à notre fréquence de travail on a :

$$C_A = \frac{2.34,6.10^{-12}.22.10^{-12}}{34,6.10^{-12} + 22.10^{-12}} = 26,9pF$$

et

$$C_B = 2.11,8.10^{-12} = 23.6pF$$

soit :

$$f_{osc_{théorique}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{40nH(2.26,9pF + 23,6pF)}} \approx 90Mhz$$

La simulation sous Altium donne une fréquence d'oscillation proche de la valeur théorique (voir Annexe 1, fig A.1)

$$f_{osc_{simulation}} \approx 94Mhz$$

En modifiant la valeur de $C_{parallèle}$ à 36.8 pF on obtient :

$$f_{osc_{théorique}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{40nH(2.26,9pF + 73,6pF)}} \approx 70Mhz$$

La simulation donne dans ce cas (voir Annexe 1, fig A.2) :

$$f_{osc_{simulation}} = \frac{5.10^9}{673 - 603} = 71Mhz$$

2. exemple d'un multivibrateur astable fonctionnant avec un circuit RC
3. article décrivant le fonctionnement de ce type d'oscillateurs

Lors de la simulation, en modifiant les paramètre CJC du modèle SPICE des transistors, et donc en modifiant les capacités des jonctions base-collecteurs, on peut trouver des fréquences variant de plusieurs Mhz. Il faut donc veiller à lire attentivement les datasheet des transistors pour prévoir les valeurs de ces capacités. Les transistors couplés agissent également comme étage de puissance de l'émetteur. On veillera à prendre des transistors dont le courant de collecteur maximal est important : lors des simulations ceux-ci peuvent atteindre jusqu'à 700 mA !.

Le système de la figure 3.6 ne constitue qu'un oscillateur. Si on revient sur la topologie de notre émetteur (fig 3.3), on voit apparaître en parallèle des deux condensateurs C_{ajust} et C_9 les deux varactors D_2 et D_3 . C'est la propriété de ces varicap qui va nous permettre de transformer notre oscillateur en un oscillateur-mélangeur.

Le signal préaccentué provenant de la section basse fréquence passe d'abord par la capacité de liaison C_3 . La résistance R_{11} permet d'appliquer aux diodes varicap le signal préaccentué. Ainsi le signal préaccentué va fixer un certain potentiel sur la cathode des deux varactors. Suivant l'amplitude du signal la variation de la capacité des deux diodes sera plus ou moins importante, or ces capacités viennent s'ajouter à ceux du reste du montage, la fréquence d'oscillation sera donc modifiée.

L'oscillateur fonctionne donc à présent en mélangeur. Le potentiomètre R_4 règle l'amplitude du signal appliquée aux bornes de D_2 et D_3 , on ajuste ainsi l'excursion en fréquence.

3.3 Application du signal modulé à l'antenne

La récupération de l'onde modulé s'effectue par couplage inductif. La seconde self L_2 , elle-même reliée à l'antenne tout en étant imbriquée dans L_3 , capte le champ électromagnétique émis par L3 : Les deux selfs constituent un auto-transformateur.

Pour réaliser les selfs L_3 et L_2 qui sont de valeur très faible, on peut utiliser des fils électriques domestiques et ce, pour plusieurs raisons :

1. Le nombre d'enroulements est très réduit puisque les inductances sont de très faibles valeurs. On peut donc prendre des "gros fils".
2. L'isolation des fils va permettre d'enrouler un fil à l'autre afin de réaliser le couplage magnétique
3. On limite les pertes ohmiques des inductances (rappelons-le , la résistance d'un fil est donnée par : $R = \rho * \frac{L}{S}$ donc plus la section est importante, plus les pertes Joule dans le fil sont minimisées).

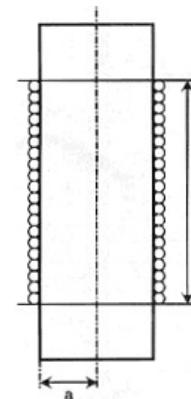
Le risque est que la longueur du fil fasse office d'antenne et que des ondes parasites soient captées ça et là.

Pour les selfs que nous allons réaliser, à air et à une seule couche, la formule la plus connue et la plus précise est celle dite de Nagaoka⁴.

$$L = \frac{(0.0395 * a^2 * n^2 * k)}{b}$$

où

- a : rayon de la bobine en cm.
- b : longueur de la bobine en cm
- n : nombre de spires
- L : inductance en μH
- k : coefficient donné par la relation $\frac{2a}{b}$



En prenant un enroulement de 5 spires, une longueur totale de 3 cm, un rayon de 0,4 cm on obtient :

$$\frac{2a}{b} = \frac{0.8}{3} = 2.67 \rightarrow k = 0.9L = \frac{(0.0395 * 0.4^2 * 5^2 * 0.9)}{3} = 0.047\mu\text{H} = 47n\text{H} \quad (3.8)$$

Il faut toutefois avoir à l'esprit que cette valeur est donnée avec une certaine approximation (jusqu'à 30% suivant le montage). C'est pourquoi le condensateur C_{ajust} de la figure 3.6 est un condensateur variable : il permet d'ajuster la fréquence centrale de la porteuse. Cependant, ces condensateurs n'ont pas une plage de

4. <http://www.tavernier-c.com/bobinages.htm>

variation infinie, c'est pourquoi il est important de dimensionner correctement la bobine.

Pour la réalisation pratique, on peut utiliser un foret de 3mm de rayon et du fil de cuivre de 1.5 ou 2 mm². La gaine fait un peu moins d'un millimètre d'épaisseur ce qui réduira un peu la valeur de l'inductance. On enroule d'abord L_3 puis on vient intercaler L_2 entre les enroulements de L_3 . Il faut ensuite faire une petite entaille au milieu L_3 que l'on reliera à Vcc (d'où la modélisation de L_3 à l'aide de deux inductances L_4 et L_5 sur le schéma de la figure 3.6)

3.4 Simulation du système complet

La simulation du système complet a été effectué sous Mixed Sim à l'aide d'Altium. Pour cette simulation nous avons considéré d'une part que les inductances avaient une valeur un peu inférieure à celles que nous avons calculé et avons considéré que l'auto-transformateur n'était pas parfait (inductance de fuite assez importante).

La simulation a été réalisé avec les modèles SPICE des transistors 2N3553, l'inductance L_3 valant 30 nH, L_2 30 nH, et la capacité de C_{ajust} est fixée à 30 pF. Le coefficient de couplage entre les bobines a été fixé à 0.7 (un coefficient de 1 correspond à un transformateur idéal : l'inductance de fuite est nulle). Sous Mixed Sim, il n'est pas possible comme avec LTspice d'inclure directement des directives dans le schematic (ou alors il faut vraiment beaucoup chercher...), il est toutefois possible après avoir générer la Netlist du schematic d'ajouter une directive K permettant de réaliser le couplage entre les bobines. C'est ce que nous avons fait avec L_2 et L_3 .

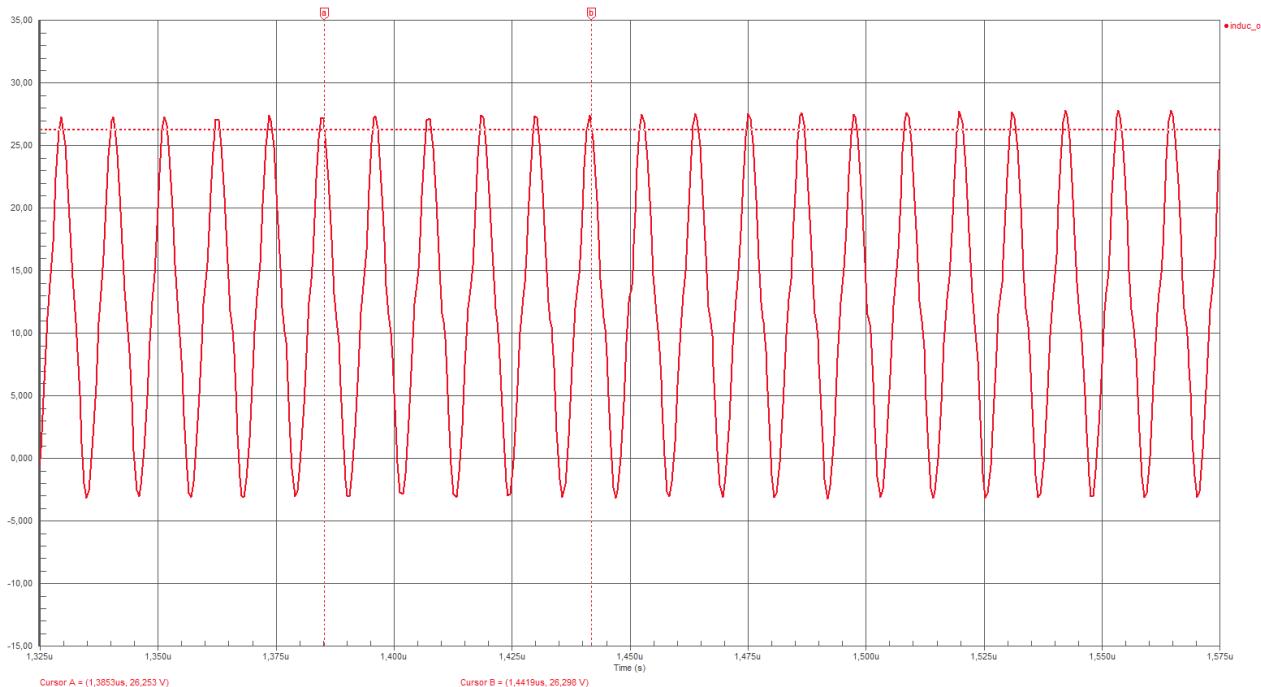


FIGURE 3.8 – Signal de sortie de l'émetteur avant découplage pour $C_{ajust} = 30\text{pF}$

Le signal qui attaque l'antenne a donc une amplitude de 30V et une fréquence de 89Mhz. La valeur de C_{ajust} est volontairement fixé à 30 pF puisque nous savons que sa valeur peut varier entre 5pF et 30pF. Si on diminue la valeur de C_{ajust} , on augmentera la fréquence de la porteuse. Effectivement, lorsqu'on fixe la valeur de C_{ajust} à 5pF, le signal de sortie gravite autour d'une fréquence porteuse de 111Mhz. *A priori* notre signal modulé se situera bien dans la bande FM avec comme minimum de fréquence 88Mhz et comme maximum 111Mhz.

3.5 Réalisation du circuit imprimé

La réalisation du circuit imprimé a été fait selon les choix de composants que nous avons faits. La majorité des composants sont des traversants pour la simple raison qu'il nous semblait judicieux de pouvoir dessouder certains composants et les remplacer par d'autres facilement, l'étude théorique et la simulation ne permettant pas toujours d'obtenir les résultats escomptés. La carte est par conséquent plus grande mais elle est modulable.

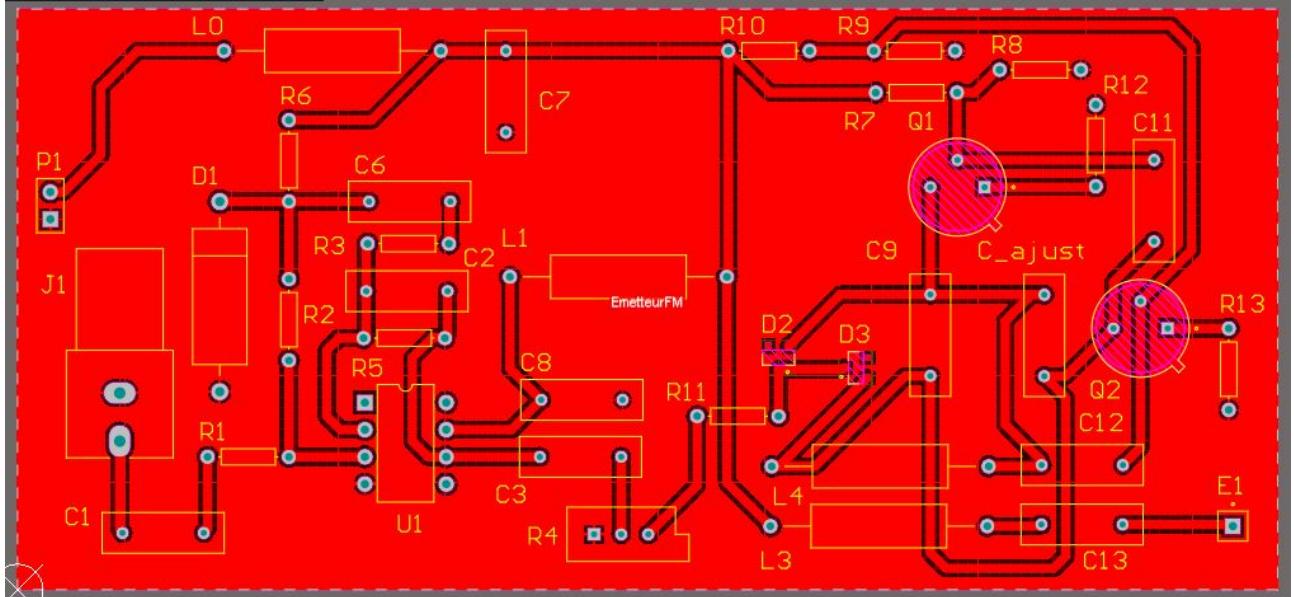


FIGURE 3.9 – Typon du circuit imprimé de l'émetteur

L'entrée audio s'effectue par le biais d'un connecteur RCA (J1 sur le circuit) et l'alimentation est branchée sur le header P1. L'inductance L_4 doit être reliée en son milieu à V_{CC} (à la branche gauche de L_3 par exemple qui est elle-même reliée à V_{CC}). L'antenne d'émission correspond au port E1 sur le typon

La carte est assez grande et mesure 118mm par 54mm. Dans les systèmes de radiocommunication, les grandes dimensions sont généralement à proscrire. D'une part parce qu'elles sont plus difficile à intégrer dans un autre système et d'autre part parce que de nombreux phénomènes parasites peuvent surgir. Par exemple, la branche reliant la base du transistor Q_2 à R_9 est un peu trop longue : elle pourrait se comporter comme une antenne et capter des tensions parasites indésirables.

Le draftman document est donné en Annexe 1, figure A.3.

Chapitre 4

Récepteur

Dans cette partie nous présenterons l'architecture et analyserons les différentes fonctions électroniques du récepteur comme nous l'avons fait pour l'émetteur.

4.1 Architecture

Antenne de réception

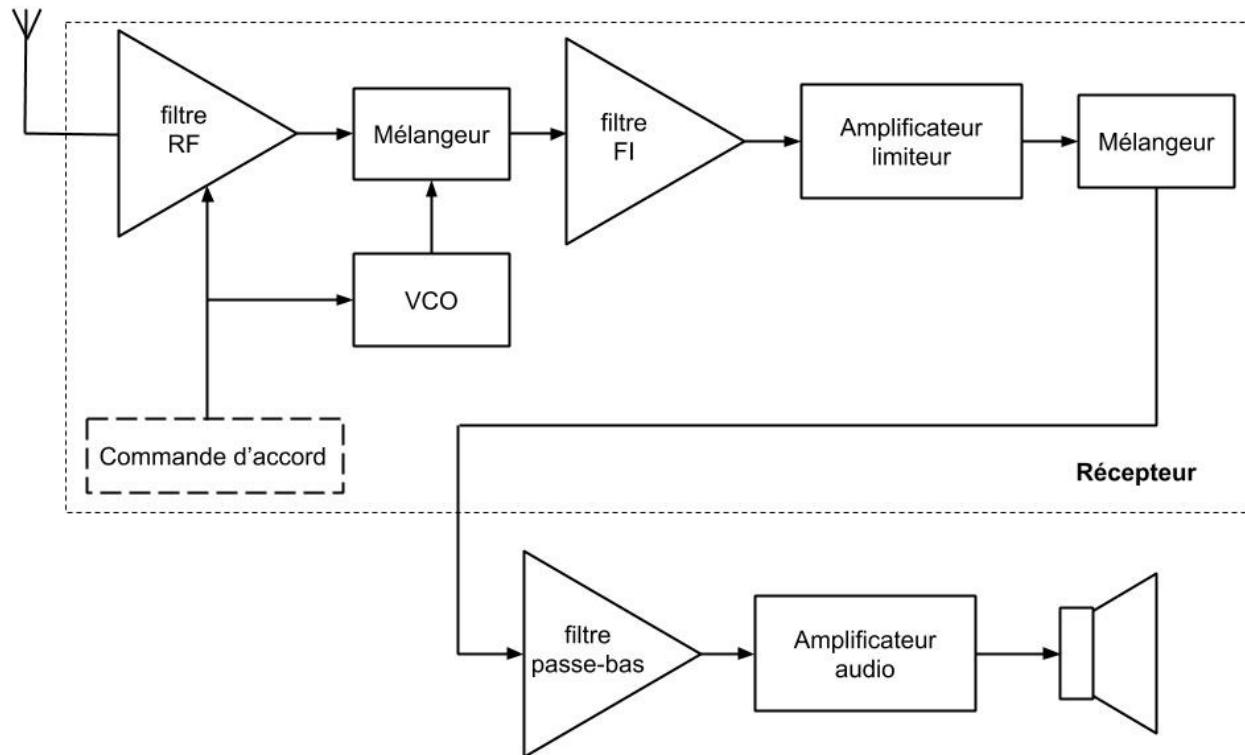


FIGURE 4.1 – Schéma fonctionnel du récepteur

Le synoptique ci-dessus présente le récepteur FM couplé à l'amplificateur audio permettant d'écouter le signal démodulé. Ce récepteur est composé :

1. d'une antenne de réception (!). Celle-ci doit encore une fois être dimensionnée de telle sorte que le maximum de puissance soit reçu sur la bande de fréquence désirée.
2. d'un filtre RF. Ce filtre sélectionne la bande de fréquence à démoduler. Il permet de présenter au premier mélangeur un spectre épurée ne contenant que la fréquence voulue. On évite ainsi de démoduler la fréquence image.
3. d'un premier mélangeur qui assure l'abaissement de fréquence vers une fréquence intermédiaire de 10.7Mhz.

4. d'une commande d'accord : celle-ci permet de régler à la fois la sélectivité du filtre RF et la fréquence du VCO. Les deux fonctions électroniques sont réglées conjointement : le circuit est accordé.
5. d'un filtre FI qui permet de ne récupérer que la fréquence intermédiaire issue de la transposition de fréquence ($f_i = f_{rf} - f_{ol}$). Cette fonction est assurée par un filtre céramique.
6. d'un amplificateur limiteur qui se charge d'amplifier et écrêter le signal f_i . L'information étant transportée dans la fréquence instantanée, cette opération n'affecte pas le message.
7. d'une autre mélangeur. Il s'agit en réalité d'un démodulateur de fréquence à quadrature. Celui assure la transposition de fréquence intermédiaire vers le signal démodulé audio. L'idée par rapport à un mélangeur classique est que ce démodulateur ne mélange pas deux signaux de fréquence différente. Les deux signaux sont de fréquence identique mais de phase différente. On utilise donc un circuit RLC pour déphasier le signal de fréquence intermédiaire et l'injecter dans ce démodulateur.
8. d'un filtre passe-bas. Comme nous l'avons indiqué le signal émis a d'abord été pré-accentué. Le filtre passe-bas devra donc prendre en compte cette déformation du signal. Ainsi, le filtre passe-bas a sa fréquence de coupure non pas à 15kHz mais à la fréquence de coupure de l'étage de pré-accentuation, c'est-à-dire 3180 Hz. L'atténuation est la même : il s'agit également d'un filtre de premier ordre avec une diminution du gain de 6dB/octave.
9. d'un amplificateur audio classique, basé autour d'un LM386.

4.2 Oscillateur de réception

4.2.1 Condition d'oscillation

Revenons d'abord sur les conditions d'oscillations d'un VCO. Le schéma fonctionnel ci-dessous présente la structure générale d'un oscillateur.

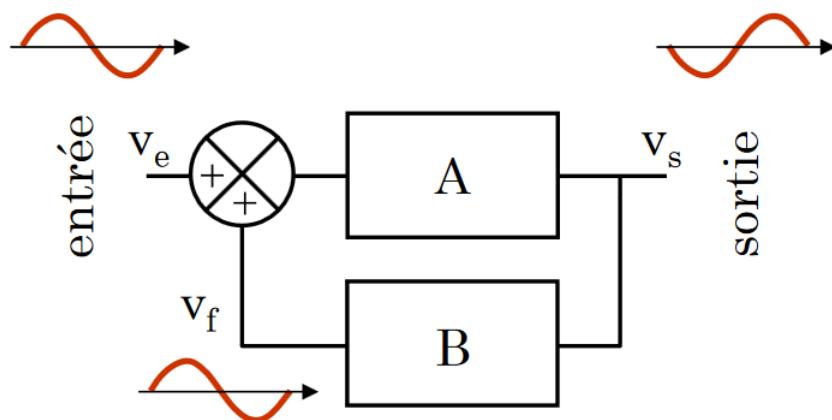


FIGURE 4.2 – Chaîne d'action et de contre réaction d'un oscillateur

La structure d'un oscillateur peut se ramener à celle d'un système bouclé (ou en boucle fermée) constitué par :

- Une chaîne directe ou d'action de transfert $A(p)$.
- Une chaîne de retour ou de réaction $B(p)$.
- Un comparateur qui réalise la différence entre le signal d'entrée et la partie du signal de sortie réinjectée à l'entrée.

La fonction de transfert d'un tel système s'écrit :

$$T(p) = \frac{V_s(p)}{V_e(p)} = \frac{A(p)}{1 + A(p)B(p)} \Rightarrow A(p)V_e(p) = [1 + A(p)B(p)]V_s(p) \quad (4.1)$$

Lorsque le signal d'entrée $V_e(t)$ est nul, on a alors :

$$[1 + A(p)B(p)]V_s(p) = 0 \quad (4.2)$$

et pour que $V_s(p) \neq 0$, il faut que :

$$1 + A(p)B(p) = 0 \Rightarrow A(p)B(p) = -1 \quad (4.3)$$

d'où le critère de Barkhausen ou condition d'auto-oscillation

$$A(j\omega)B(j\omega) = -1 \Rightarrow \begin{cases} Re[A(j\omega)B(j\omega)] = -1 & \Leftrightarrow ||A(j\omega)B(j\omega)|| = 1 \\ Im[A(j\omega)B(j\omega)] = 0 & Arg[A(j\omega)B(j\omega)] = \pi + 2k\pi \end{cases}$$

Dans la pratique, la condition d'accrochage de l'oscillateur est obtenue lorsque $||A(j\omega)B(j\omega)||$ est légèrement supérieur à 1. L'amplitude est ensuite limité par la saturation des composants de sorte que les oscillations ne divergent pas.

4.2.2 Topologie

Ci-dessous figure la topologie d'un oscillateur de Clapp dont les paramètres ont été choisi de telle sorte que la tension de commande permette de couvrir l'ensemble de la bande FM.

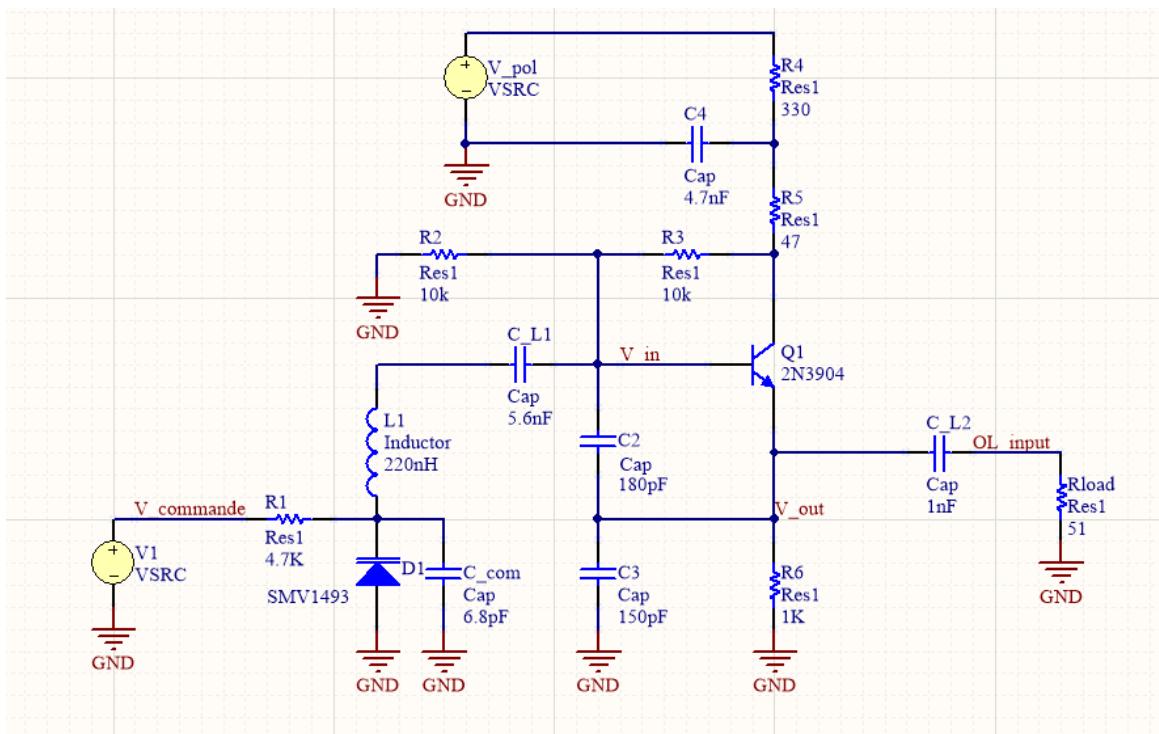


FIGURE 4.3 – Topologie d'un oscillateur de Clapp à BJT

Le montage ci-dessus est celui-ci d'un collecteur commun (!). En effet le potentiel de référence pour la polarisation correspond bien au potentiel entre R_3 et R_5 , les résistances R_4 et R_5 abaissant simplement la tension issue de V_{pol} . L'émetteur est ici relié à la charge à piloter mais on peut aussi récupérer le signal sur le collecteur, les simulations sont concluantes dans les deux cas.

L'étage d'amplification est réalisé à partir d'un transistor bipolaire, ici de type 2n3904 et d'un circuit de type LC constitué par l'inductance L_1 , les capacités C_2 , C_3 et celle du varacteur. La capacité de liaison C_{L1} empêche la tension de commande (continue) de venir perturber la polarisation du transistor. Elle est en série avec la varicap et de valeur beaucoup plus grande que celles du circuit oscillant. C'est pourquoi sa contribution ne sera pas prise en compte dans les calculs à venir.

La conception du circuit doit prendre en compte certains paramètres de façon à limiter au maximum le bruit de phase de l'oscillateur et ainsi améliorer la pureté spectrale du signal :

1. Transistor doit présenter un faible bruit
2. Q du circuit LC doit être le plus grand possible (celui-ci détermine la sélectivité du circuit LC : plus il est grand plus les variations de fréquence seront faibles)
3. Les amplitudes des oscillations doivent être assez élevées, elles doivent toutefois rester nettement inférieures à la tension de commande qu'on applique à la diode (sinon la capacité de cette dernière est commandée par les fluctuations de tension et non plus par la tension de commande). C'est pourquoi on utilise souvent des diodes de plusieurs dizaines de Volts de façon à limiter les fluctuations de capacité.

D'autre part, un paramètre primordial dans la conception du VCO consiste en la calibration du circuit LC de façon à déterminer la bande couverte : le couplage du varactor au circuit LC doit être réalisé de sorte que le VCO délivre toutes les fréquences que nous souhaitons entre F_{min} et F_{max} .

ATTENTION ! nous rappelons également que l'oscillateur de réception n'effectue pas la démodulation complète du signal : celui-ci doit simplement abaisser la fréquence f_{rf} vers une fréquence intermédiaire f_i de 10,7MHz. Comme la bande FM couvre une bande de fréquence de **87.5MHz à 108MHz**, notre oscillateur devra être capable de fournir des oscillations dont la fréquence est comprise entre **76Mhz et 98Mhz**.

4.2.3 Caractérisation de l'oscillateur de Clapp

L'objectif de cette partie est de déterminer les conditions et la fréquence d'oscillation de l'oscillateur de Clapp. L'exemple est donné dans le schéma suivant avec un FET, on considère bien sûr qu'il s'agit d'un bipolaire (pour les calculs, l'admittance d'entrée g_{11} du transistor n'est pas nulle avec un bipolaire). La ligne en gras sur le schéma équivalent du transistor représente le circuit source (émetteur) du transistor.

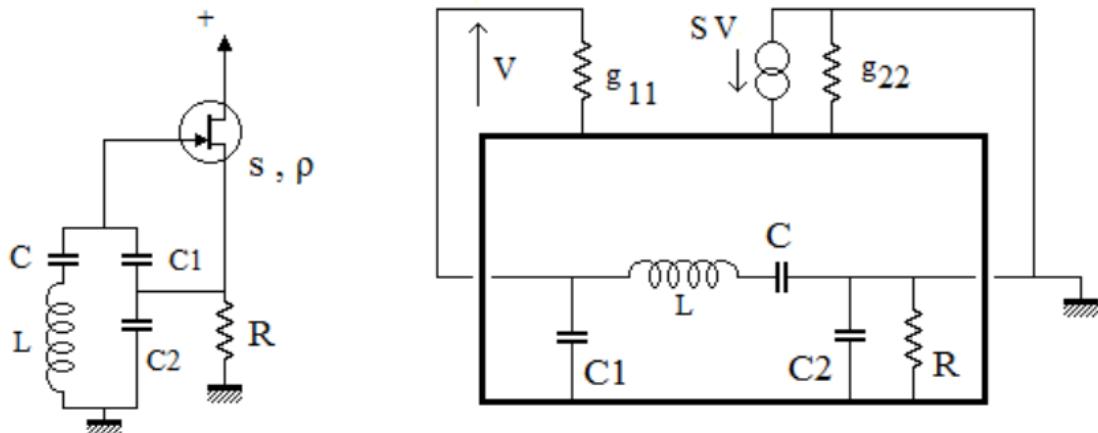


FIGURE 4.4 – schéma équivalent d'un oscillateur de Clapp en collecteur commun

Le schéma équivalent du transistor correspond à la chaîne d'action et celle du bas au circuit de réaction. Les deux quadripôles sont montés en parallèle de sorte que leurs matrices d'admittance peuvent d'additionner pour modéliser le système global. Le système oscille à condition que le déterminant de cette matrice soit nul. Expliquons ce dernier point.

Si on reprend le schéma en bloc de la figure 4.2, on peut remarquer que les courants d'entrée et de sortie de celui-ci doivent être nuls : en effet le montage est autonome (au sens des petits signaux) et ne reçoit donc pas de signal en entrée, ni n'en fournit en sortie.

C'est-à-dire, en notant Y la matrice du système global, Y_a la matrice du quadripôle du transistor et Y_b celle du quadripôle du circuit RLC :

$$Y = Y_a + Y_b$$

$$I = YV$$

avec,

$$Y = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$$

les courants d'entrée et de sortie du quadripôle équivalent s'écrivent donc :

$$\begin{pmatrix} I_e \\ I_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_e \\ V_s \end{pmatrix}$$

avec,

$$\begin{pmatrix} I_e \\ I_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

on obtient,

$$\begin{cases} 0 = Y_{11}V_e + Y_{12}V_s \\ 0 = Y_{21}V_e + Y_{22}V_s \end{cases}$$

Ce qui conduit à

$$Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21} = 0$$

C'est-à-dire à $\boxed{\det(Y) = 0}$.

Un article très détaillé donne tous les développements des calculs (assez lourds) menant aux résultats suivants¹. Avec les notations de la topologie de la figure 4.3, on définit :

$$\omega_0^2 = \frac{C_2C_3 + C_{D1}C_2 + C_{D1}C_3}{LC_{D1}C_2C_3}$$

en régime permanent, la fréquence d'oscillation est donnée par :

$$\omega_{osc}^2 = \frac{1}{2} \left(\omega_0^2 + \frac{g_{11}G}{C_2C_3} + \sqrt{\left(\omega_0^2 + \frac{g_{11}G}{C_2C_3} \right)^2 - \frac{4}{LC_{D1}} \frac{g_{11}G}{C_2C_3}} \right)$$

avec g_{11} l'admittance d'entrée du transistor et $G = g_{22} + \frac{1}{R_6//R_{load}}$ (g_{22} étant l'admittance de sortie du transistor)
Et pour de grandes valeurs de C_2 et C_3 , on a :

$$\omega_{osc} \approx \omega_0 \sqrt{1 + \frac{g_{11}G(C_2 + C_3)}{L\omega_0^4 C_2^2 C_3^2}} \approx \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C_{D1}} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right)} \quad (4.4)$$

1. (se référer aux pages 100-104)
http://physique-maennel.pagesperso-orange.fr/wa_files/8_20Th_C3_A9orie_20des_20oscillateurs_20v4.pdf

En notant s la transconductance du transistor (ou la pente du transistor en régime dynamique) La condition d'oscillation est donnée par :

$$s \geq G \frac{C_2}{C_3} + g_{11} \frac{C_3}{C_2} \quad (4.5)$$

la transconductance s est fonction du courant de collecteur I_c , on peut donc chercher à minimiser la puissance consommée en diminuant le courant de collecteur en considérant s comme une fonction de C_2 et C_3 et en cherchant

$$\min(s(C_2, C_3)) = \min\left(G \frac{C_2}{C_3} + g_{11} \frac{C_3}{C_2}\right)$$

ce qui conduit à

$$\frac{C_2}{C_3} = \sqrt{\frac{g_{11}}{G}}$$

ie

$$s_{opt} = 2\sqrt{Gg_{11}} \quad (4.6)$$

Le rapport entre C_2 et C_3 est donc primordial dans un tel montage, il faut tacher de les équilibrer tout en veillant à ce que ces deux capacités soient très grandes devant C_{d1} .

4.2.4 Modèle du varactor

L'oscillateur Clapp que nous utilisons pour réaliser notre oscillateur de réception utilise lui aussi un varactor (ou varicap) dont la capacité varie en fonction de la tension inverse appliquée à ses bornes. Le modèle du varactor que nous recherchons doit avoir un ratio $\frac{C_{max}}{C_{min}}$ le plus élevé possible. D'après l'équation 4.4 de la fréquence d'oscillation et en supposant que les condensateurs formant le diviseur capacitif soient grands devant la valeur du condensateur de la diode, on pourra obtenir une plus grande plage de fréquence en choisissant un varactor dont le ratio est grand. D'autre part, il faut prendre en considération la plage de tension sur laquelle le varactor peut opérer. Par exemple les varacteurs de la série BBYXX ont des capacités variables pour des valeurs de tension de 0 à 30 Volts. Dans notre cas, avec une alimentation de 12V il vaut mieux utiliser un varactor fonctionnant sous 0/12 Volts pour éviter de rajouter un élévateur de tension au montage.

Nous avons pris le modèle SMV1493 dont le ratio est de 4. Pour simuler convenablement un tel composant il faut créer son modèle de simulation. Référons-nous d'abord au circuit équivalent du varactor.

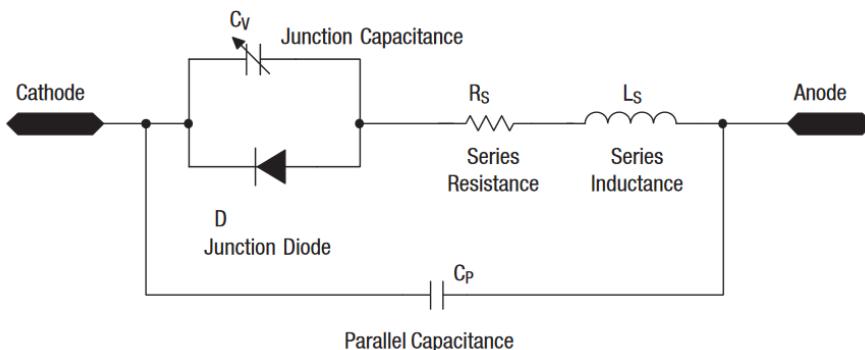


FIGURE 4.5 – Circuit équivalent simplifié d'un varactor

D'après la datasheet, le modèle SMV1493 comprend une inductance L_s de 1,7 nH, une résistance R_s maximale de 0,5 ohms (grandeur variant avec la fréquence) et la capacité C_p du boîtier (négligeable ici).

La caractéristique approchée de la capacité de jonction est donnée par la relation :

$$C_V = \frac{C_{J0}}{(1 + \frac{V_R}{V_J})^M} + C_p \quad (4.7)$$

où,

C_V : capacité de jonction	C_{J0} : capacité de jonction à $V = 0$
V_J : potentiel de jonction	C_p : capacité du boîtier
V_R : voltage inverse appliqué	M : coefficient

Avec notre modèle, les paramètres sont les suivants :

$$\begin{aligned} C_{J0} &= 29pF \\ V_J &= 0.63V \\ C_p &= 0.10pF \\ M &= 0.47 \end{aligned}$$

Les tests empiriques fournis par la fiche technique et le tracé de la caractéristique approchée sont relativement proche pour considérer le modèle comme bon.

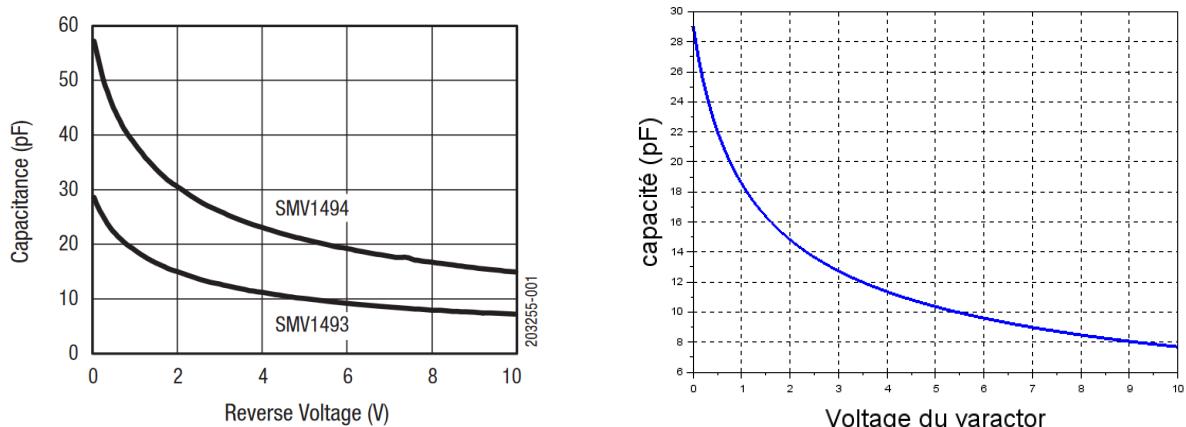


FIGURE 4.6 – données empiriques et caractéristique approchée de la capacité en fonction du courant du SMV1493

4.2.5 Simulation de l'oscillateur

Le modèle Spice réalisé pour le SMV1493 est le suivant :

```
.MODEL SMV1493 D (IS=1E-14 N=1 RS=0.5 XTI=3 EG=1.11 CJO=29E-12 M=0.47 + VJ=0.63 FC=.5
BV=45.12 IBV=.1232 TT=0)
```

Les simulations ont été réalisées en ajoutant en parallèle avec le varactor un condensateur $C_{commande}$ de valeur 6.8pF de façon à stabiliser la valeur de la capacité totale (autrement les variations de la tension RF aux bornes du varactor induisent des variations de capacité importantes et par conséquent de fréquence d'oscillations.) Pour la simulation les valeurs de certains composants ont été modifiés par rapport au schéma de la figure 4.3 C_2 vaut 180 pF, C_3 vaut 100pF et L 180nH.

Avec le module Multi Sim d'Altium, et en faisant varier la tension de commande sur le varactor, on obtient les résultats suivants :

74MHz pour $V_{commande} = 0V$
107MHz pour $V_{commande} = 10V$

Les fréquences minimales et maximales d'oscillation sont bien comprises entre 76 et 98MHz comme nous le précisons à la fin de la section 4.2. On pourra faire les ajustements nécessaires lors de la réalisation pratique en substituant la capacité C_3 par un condensateur variable.

Il est toutefois à noter qu'avec un tel système, les plus basses fréquences sont plus sensibles aux variations de fréquences que les plus grandes. En effet les variations de la valeur de capacité du varactor sont plus intenses pour des tensions faibles (voir figure 4.6). Quand on approche de la tension maximale 10V, les variations de capacité sont beaucoup plus faibles et ne font pas trop fluctuer la capacité de la varicap.

4.3 Filtre d'accord de réception

Le rôle de cette fonction électronique est de sélectionner la fréquence reçue sur l'antenne. En effet si nous ne filtrons pas l'ensemble des signaux que reçoit l'antenne nous pouvons faire face aux problème de la **fréquence image** lors de la démodulation.

Supposons que nous souhaitons démoduler un signal dont la porteuse a une fréquence de $f_1=80\text{Mhz}$ vers une fréquence intermédiaire $f_i=10\text{Mhz}$. Supposons que l'antenne reçoit également un signal à la fréquence $f_2=100\text{Mhz}$. Dans ce cas, le mélangeur opérera la démodulation sur les deux signaux. Notre fréquence intermédiaire sera donc composée d'un mélange deux signaux portés par les fréquences f_1 et f_2 !

Pour pallier le problème, il suffit de sélectionner la fréquence recherchée avant d'effectuer la démodulation.

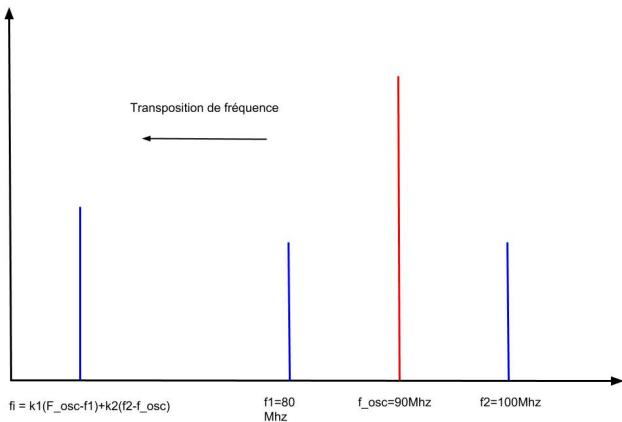


FIGURE 4.7 – Démodulation de fréquence sans filtre

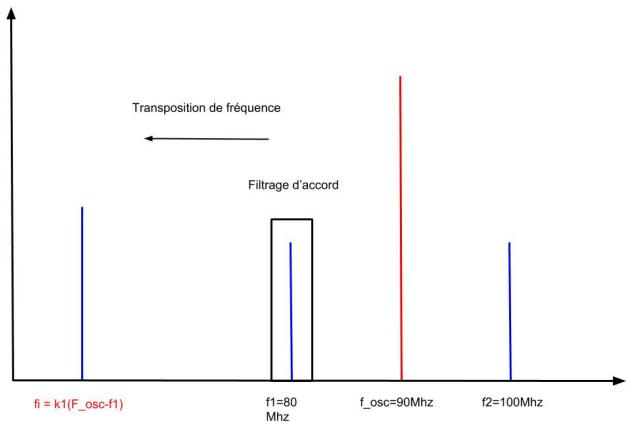


FIGURE 4.8 – Démodulation de fréquence avec filtre

Le filtre d'accord doit travailler conjointement avec l'oscillateur local. C'est là un réglage délicat en raison de la complexité des fonctions de transfert de l'oscillateur et du filtre d'accord. En effet le filtre d'accord et l'oscillateur doivent suivre strictement les mêmes variations et opérer à une différence de fréquence de 10.7MHZ. Si on souhaite capter un signal dont la fréquence porteuse est de 100MHz, on règle le filtre pour cette fréquence et l'oscillateur devra donc osciller à 89.3MHZ. D'autre part, les variations de fréquences pour les deux fonctions doivent être strictement identiques ! Autrement dit, le décalage entre la fréquence de travail du filtre et celle de l'oscillateur doit toujours être de 10.7MHz. On peut donc soit calibrer les deux systèmes pour qu'ils suivent les mêmes variations.

4.3.1 Topologie du filtre d'accord

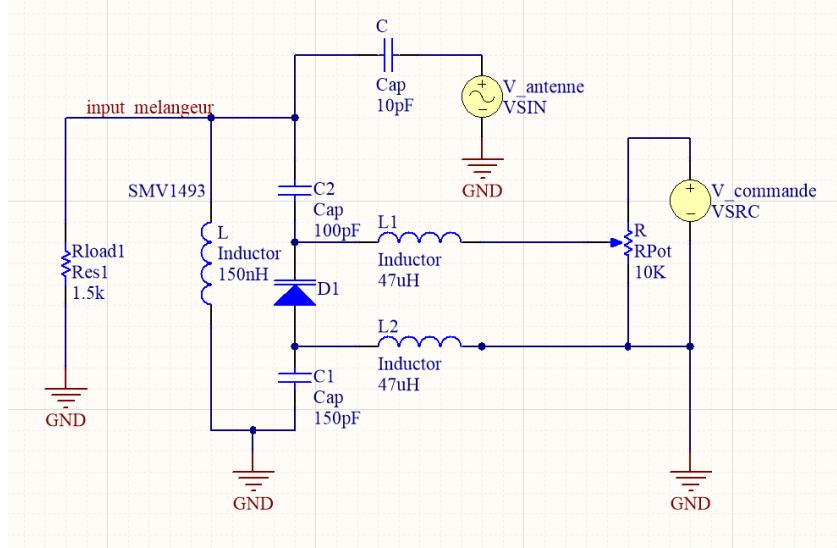


FIGURE 4.9 – schematic du filtre d'accord

Facteur de qualité et pulsation propre

On détaille dans la partie 4.5.2 les détails menant aux résultats suivants. La pulsation propre du système est donné par :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_{serie})}} \quad (4.8)$$

et

$$Q = R_{load}(C + C_{serie})\omega_0 \quad (4.9)$$

où,

$$\frac{1}{C_{serie}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_{D1}} \quad (4.10)$$

Fonctionnement du circuit

La tension en courant continu $V_{commande}$ est ajustable grâce à un potentiomètre. Le signal passe par une faible résistance de bobines d'arrêt des hautes fréquences L_1 et L_2 (impédances arrêtant la composante haute fréquence et laissant passer la composante basse fréquence). La tension de commande polarise en inverse sur diode D_1 . Les condensateurs C_1 et C_2 sont en série avec la fonction de condensateur de la diode. Toute variation du potentiomètre changera la capacité de D_1 et la fréquence de résonnance du circuit.

Le condensateur C permet de fixer la fréquence de résonnance du circuit. Les condensateurs C_1 et C_2 coupent la partie de courant continu et ,avec C , fixent la gamme dynamique des fréquences de syntonisation de C_{D1} . Autrement dit il faut les régler de façon à ce que les variations de tensions aux bornes de D_1 puissent faire varier sa capacité de sorte que le filtre agisse sur l'ensemble de la bande FM.

La résistance R_{load} correspond à l'impédance d'entrée du mélangeur SA602². Le facteur de qualité (qui s'exprime aussi : $Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_0}$) ne doit pas être trop grand. D'abord parce que la fréquence image se situe assez loin de la fréquence recherchée(différence de 21.4MHz entre les deux) et d'autre part pour éviter d'avoir une bande passante trop étroite et ainsi risquer d'éliminer une partie du signal modulé qu'on recherche.

4.3.2 Simulation

La simulation du modèle permet d'obtenir en entrée du mélangeur un signal filtré. Des ajustements sont encore à réaliser afin de régler la gamme des fréquences de syntonisation de C_{D1} et de l'oscillateur de Clapp.

Avec des valeurs proches de celle circuit oscillant de l'oscillateur de Clapp, on obtient la réponse fréquentielle donnée en Annexe 2 figure B.1.

2. voir page 5 <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/SA602A.pdf>

4.4 mélangeur

Le premier mélangeur utilisé pour abaisser la fréquence rf vers la fréquence intermédiaire est un SA602.

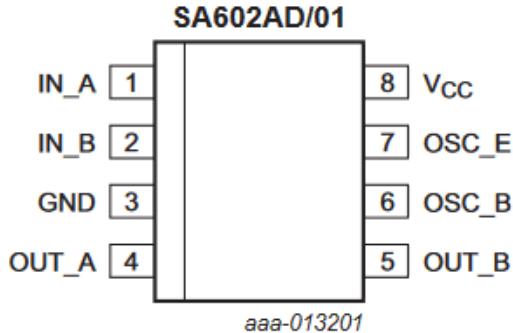


FIGURE 4.10 – Broches du SA602

Plusieurs configurations sont possibles pour exploiter ce composant. Dans notre système, le signal rf filtré est branché sur la PIN 1. L'oscillateur local est branché sur la PIN 6 et l'alimentation est effectuée conformément aux directives de la fiche technique. Le filtrage en sortie du mélangeur (OUT_B) est réalisé à l'aide d'un filtre céramique qui permet d'éliminer les fréquences parasites issues du mélange des signaux.

4.5 Amplificateur limiteur et mélangeur à quadrature de phase

Ces deux étages sont réalisés à partir d'un unique composant, le SA614³. Le signal en sortie du filtre f_i attaque la PIN 16 du SA614 qui correspond à l'entrée de l'amplificateur limiteur.

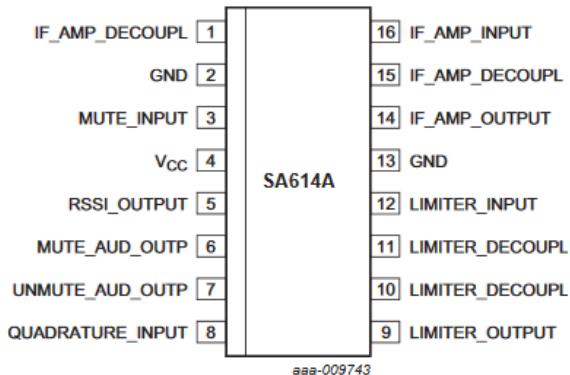


FIGURE 4.11 – Broches du SA602

4.5.1 Amplificateur-limiteur

L'information audiofréquence étant inscrite dans la fréquence instantanée , nous pouvons amplifier et écrêter le signal f_i , ce qui permettra de supprimer une grande partie des parasites qui se seront ajoutés au signal au cours de la transmission : c'est le rôle de l'amplificateur-limiteur.

3. <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/SA614A.pdf>

4.5.2 Mélangeur à quadrature de phase

le signal de fréquence intermédiaire est maintenant propre et d'amplitude constante . Il peut être démodulé par un démodulateur de fréquence à quadrature dont le principe est donné à la figure suivante :

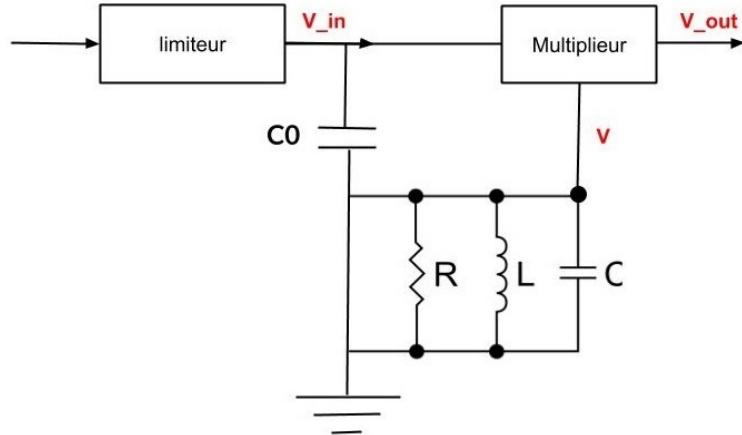


FIGURE 4.12 – Principe du démodulateur à quadrature

Ce démodulateur permet de mélanger deux signaux de fréquence identique mais de phase différente. Celui-ci permet d'extraire le signal audio du signal de fréquence intermédiaire issu de la première démodulation. Cette fonction électronique s'appuie sur un filtre déphasage qui permet de modifier la phase du signal d'entrée **V_in**.

Mise en équation

$$\frac{V(p)}{V_{in}(p)} = \frac{Z_{eq}(p)}{Z_{eq}(p) + Z_{C_0}(p)} \quad (4.11)$$

avec

$$Z_{eq}(p) = Z_L(p) // Z_C(p) // R$$

$$Z_{eq}(p) = Lp // \frac{1}{Cp} // R$$

$$Z_{eq}(p) = \frac{RLp}{R + RLCp^2 + Lp}$$

soit

$$\frac{V(p)}{V_{in}(p)} = \frac{RLp}{R + RLCp^2 + Lp} * \frac{1}{\frac{RLp}{R + RLCp^2 + Lp} + \frac{1}{C_0 p}}$$

$$\frac{V(p)}{V_{in}(p)} = \frac{RLp}{R + RLCp^2 + Lp} * \frac{1}{\frac{RC_0 Lp^2 + R + RLCp^2 + Lp}{(R + RLCp^2 + Lp) * C_0 p}}$$

en simplifiant,

$$\frac{V(p)}{V_{in}(p)} = \frac{RLC_0 p^2}{RLC_0 p^2 + RLCp^2 + Lp + R}$$

$$\frac{V(p)}{V_{in}(p)} = \frac{C_0}{C_0 + C} * \frac{RLp^2}{RLp^2 + \frac{L}{C_0 + C} p + \frac{R}{C_0 + C}}$$

ie,

$$\frac{V(p)}{V_{in}(p)} = \frac{C_0}{C_0 + C} * \frac{1}{1 + \frac{1}{R(C_0 + C)p} + \frac{1}{L(C_0 + C)p^2}}$$

En posant :

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L(C_0 + C)}}$$

et

$$Q = R(C_0 + C)\omega_1$$

on obtient :

$$\frac{V(p)}{V_{in}(p)} = \frac{C_0}{C_0 + C} * \frac{1}{1 + \frac{\omega_1}{Qp} + (\frac{\omega_1}{p})^2}$$

(4.12)

On cherche maintenant à déterminer le déphasage entre nos deux signaux, ce qui revient à calculer l'argument de notre fonction de transfert :

$$\phi = \arg T(j\omega) = \arctan \frac{\Im \frac{V(j\omega)}{V_{in}(j\omega)}}{\Re \frac{V(j\omega)}{V_{in}(j\omega)}}$$

$$T(j\omega) = \frac{C_0}{C_0 + C} * \frac{1}{1 - j\frac{\omega_1}{Q\omega} - (\frac{\omega_1}{\omega})^2}$$

$$T(j\omega) = \frac{C_0}{C_0 + C} * \frac{1 - (\frac{\omega_1}{\omega})^2 + j\frac{\omega_1}{Q\omega}}{(1 - (\frac{\omega_1}{\omega})^2)^2 + (\frac{\omega_1}{Q\omega})^2}$$

On obtient donc :

$$\phi = \arctan \frac{\frac{\omega_1}{Q\omega}}{1 - (\frac{\omega_1}{\omega})^2}$$

(4.13)

Le graphe de l'argument de la fonction de transfert du filtre est donné pour différentes valeurs de Q.

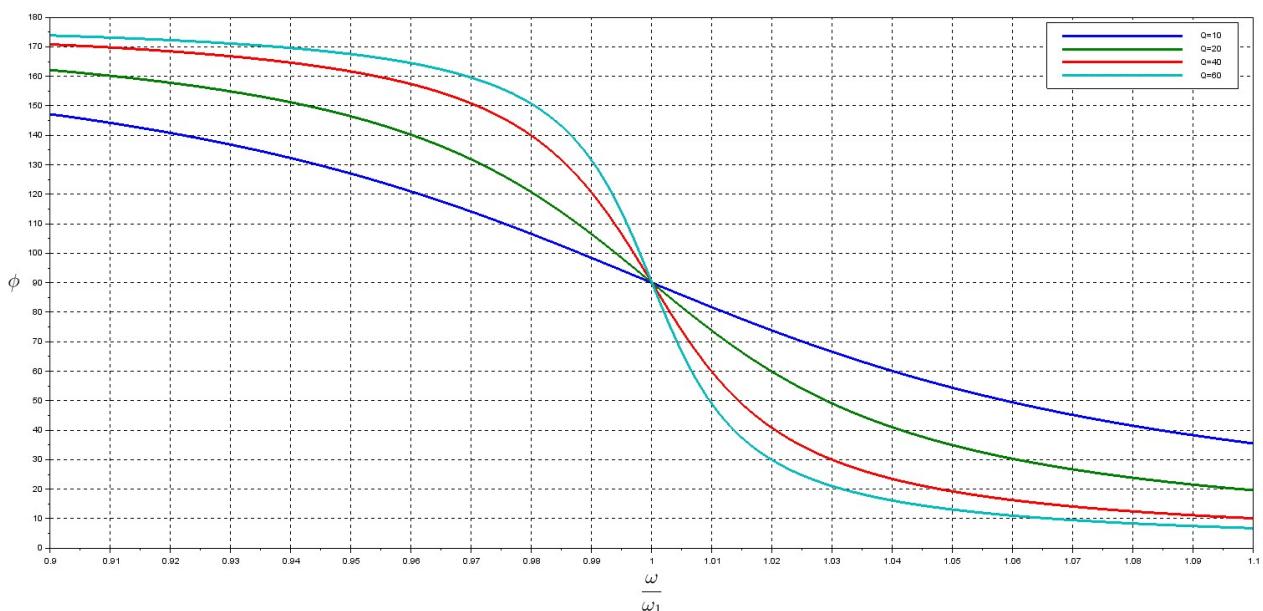


FIGURE 4.13 – déphasage du filtre en fonction de la pulsation réduite

On constate qu'au voisinage de 1 (c'est-à-dire quand $\omega \approx \omega_1$), le déphasage est de $\frac{\pi}{2}$ et que la réponse du filtre est proche d'une pente d'équation :

$$\frac{\Delta\phi}{\Delta\omega} = -\frac{2Q}{\omega_1} \quad (4.14)$$

En effet, la dérivée de la réponse est telle que :

$$\phi'' = (\arctan \frac{\frac{\omega_1}{Q\omega}}{1 - (\frac{\omega_1}{\omega})^2})'$$

Puisque,

$$(f \circ g)' = (f' \circ g) * g'$$

On obtient :

$$\phi' = \frac{-(1 + \frac{\omega_1^2}{\omega^2})}{\frac{Q\omega^2}{\omega_1}(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega^2})^2 + \frac{\omega_1}{Q}}$$

et au voisinage de ω_1

$$\frac{-(1 + \frac{\omega_1^2}{\omega^2})}{\frac{Q\omega^2}{\omega_1}(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega^2})^2 + \frac{\omega_1}{Q}} \underset{\omega_1}{\sim} \frac{-2}{\frac{\omega_1}{Q}}$$

$$\phi' \underset{\omega_1}{\sim} \frac{-2Q}{\omega_1}$$

Ainsi, le déphasage total de V par rapport à V_{in} sera de :

$$\boxed{\frac{\pi}{2} - \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_1}} \quad (4.15)$$

En supposant que $V_{in} = A\sin(\omega t)$, on a :

$$V = A\sin(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_1})$$

En multipliant les deux signaux, on a :

$$V * V_{in} = A^2 \sin(\omega t) \sin(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_1})$$

et en utilisant les fameuses formules de trigonométrie :

$$V * V_{in} = \frac{A^2}{2} (\cos(\frac{2Q\Delta\omega}{\omega_1} - \frac{\pi}{2}) + \cos(2\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_1}))$$

on finit par filtrer la composante de plus haute fréquence et on obtient :

$$V_{out} = \frac{A^2}{2} \cos(\frac{2Q\Delta\omega}{\omega_1} - \frac{\pi}{2}) = \frac{A^2}{2} \sin(\frac{2Q\Delta\omega}{\omega_1})$$

En supposant que $2Q\Delta\omega \ll \omega_1$, on obtient :

$$\boxed{V_{out} = A^2 Q \frac{\Delta\omega}{\omega_1}} \quad (4.16)$$

On rappelle que $\Delta\omega$ est l'excursion en fréquence du signal dans laquelle on retrouve l'information de notre signal modulé. La valeur du facteur de qualité doit faire l'objet d'une certaine attention. En effet si on choisit un Q trop élevé, la réponse du filtre pour $\omega = \omega_1$ n'est plus linéaire (voir figure 4.13). Cependant, si on choisit une valeur de Q trop faible, l'amplitude du signal discriminé est trop faible (équation 4.16). Puisque l'excursion en fréquence en bande FM est limité de part et d'autre de la porteuse à 75kHz et que la fréquence centrale est de 10,7Mhz, on a donc comme valeur de pulsation normalisée maximale :

$$u_{max} = \frac{10700 + 75}{10700} = 1.007$$

et minimale :

$$u_{min} = \frac{10700 - 75}{10700} = 0.993$$

A l'aide de la figure 4.13, on détermine graphiquement qu'une valeur de Q comprise entre 20 et 40 convient. On choisira une valeur Q = 30 pour notre système.

Il faut maintenant dimensionner à partir des équations du circuit, les valeurs des composants du filtre.

Dimensionnement du filtre déphaseur

On sait d'ores et déjà, d'après la fiche technique du SA612 que la valeur recommandée de la capacité en série C_0 est de 1pF pour $f_i = 10.7MHz$. D'autre part, la résistance R est interne au SA614 (PIN 8) et vaut 40kOhm. Comme nous avons choisi Q = 30 (valeur intermédiaire pour éviter la distorsion et ne pas trop amortir le signal à démoduler) et que $\omega_1 = 10,7MHz$, on détermine la valeur de la capacité C.

$$Q = R(C_0 + C)\omega_1$$

$$C = \frac{Q}{R\omega_1} - C_0$$

$$C = \frac{30}{40.10^3 \cdot 2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6} - 1.10^{-12} = 1,1155 \cdot 10^{-12} pF = 10.2pF$$

On pourra prendre un condensateur normalisé de la série E48 (plus cher mais plus précis ... !). La valeur la plus proche est de 10pF.

On en déduit ensuite la valeur de L :

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L(C_0 + C)}}$$

$$L = \frac{1}{\omega_1^2(C_0 + C)}$$

$$L = \frac{1}{(4\pi^2 10,7 \cdot 10^6)^2 (1 \cdot 10^{-12} + 10 \cdot 10^{-12})} = 2,01 \cdot 10^{-5} H = 20 \mu H$$

Une simulation du filtre avec les valeurs ci-dessus est donnée en annexe 2 figure B.2.

Brochages et remarques

La sortie de l'amplificateur limiteur correspond à la PIN 8 du SA612. Le filtre déphasageur relie la PIN8 et la PIN9 du composant. Le filtre déphasageur doit être relié à la terre par le biais d'un condensateur de découplage (d'une valeur assez grande afin de ne pas interférer avec le circuit RLC, typiquement 0,1uF convient).

Les Pin 1, 15, 13, 11 et 10 doivent être brochées conformément au brochage de la datasheet (voir fig. 6 page 9). Le signal démodulé en sortie du mélangeur à quadrature est disponible sur la PIN 6. On peut alors connecter à cette sortie l'amplificateur audio afin de pouvoir profiter du signal audio ! Une topologie simple et efficace pour construire un amplificateur est réalisé Remy Mallard⁴, il s'agit du même amplificateur audio que nous avons implémenter dans notre projet de 4A.

4. https://www.sonelec-musique.com/electronique_realisations_amplis/f003.html

Conclusion

Le travail réalisé sur cet émetteur/récepteur radio nous a permis de mieux appréhender le fonctionnement global d'un émetteur récepteur radio. Les simulations réalisées à l'aide des modèles SPICE que nous avons créé nous ont permis d'obtenir des résultats se voulant au plus proche de la réalité physique.

Les simulations n'ont malheureusement pas pu être réalisées pour toutes les fonctions électroniques en raison de l'absence de certains modèles de simulation, notamment le SA602 et le SA612 qui sont au coeur du récepteur.

La mise en équation des éléments clés du système et les simulations de ces fonctions électroniques devraient permettre de réaliser de science plus sûre l'émetteur/récepteur radio.

Annexes

Annexe 1

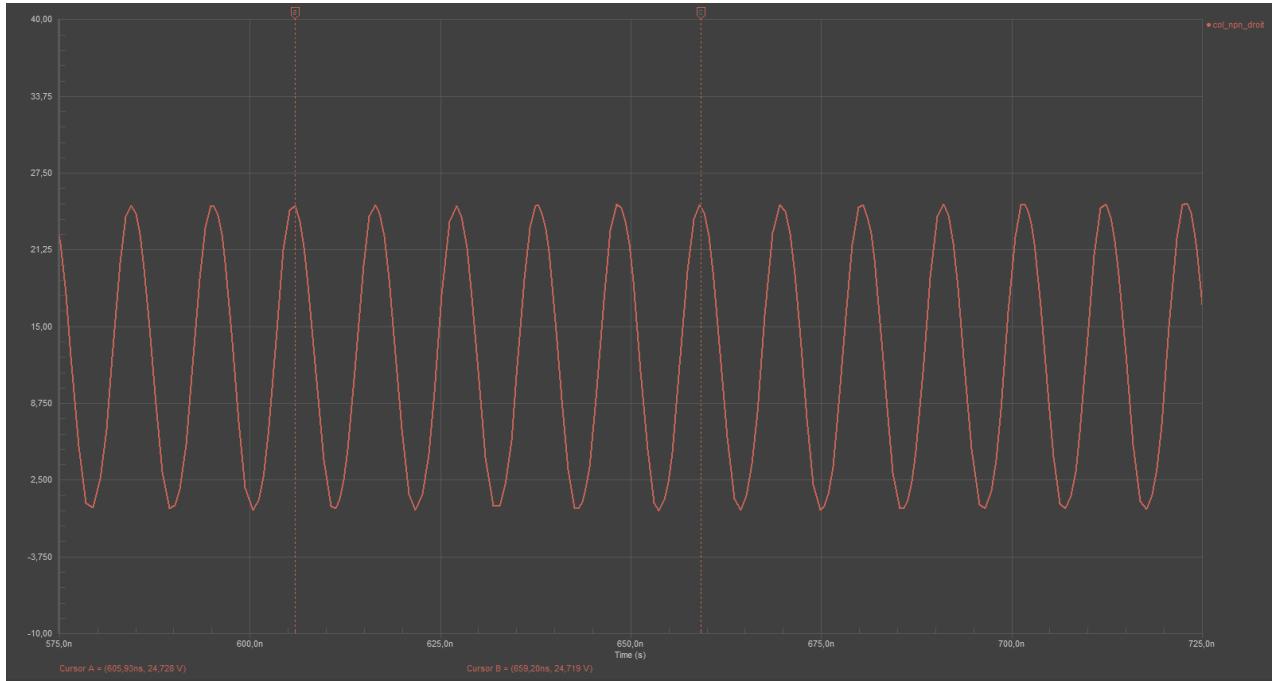


FIGURE A.1 – Simulation Cross-coupled VCO pour $C_{parallel} = 12\text{pF}$

En calculant la période à l'aide des curseurs, on trouve :

$$5T = 659 - 606\text{ns}$$

soit

$$f_{osc_{simulation}} = \frac{5 \cdot 10^9}{659 - 606} = 94\text{Mhz}$$

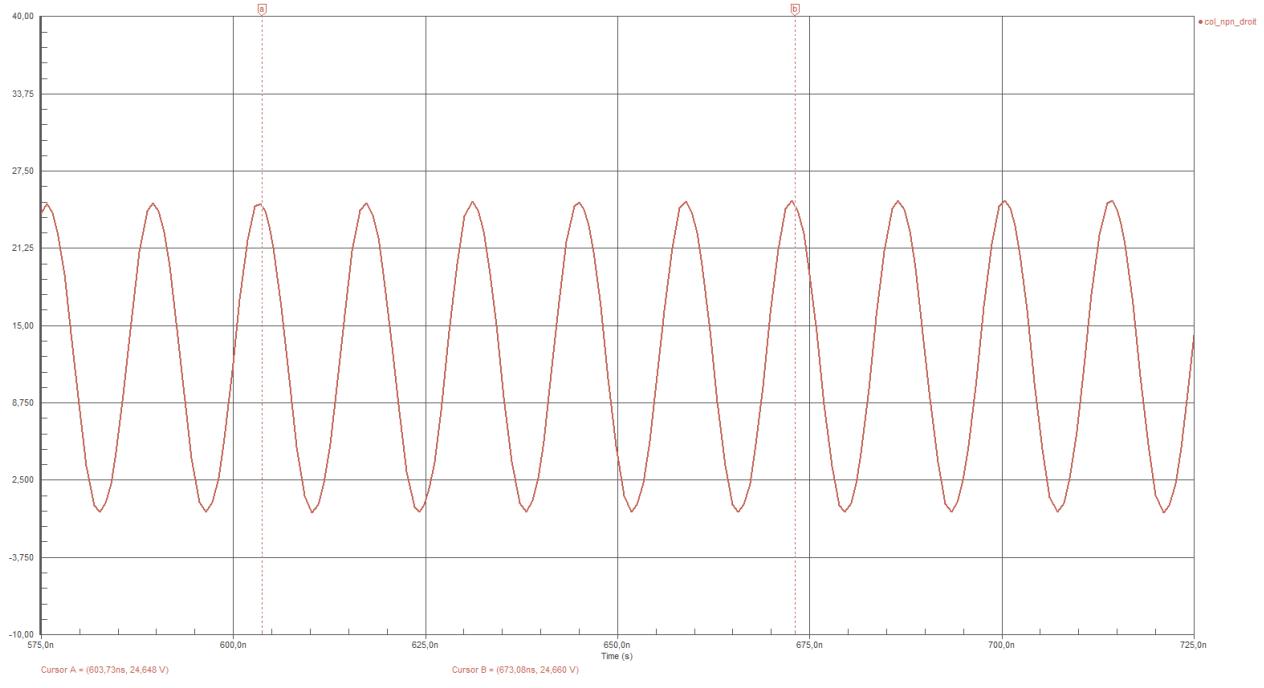


FIGURE A.2 – Simulation Cross-coupled VCO pour $C_{parallel} = 37\text{pF}$

$$5T = 673 - 603\text{ns}$$

soit

$$f_{osc_{simulation}} = \frac{5 \cdot 10^9}{673 - 603} = 71\text{Mhz}$$

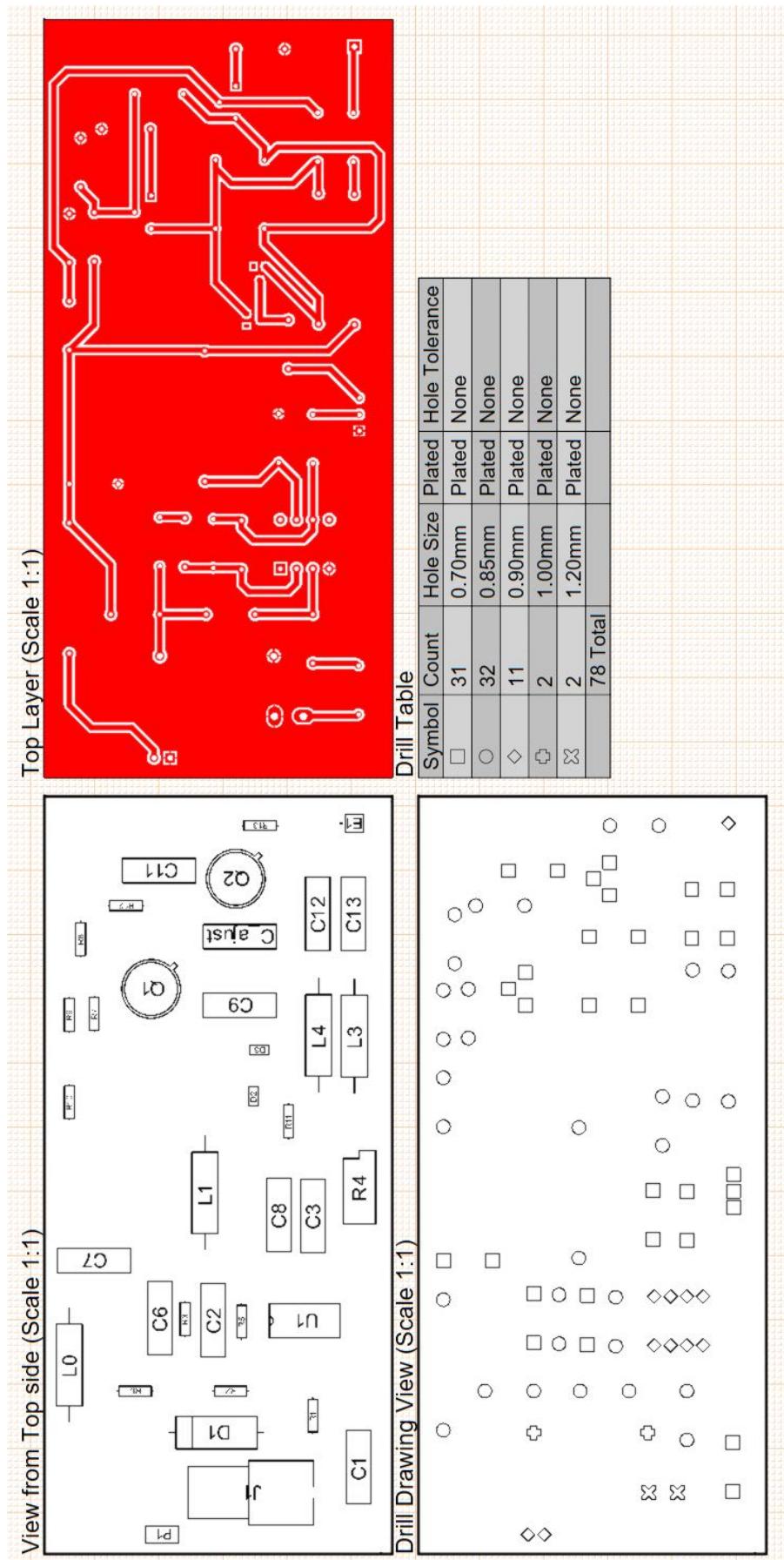


FIGURE A.3 – draftman document pour l'émetteur

Annexe 2

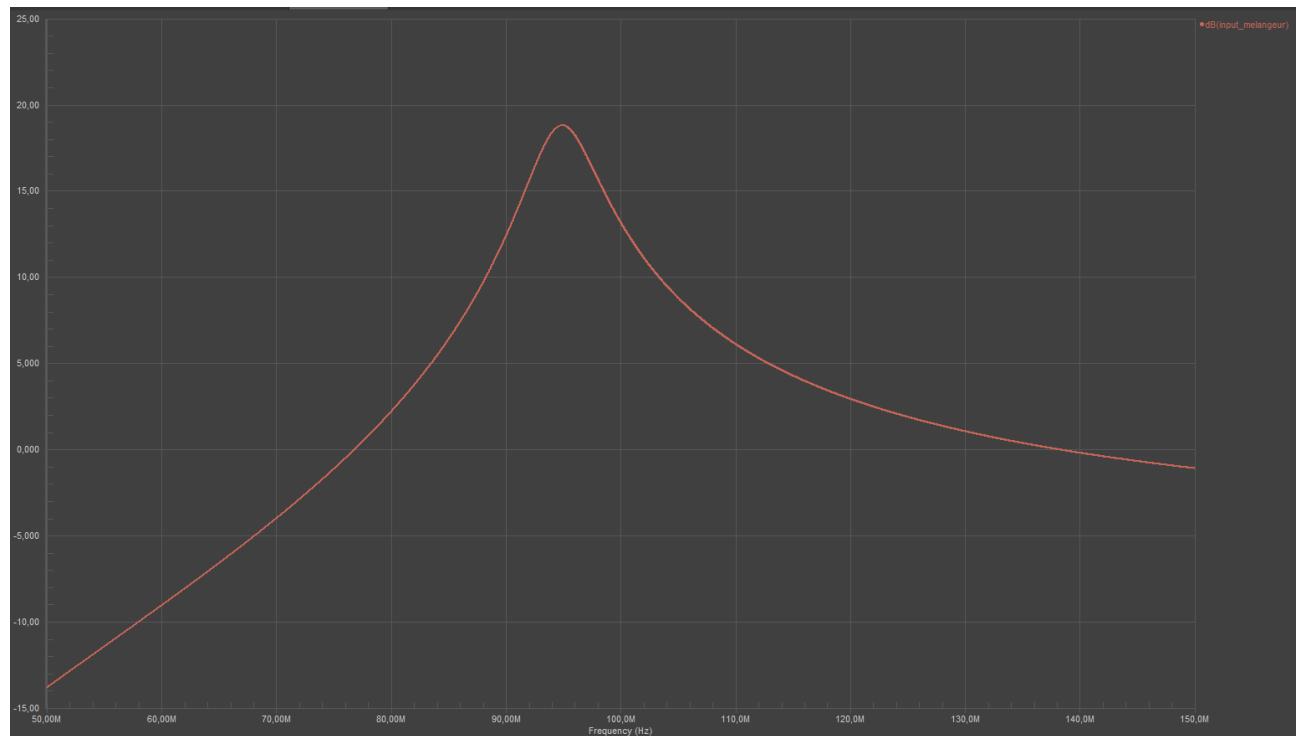


FIGURE B.1 – Réponse du filtre d'accord

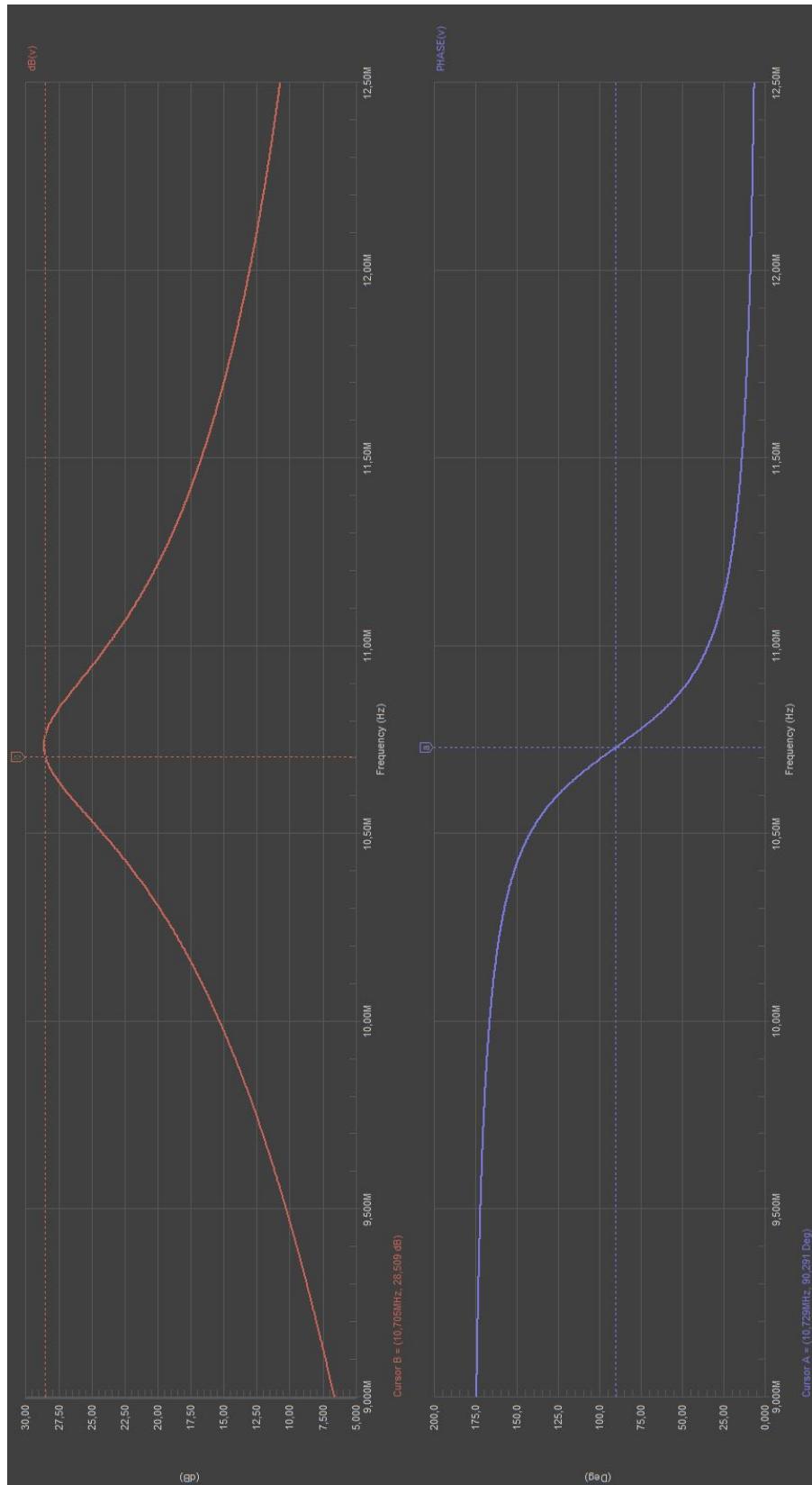


FIGURE B.2 – lieu de bode du philtre déphaseur du mélangeur à quadrature

Le filtre pourrait être un peu mieux centré en ajustant la valeur de l'inductance par exemple (ce qui est souvent fait en pratique grâce à une inductance variable). Mais on retrouve bien le déphasage de 90 degrés et la bande passante centrée en 10.7Mhz.