



HAL
open science

Etude de formes d'onde d'agressions électromagnétiques hyperfréquences sur la vulnérabilité de circuits électroniques

Tristan Dubois

► **To cite this version:**

Tristan Dubois. Etude de formes d'onde d'agressions électromagnétiques hyperfréquences sur la vulnérabilité de circuits électroniques. 2011. hal-00931387

HAL Id: hal-00931387

<https://hal.science/hal-00931387>

Submitted on 15 Jan 2014

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Stage postdoctoral : Etude de formes d'onde d'agressions
électromagnétiques hyperfréquences sur la vulnérabilité de circuits
électroniques.

Stagiaire postdoctoral au Canada : Tristan Dubois
Directeur de recherche au Canada : Jean-Jacques Laurin
Parain scientifique en France : Sylvie Jarrix
Numéro de contrat : N° PDE 09C0004
Objet : Rapport final, lot n°3.

9 mars 2011

Résumé

Aujourd'hui, les applications de communication et d'imagerie sont devenues indispensables au niveau mondial. Ces applications, tant civiles que militaires, se doivent ainsi d'avoir une sûreté de fonctionnement éprouvée, et ce dans tous les domaines dont celui de l'électromagnétisme. Or, les circuits électroniques complexes au cœur de ces applications voient leur seuil de susceptibilité électromagnétique diminuer. Il paraît donc incontournable de pouvoir se prémunir contre des agressions électromagnétiques, qu'elles soient intentionnelles ou non-intentionnelles. L'objectif scientifique de ces travaux de recherche est de déterminer les paramètres d'un signal d'agression électromagnétique les plus à même d'induire le maximum de dysfonctionnements d'un circuit électronique et du système qui en est tributaire. Ces informations permettraient de contribuer à l'élaboration de règles de conception des circuits électroniques afin de les rendre plus robuste face à des agressions électromagnétiques. Nous étudierons la susceptibilité électromagnétique d'une boucle à verrouillage de phase. Ce circuit est choisi du fait qu'il est indispensable pour le fonctionnement des systèmes de communications actuels. Un banc de mesure permettra l'injection d'un signal d'agression en zone de champ proche pour mettre en évidence les différentes perturbations de fonctionnement du système et d'en faciliter l'analyse.

Table des matières

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Introduction et plan de travail | 1 |
| 2 | Banc de mesure et circuits sous test | 5 |
| 2.1 | Le banc de mesure | 5 |
| 2.1.1 | Banc de mesure en champ proche | 5 |
| 2.2 | Circuit étudié | 7 |
| 2.2.1 | Présentation de la PLL | 7 |
| 2.2.2 | Test de la PLL | 10 |
| 3 | Etude de susceptibilité en zone de champ proche de la PLL | 13 |
| 3.1 | Injection d'un signal purement sinusoïdal | 14 |
| 3.1.1 | Injection sur l'entrée haute fréquence du synthétiseur | 14 |
| 3.1.2 | Injection sur la sortie du VCO | 16 |
| 3.1.3 | Injection sur le filtre actif | 48 |
| 3.2 | Injection d'un signal modulé en amplitude | 59 |
| 3.2.1 | Injection sur le filtre actif | 59 |
| 3.2.2 | Injection sur la sortie du VCO | 71 |
| 3.3 | Injection d'un signal sinusoïdal modulé par une impulsion | 74 |
| 3.3.1 | Le signal d'agression | 74 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 3.3.2 | Injection sur le filtre | 76 |
| 3.3.3 | Injection sur la sortie du VCO | 84 |
| 4 | Etude de susceptibilité d'un récepteur QPSK | 89 |
| 4.1 | Description du récepteur | 89 |
| 4.2 | Rappels sur la modulation QPSK, la représentation en constellation et les paramètres EVM et Rho factor | 90 |
| 4.3 | Injection d'un signal d'agression sinusoïdal | 92 |
| 4.4 | Injection d'un signal d'agression modulé en amplitude | 95 |
| 4.5 | Injection d'un signal d'agression sinusoïdal modulé en amplitude par une impulsion | 99 |
| 5 | Conclusion | 101 |
| 6 | Quelques règles de design | 104 |
| 7 | Perspectives | 106 |
| 8 | Annexes | 107 |

Chapitre 1

Introduction et plan de travail

Aujourd'hui, les applications de communication et d'imagerie sont devenues indispensables au niveau mondial. Ces applications, tant civiles que militaires, se doivent d'avoir une sûreté de fonctionnement éprouvée, et ce dans tous les domaines dont celui de l'électromagnétisme. Or, les circuits électroniques complexes au cœur de ces applications voient leur seuil de susceptibilité électromagnétique diminuer. Cette vulnérabilité accrue provient de leur réduction en dimension, en consommation et d'une augmentation de leur fréquence de fonctionnement [1]. Il paraît donc incontournable de pouvoir se prémunir des agressions électromagnétiques, qu'elles soient intentionnelles ou non-intentionnelles.

Parmi les applications, nombreuses sont celles utilisant les radars ou se trouvant dans leur champ d'émission de ces derniers. Ces radars émettent souvent des signaux dont la fréquence porteuse se situe dans la bande S (2 à 4 GHz) et la bande C (4 à 8 GHz). Les exigences en termes de communication sont de plus en plus grandes puisque les débits de communication doivent être de plus en plus élevés tout en gardant une très bonne qualité de transmission. Ainsi en plus des signaux classiques modulés en amplitude, en fréquence et en phase, une grande partie des radars émettent des signaux en mode Ultra Large Bande (ULB ou UWB pour UltraWide Band), lesquels présentent des spectres fréquentiels larges pouvant atteindre plusieurs GHz.

La plupart des circuits sont placés dans un blindage métallique destiné à les protéger des rayonnements électromagnétiques, Néanmoins ces blindages possèdent des ouvertures. Il s'agit de voies d'entrée connues (ouvertures, fentes, ventilation) ou de défauts de faradisation (mauvaises soudures, fuites dues à un mauvais contact, à un joint défectueux). Des études récentes laissent penser que des signaux de fréquence proche de 4 GHz, soit dans la bande de fonctionnement des radars précités, peuvent pénétrer à l'intérieur des boîtiers par ces ouvertures et induire un dysfonctionnement des

circuits électroniques et des systèmes qui en dépendent. La bibliographie actuelle met en évidence les phénomènes de couplage entre une agression électromagnétique sinusoïdale et un circuit électronique. En effet, un couplage optimal entre une onde électromagnétique et le circuit est généralement mesuré lors de l'injection d'un signal d'agression de fréquence égale aux fréquences de résonances des différentes pistes de routage du circuit agressé. Une fois le signal d'agression couplé au circuit, la porteuse haute fréquence (HF), vecteur de l'agression électromagnétique, se trouve le plus souvent filtrée par le premier étage du circuit rencontré et ne se propage pas. En revanche, il est possible, par des phénomènes de redressement inhérents aux composants, que la partie modulante du signal d'agression se propage et induise alors un dysfonctionnement très important. Par ailleurs, de nombreuses techniques d'étude de susceptibilité électromagnétique existent. Nous pouvons citer les méthodes BCI (Bulk Current Injection), DPI (Direct Power Injection), les cellules TEM et GTEM ainsi que les méthodes de mesures en zone de champ proche[2]. Cette dernière technique de mesure a l'avantage de permettre l'étude de l'effet d'agressions électromagnétiques sur des systèmes électroniques en fonctionnement normal. De plus, en zone de champ proche, l'injection de l'agression est localisée. Ainsi elle peut s'effectuer pour des puissances d'agression réduites par rapport à des techniques en champ lointain. La caractérisation des sondes de champ proche destinées à l'injection du signal d'agression montrent qu'il est possible de travailler à des fréquences supérieures à 10 GHz [3].

Ce projet post-doctoral a pour but de contribuer à la détermination des critères de modulation d'une agression électromagnétique les plus à même de causer le maximum de perturbation au sein d'un système électronique. Ce travail consistera à étudier l'effet d'une agression électromagnétique sur le fonctionnement d'une boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop (PLL)). Ce système électronique est choisi du fait qu'il est indispensable pour le bon fonctionnement des systèmes de communication actuels. Nous étudierons différents types de signaux d'agression, c'est à dire, purement sinusoïdal, modulé en amplitude ou en fréquence et même sous forme d'impulsion, sur le fonctionnement du système électronique choisi. Pour réaliser cette étude de susceptibilité, le signal d'agression sera injecté en zone de champ proche à travers une sonde de champ proche. La susceptibilité de la boucle à verrouillage de phase pourra alors être étudiée en fonction de la position du point d'injection. Ceci nous permettra de déterminer les zones les plus vulnérables du système. Les parties que nous aborderons durant cette étude sont présentées ci-dessous.

Plan de travail

1. La première étape de ce travail est consacrée à la réalisation de la boucle à verrouillage de

phase (PLL pour Phase Locked Loop). Les différents composants de la boucle sont réalisés dans un premier temps indépendamment les uns des autres, c'est à dire sur des circuits imprimés séparés puis dans un deuxième temps sur un même circuit imprimé. Le fait de réaliser les parties de la boucle à verrouillage de phase sur des circuits différents a pour but d'aider à l'analyse des effets de perturbation observés.

2. La deuxième étape de ce travail consiste à mettre en place le banc de mesure en champ proche. Il faut principalement réaliser la sonde de champ proche ainsi que les différents programmes labview permettant d'automatiser les mesures et de récupérer les résultats souhaités.
3. La troisième étape est au coeur de la problématique de ce travail et concerne l'étude de susceptibilité du circuit sous test. Cette étape suivra le plan de travail suivant :
 - Etude en champ proche : susceptibilité des différents circuits composant la PLL, puis de la PLL complète.
 - Injection d'une agression électromagnétique purement sinusoïdale
 - Il s'agit de répertorier et expliquer autant que possible tous les dysfonctionnements de la PLL lorsqu'elle est soumise à une agression électromagnétique sinusoïdale. Pour cela le signal d'agression est injecté à travers la sonde de champ proche en différents endroits de la PLL. Pour expliquer tous les phénomènes observés, nous nous appuyerons sur la bibliographie actuelle. La modélisation non-linéaire de certaines parties de la PLL sera envisagée.
 - Mise en évidence et modélisation des phénomènes de résonance des pistes du circuit. Cette partie consiste à mettre en avant l'impact des phénomènes de résonance sur la vulnérabilité de la boucle à verrouillage de phase. Une modélisation de ces résonances sera entreprise. La détermination des fréquences de résonance sera utile lors de l'injection d'agressions modulées, car elles pourront être utilisées comme fréquences porteuses du signal modulant.
 - Injection d'agressions modulées
 - Injection de signaux modulés en amplitude : le signal d'agression sera injecté en différents endroits de la PLL. Les critères de modulation, c'est-à-dire la fréquence porteuse et la fréquence du signal modulant le signal d'agression et causant le maximum de perturbation seront déterminés. Afin de pouvoir étudier des bandes larges de de fréquence du signal modulant, nous serons peut être amenés à utiliser des modulateurs externes tels que des atténuateurs commandés en tension pour la modulation d'amplitude.
 - Injection de signaux sinusoïdaux modulés en amplitude par une impulsion : le travail

est identique à celui décrit précédemment

4. La quatrième étape consistera à analyser les résultats afin de déterminer la forme d'onde la plus vulnérante. Pour cela, la PLL sera placée comme oscillateur local dans un récepteur QPSK. Nous essayerons de déterminer quels types d'agression, c'est-à-dire quels formes d'onde du signal d'agression électromagnétique, est le plus perturbateur en étudiant les paramètres clés du récepteur tel que l'EVM et le Rho factor.

Chapitre 2

Banc de mesure et circuits sous test

2.1 Le banc de mesure

Pour l'étude de susceptibilité, nous utiliserons un banc de mesure en zone de champ proche. Il permet d'injecter un signal d'agression via une sonde de champ proche en des endroits bien précis d'un circuit sous test. Ainsi il donne la possibilité d'étudier la susceptibilité électromagnétique d'un circuit en fonction de la position du point d'injection et donc de déterminer les composants ou les zones les plus vulnérables du circuit. Ce type de banc est donc un très bon outil pour aider à la compréhension des phénomènes de perturbation observés. Il est présenté dans la section suivante.

2.1.1 Banc de mesure en champ proche

Le principe de fonctionnement du banc d'expérimentation est présenté sur la Fig 2.1.

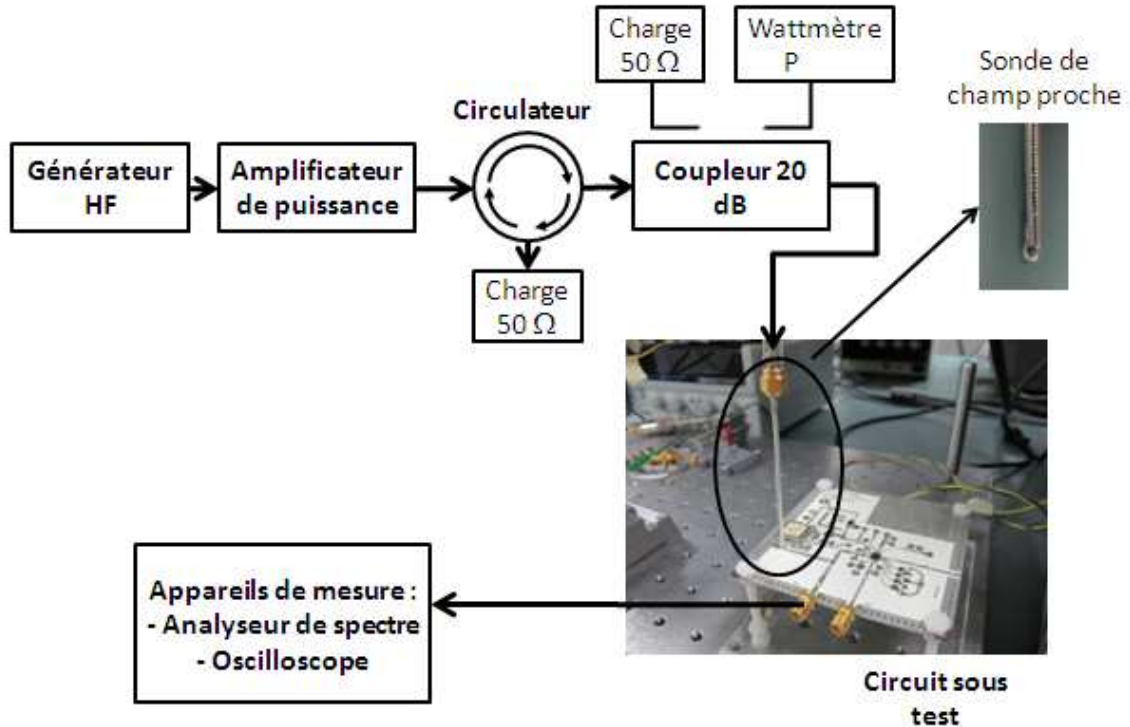


FIGURE 2.1 – Synoptique du banc d’expérimentation en champ proche

La bande de fréquence de travail choisie est comprise entre 800 MHz et 4 GHz. Un générateur haute fréquence (HF) génère le signal d’agression. Il est suivi d’un amplificateur permettant de délivrer 50 W. Une sonde de champ proche est connectée à la sortie de l’amplificateur par l’intermédiaire d’un circulateur et d’un coupleur 20 dB. Elle permet d’injecter le signal d’agression. Comme elle est fortement désadaptée, le circulateur est utilisé pour isoler l’amplificateur du signal réfléchi par la sonde. Le coupleur 20 dB permet de mesurer la puissance du signal d’agression P injecté à l’entrée de la sonde. Les effets produits par le signal d’agression sur les paramètres clés du DST (Dispositif Sous Test) sont observés et mesurés via différents types d’appareils classiquement utilisés en électronique. Ce banc permet une analyse de la susceptibilité électromagnétique en fonction de différentes paramètres d’agression. Premièrement, grâce au générateur HF, différents types de signaux d’agression, tels que des signaux sinusoïdaux ou modulés, peuvent être injectés. Deuxièmement, il est possible d’étudier la susceptibilité d’un DST en fonction des paramètres : fréquence, puissance et localisation du signal d’agression.

La bande de fréquence de fonctionnement de ce type de banc dépend principalement des sondes

utilisées. Nous utiliserons une sonde de champ proche de type coaxial simple à réaliser. Elle permet d'injecter la composante tangentielle du champ magnétique. Ce type de sonde permet de réaliser des études de susceptibilité jusqu'à des fréquences supérieures à 4 GHz, elle est donc adéquate pour notre étude[3]. Précisons que lorsqu'un signal d'agression est injecté sur un circuit électronique, la puissance transmise au circuit va dépendre de la distance entre la sonde et le circuit. Dans notre cas, la sonde sera positionnée à 0.5 mm au-dessus du circuit. La puissance transmise au circuit sous test subira au minimum une atténuation de 25 dB par rapport à la puissance affichée sur le générateur de signal haute fréquence et amplifiée par l'amplificateur de puissance.

2.2 Circuit étudié

Le circuit que nous étudierons est une boucle à verrouillage de phase, système indispensable dans les systèmes de communication actuels[4]. Une des fonctions les plus générales des PLLs sont la réalisation d'oscillateurs locaux nécessaires à la transmission et à la réception de données.

2.2.1 Présentation de la PLL

Le rôle de la PLL est de synthétiser un signal de fréquence comprise entre 2950 MHz et 3150 MHz. Le circuit est composé d'un oscillateur contrôlé en tension (CVCO55BE-3000-3100 : Crystek Miplus précises.crowave), d'un synthétiseur de fréquence "integer" (ADF4007 : Analog Devices) et d'un filtre passe bas actif réalisé à partir d'un amplificateur opérationnel (THS4031DGN : Texas Instruments). Le schéma électrique de la boucle à verrouillage de phase (PLL = Phase locked Loop) est présenté sur la fig. 2.2.

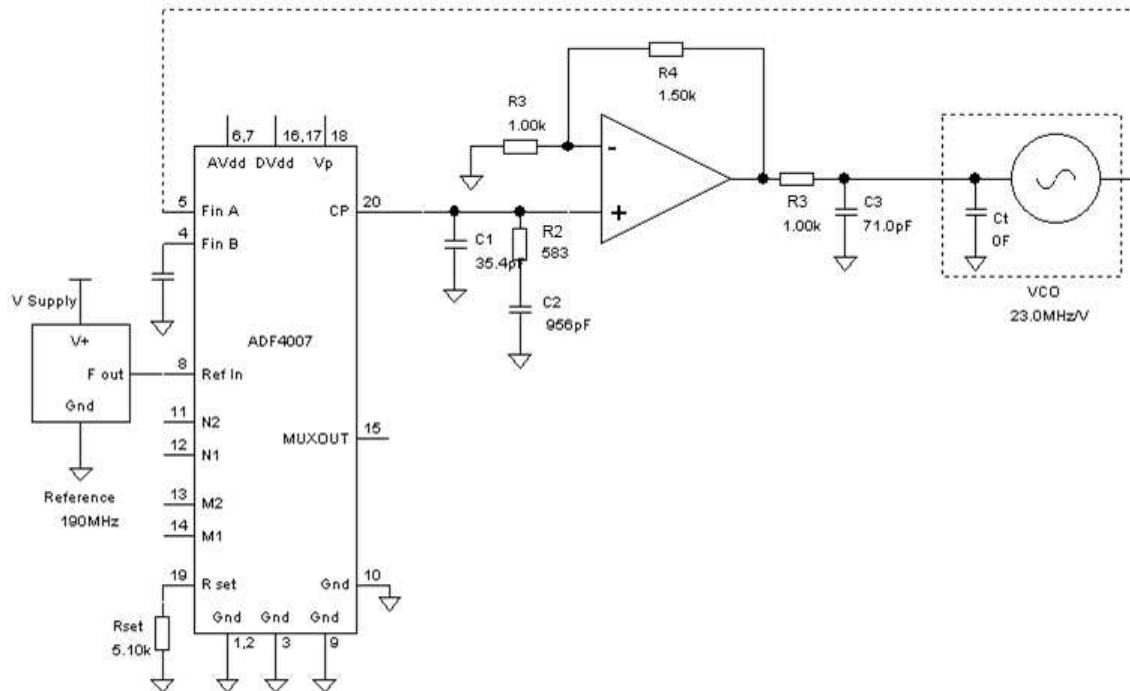


FIGURE 2.2 – Schéma électrique de la boucle à verrouillage de phase.

Les valeurs des composants du filtre ont été déterminées grâce au logiciel gratuit ADIsimPLL 3.1 de la société Analog Devices. La simulation du fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase permet de visualiser le temps mis pour synthétiser la fréquence de sortie ainsi que d'autres paramètres comme le bruit de phase... Certains résultats de simulation sont présentés en annexe. Le fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase a aussi été simulé avec le logiciel ADS d'agilent ainsi qu'analytiquement. Ceci permet de confirmer les résultats obtenus à partir du logiciel gratuit ADIsimPLL 3.1.

Les schémas du layout du circuit sont présentés en annexe. La fig. 2.3 présente une photo du circuit, réalisé en suivant les principales règles de design des circuits hautes fréquences. Cependant, certaines longueurs de piste n'ont pas été raccourcies au maximum afin de faire apparaître des phénomènes de résonance, ce qui permettra pour la suite de mettre en avant l'importance de ces phénomènes sur la susceptibilité d'un système.

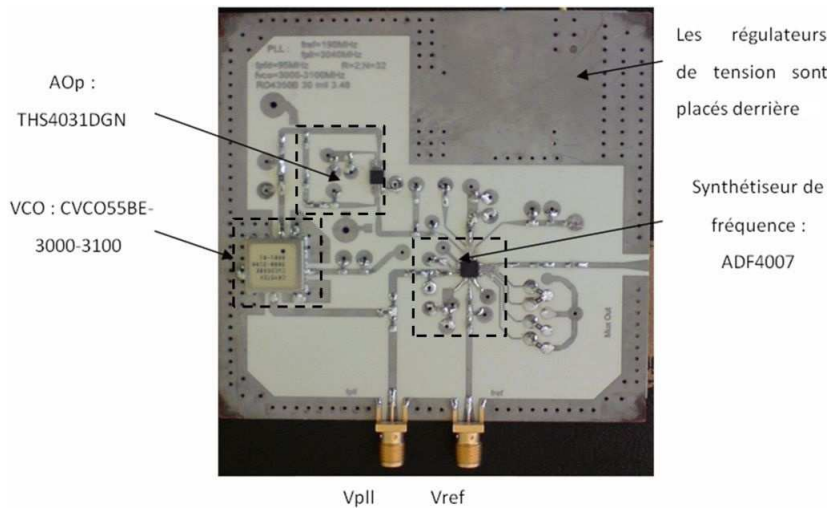


FIGURE 2.3 – Photo du circuit PLL.

L'alimentation du circuit est réalisée grâce à trois régulateurs de tension continue placés sur la face arrière du circuit. L'oscillateur commandé en tension (VCO = Voltage Control Oscillator) est alimenté sous une tension continue de 5 V, le synthétiseur est alimenté sous une tension continue de 3 V pour la partie numérique et 5 V pour la pompe de charge. L'amplificateur opérationnel constituant le filtre actif passe bas est alimenté sous une tension de 12 V. Le synthétiseur comprend deux diviseurs de fréquence à nombre entier. Le premier permet de diviser la fréquence de référence par 2 et le deuxième permet de diviser le signal haute fréquence par 32.

Lorsque la fréquence de référence est fixée à 190 MHz, la PLL fournit un signal de fréquence égale à $f_{PLL} = 3.04 \text{ GHz}$. La fréquence de comparaison à l'entrée du comparateur de phase vaut alors 95 MHz. La Fig. 2.4 présente le schéma bloc de la boucle à verrouillage de phase et les différentes grandeurs qui doivent apparaître lorsque la boucle est verrouillée.

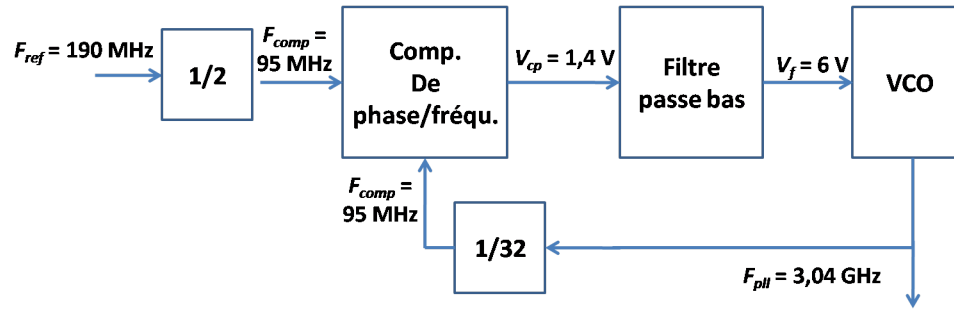


FIGURE 2.4 – Schéma bloc de la PLL et grandeurs associées aux entrées sorties de chaque bloc

Nous allons maintenant vérifier le fonctionnement du système.

2.2.2 Test de la PLL

Pour vérifier le bon fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase, son spectre de sortie pour $f_{ref} = 190$ MHz est premièrement mesuré. La Fig. 2.5 présente ce résultat.

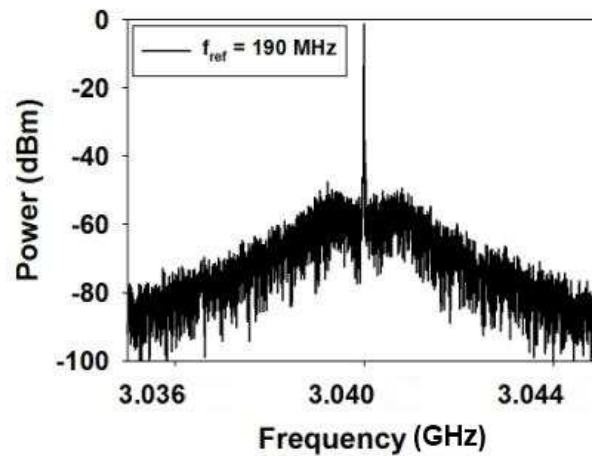


FIGURE 2.5 – Spectre de sortie de la PLL pour $f_{ref} = 190$ MHz.

La Fig. 2.5 présente une raie à la fréquence $f_{PLL} = 3,04$ GHz. La boucle à verrouillage de phase fonctionne donc correctement. Nous mesurons ensuite sa plage de fonctionnement. Pour cela, nous

faisons varier la fréquence de référence et nous relevons les valeurs de fréquences extrêmes pour lesquelles la boucle est verrouillée. Les résultats sont récapitulés dans la Tab. 2.1.

| Valeurs min | Valeurs max | Variables |
|-------------|-------------|-----------|
| 185,31 MHz | 194,81 MHz | F_{ref} |
| 2964 MHz | 3116,3 MHz | F_{pll} |
| 0,737 V | 4,342 V | V_{cp} |

TABLE 2.1 – Plage de fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase.

V_{cp} correspond à la tension moyenne mesurée en sortie du synthétiseur de fréquence, c'est-à-dire sur l'entrée V^+ de l'amplificateur opérationnel composant le filtre passe bas actif.

Nous mesurons aussi la puissance de la raie principale en fonction de la fréquence de fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase. Ce résultat est présenté sur la Fig. 2.6.

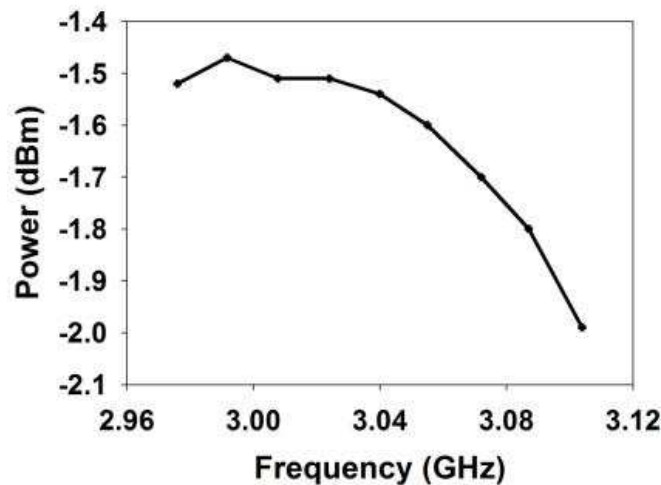


FIGURE 2.6 – Puissance du signal en sortie de la PLL.

La puissance mesurée en sortie de la boucle à verrouillage varie de quelque 10^{ième} de décibels autour de -1,7 dB, suivant sa fréquence. Sachant que la puissance fournie par le VCO est comprise, d'après le document constructeur, entre 2 dBm et 8 dBm, et sachant que le coupleur résistif présente une atténuation de 6 dBm, la puissance mesurée en sortie de la boucle à verrouillage en fonction de la fréquence doit varier entre -4 dBm et 2 dBm. La puissance mesurée en sortie de la boucle à verrouillage de phase concorde donc avec la théorie. Le bruit de phase de la PLL est mesuré puis

simulé sous le logiciel ADIsimPLL 3.1. Les résultats sont présentés en annexe sur la Fig. 8.4. Une très bonne concordance entre la mesure et la simulation est obtenue.

Chapitre 3

Etude de susceptibilité en zone de champ proche de la PLL

Les boucles à verrouillage de phase sont des circuits indispensables dans beaucoup de système électronique, surtout dans les systèmes de communication. Elles font l'objet de plusieurs travaux de recherche dans le domaine de la compatibilité électromagnétique (CEM). Plusieurs de ces recherches ont pour but d'étudier l'effet d'interférence électromagnétique de type EMI (Electromagnetic Interference) et IEMI (Intentional Electromagnetic Interference) sur leurs fonctionnements[5][6][7] [8][9][10] [11][12][13]. La plupart des études réalisées jusqu'à ce jour consistent à étudier l'effet d'agressions électromagnétiques de type CW (Continous Wave). Encore peu d'études présentent des résultats sur l'effet d'EMI avec différents signaux tels que des signaux modulés en amplitude, en fréquence ou avec des impulsions modulées. De plus, la plupart des études sont réalisées à faible puissance d'agression. Nous souhaitons donc dans ce travail présenter les effets d'agressions sur une PLL lors de l'injection de signaux d'agression sinusoïdaux CW, modulés en amplitude par un signal sinusoïdal, puis modulés en amplitude par un train d'impulsions. Ces études seront réalisées à faible et forte puissance d'agression.

L'étude de susceptibilité que nous présentons se déroule en plusieurs parties. Dans un premier temps, nous injectons un signal purement sinusoïdal en différents endroits de la boucle à verrouillage de phase. Tous les phénomènes de perturbation qui apparaissent sont présentés. Nous nous intéressons ensuite à l'effet de l'injection d'un signal d'agression précisément sur le filtre actif. En effet, des études précédentes[14] ont montré que l'injection d'un signal d'agression sur le filtre actif pouvait provoquer une modification de sa tension de sortie[15][16]. Bien que cette modification de tension

soit corrigée par la boucle à verrouillage de phase, le filtre actif est particulièrement intéressant à étudier du fait qu'il est réalisé autour d'un composant non-linéaire susceptible de démoduler les signaux d'agression[17]. Nous injectons donc différents types de signaux d'agression modulés et étudions leurs effets. Nous tenterons alors de déterminer les critères de modulation qui semblent provoquer le plus de perturbations sur le fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase. Les zones sensibles seront aussi déterminées.

3.1 Injection d'un signal purement sinusoïdal

Nous injectons un signal d'agression purement sinusoïdal[18][19][20] via la sonde de champ proche. Pour toutes les mesures qui suivent, le signal d'agression sera injecté via la sonde Hx, c'est-à-dire lorsque la boucle de la sonde magnétique est orientée dans le sens de la piste sur laquelle est injecté le signal d'agression. Le premier endroit d'injection correspond à l'entrée du signal haute fréquence du synthétiseur. Le deuxième point d'injection correspond à la sortie de l'oscillateur commandé en tension, et le troisième point est localisé autour du filtre actif. Pour ce dernier point, une étude plus précise de l'influence de la position du point d'injection sera réalisée.

3.1.1 Injection sur l'entrée haute fréquence du synthétiseur

Le signal d'agression est injecté sur l'entrée HF du synthétiseur. La Fig. 3.1 montre la localisation du point d'injection.

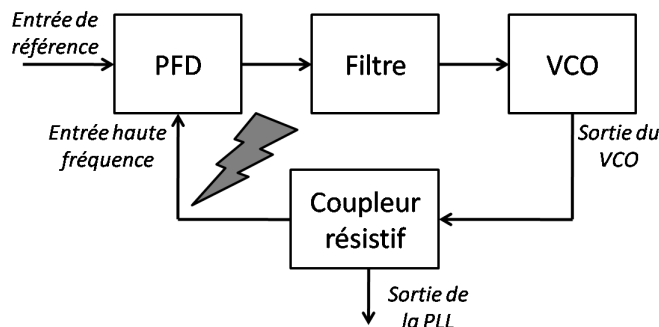


FIGURE 3.1 – Injection sur l'entrée haute fréquence du Phase/Frequency Detector (PFD)

Déverrouillage

La puissance du signal d'agression présent à l'entrée de la sonde est fixée à 35 dBm. Le spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase est présenté sur la Fig. 3.2.

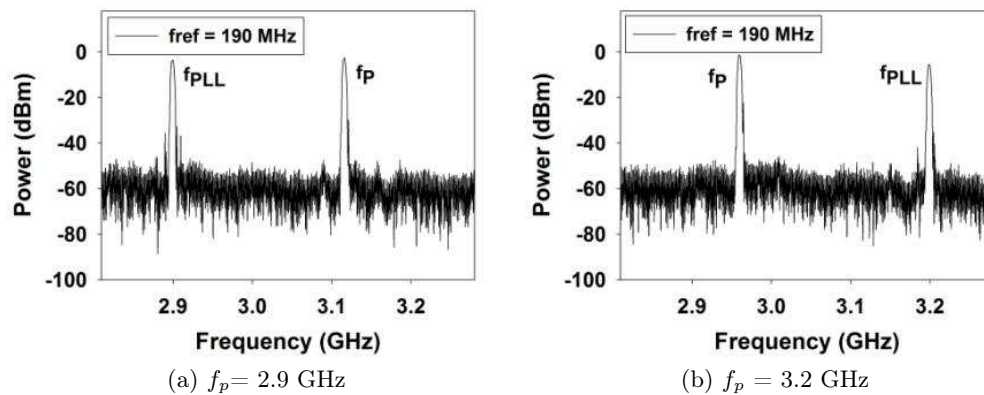


FIGURE 3.2 – Spectre mesuré en sortie de la boucle à verrouillage de phase lorsque (a) la fréquence du signal d'agression $f_p = 2.9$ GHz et (b) lorsque $f_p = 3.2$ GHz

Sur la Fig. 3.2a, la fréquence du signal d'agression f_p est fixée à 2.9 GHz. On mesure sur le spectre de sortie deux raies. La première raie mesurée à la fréquence de 2.9 GHz, correspond à f_p . La deuxième raie est mesurée à la fréquence de 3.116 GHz et correspond à la fréquence maximale de fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase mesurée précédemment (cf. le Tab. 2.1). Précisons qu'aucune raie n'est mesurée à la fréquence de 3.04 GHz, fréquence à laquelle devrait fonctionner le circuit. La boucle à verrouillage de phase ne fonctionne donc pas normalement. Sur la Fig. 3.2b, la fréquence du signal d'agression est fixée à 3.2 GHz. On mesure sur le spectre de sortie deux raies. La première raie est mesurée à la fréquence de 2.964 GHz, et correspond à la fréquence minimale de fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase (voir la Tab. 2.1). La deuxième raie, mesurée à la fréquence de 3.2 GHz correspond à f_p . Aucune raie n'est mesurée à la fréquence de 3.04 GHz, la boucle à verrouillage de phase n'est pas verrouillée.

Un signal d'agression injecté sur l'entrée haute fréquence du synthétiseur, se couple au circuit. Un signal perturbateur de fréquence identique au signal d'agression se propage à la fois vers l'oscillateur commandé en tension (VCO) et à la fois vers le synthétiseur. Si l'amplitude du signal perturbateur à l'entrée du synthétiseur est supérieure à l'amplitude du signal issu de l'oscillateur

commandé en tension, la boucle à verrouillage de phase va essayer d'asservir la fréquence issue du signal d'agression à la fréquence du signal de référence. Comme aucune correction n'est possible sur la fréquence du signal d'agression, la boucle à verrouillage de phase va fournir ses fréquences limites de fonctionnement, c'est-à-dire soit sa fréquence maximale de fonctionnement, à 3116 MHz, lorsque $f_p < f_{comp} * N (= 32)$. Soit sa fréquence minimale de fonctionnement, 2964 MHz, lorsque $f_p > f_{comp} * N (= 32)$. f_{comp} représente la fréquence de comparaison du comparateur de phase.

Ce phénomène de déverrouillage est néfaste pour la boucle à verrouillage de phase et pour les circuits qui en dépendent. En effet, la PLL n'est plus capable de fournir la fréquence souhaitée. Cependant ce phénomène apparaît pour des puissances du signal d'agression relativement élevées. Nous nous intéressons maintenant aux différents phénomènes qui peuvent apparaître lorsque la puissance du signal d'agression est plus faible.

3.1.2 Injection sur la sortie du VCO

Le signal d'agression est injecté sur la sortie de l'oscillateur commandé en tension comme le montre la Fig. 3.3.

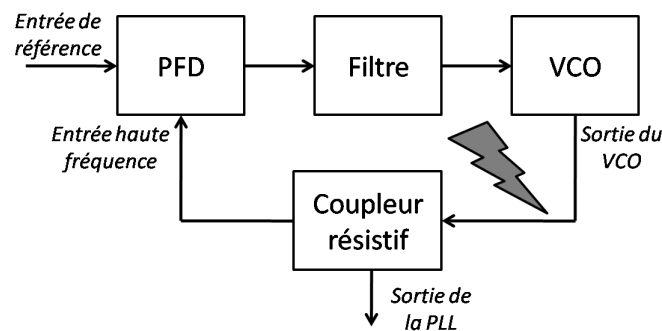
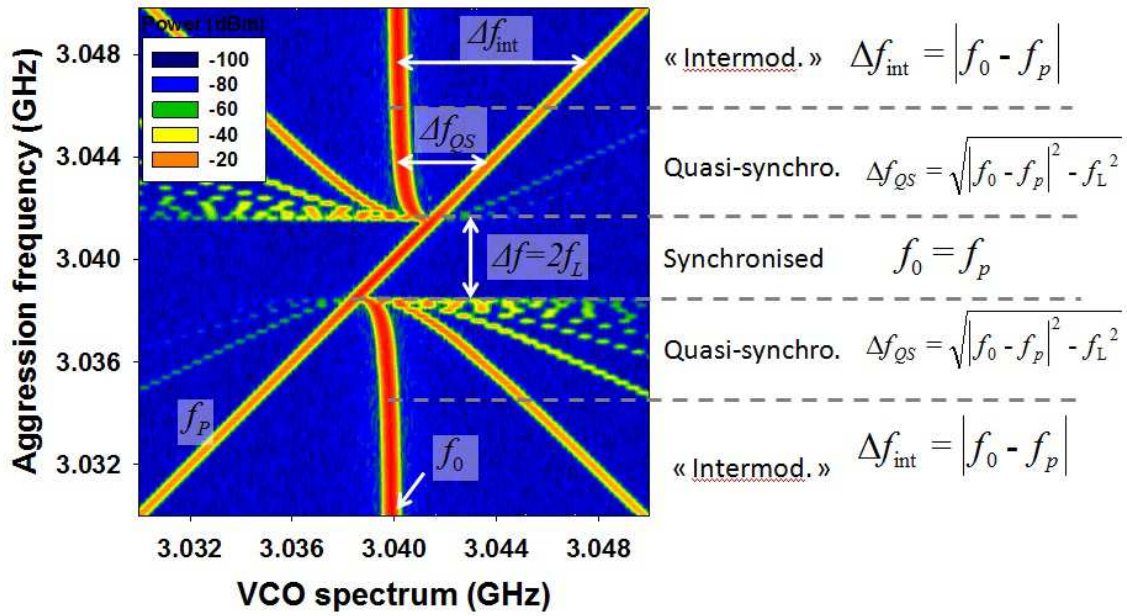


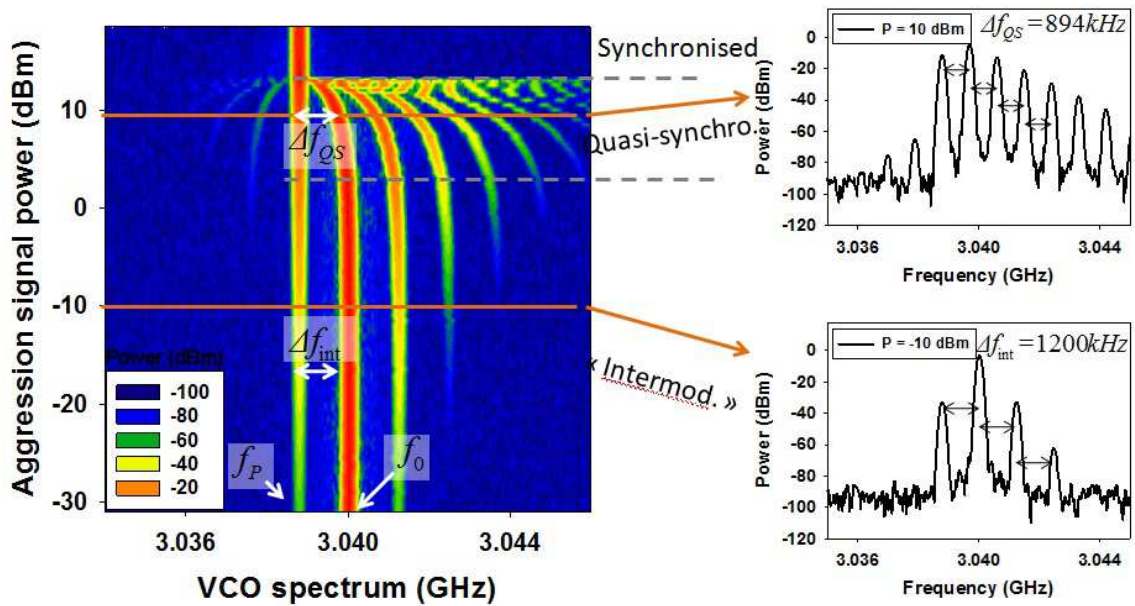
FIGURE 3.3 – Injection en sortie du VCO

Des études préliminaires [14] ont montré qu'une compréhension fine des phénomènes observés sous agression nécessitait une étude du VCO seul avant toute analyse sur le VCO intégré dans la PLL. Plusieurs études destinées à étudier l'impact d'une agression électromagnétique sur le spectre de sortie d'un oscillateur ont déjà été réalisées[13][21]. Aussi nous nous baserons sur ces travaux pour expliquer les différents phénomènes observés. La Fig. 3.4a présente l'évolution du spectre de sortie du VCO lorsque l'on fait varier la fréquence du signal d'agression. La puissance du signal d'agression, présente à l'entrée de la sonde, est fixée à 15 dBm. La Fig. 3.4b présente qu'en à elle l'évolution

du spectre de sortie du VCO seul lorsque l'on fait varier la puissance du signal d'agression. La fréquence du signal d'agression est alors fixée à 3.0388 GHz. Ces deux résultats sont complémentaires et permettent de mettre en avant plusieurs phénomènes.



(a)



(b)

FIGURE 3.4 – Evolution du spectre de sortie du VCO en fonction (a) de la fréquence du signal d’agression (b) de la puissance du signal d’agression. L’échelle des couleurs correspond à la puissance du spectre en dBm.

On observe deux régimes de fonctionnement sous agression. Le premier phénomène est l'apparition de raies d'intermodulation. Une caractéristique de ce phénomène est que chaque raie est séparée de la raie voisine d'un écart égal à

$$\Delta f_{int} = |mf_0 \pm nf_P|.$$

Dans cette relation, m et n sont des nombres entiers positifs. f_0 et f_P sont respectivement la fréquence nominale d'oscillation du VCO et la fréquence du signal d'agression.

Le deuxième régime est celui de l' "injection pulling". Ce régime peut provoquer deux effets suivant la fréquence et la puissance du signal d'agression. Le premier effet est la synchronisation totale de la fréquence d'oscillation du VCO avec la fréquence du signal d'agression. Ce régime aussi appelé "injection locking" apparaît lorsque la fréquence du signal d'agression est très proche de la fréquence d'oscillation du VCO. La bande de fréquence durant laquelle ce régime a lieu est notée Δf . Cette bande de fréquence dépend de la puissance du signal d'agression et peut être calculée d'après la relation suivante :

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q} \sqrt{\frac{P_i}{P_0} \frac{1}{\cos \theta}}.$$

Dans cette relation, Q représente le coefficient de qualité du filtre du VCO, P_i la puissance du signal d'agression injecté dans l'oscillateur, P_0 la puissance du signal issu du VCO et θ le déphasage entre le signal d'agression et le signal issu du VCO. La Fig. 3.5 présente la mesure de la plage de synchronisation en fonction de la puissance du signal d'agression réglée sur le générateur HF. On observe sur une échelle semi-logarithmique une variation linéaire de la plage de synchronisation en fonction de la puissance du signal d'agression. La pente de cette droite est de 1/2 ce qui correspond à une variation en racine de la puissance P_i comme décrit par la relation précédente.

Le deuxième effet est une quasi-synchronisation ou "quasi-locking" de la fréquence d'oscillation du VCO avec la fréquence du signal d'agression. Ce phénomène est caractérisé par l'apparition de raies sur le spectre de sortie du VCO, par une modification de la fréquence principale d'oscillation du VCO et par une différence de fréquence entre chaque raie égale à

$$\Delta f_{QS} = \sqrt{|f_0 - f_P|^2 - f_L^2}.$$

Dans cette relation, f_0 correspond à la fréquence d'oscillation nominale du VCO c'est-à-dire 3.04 GHz, f_p correspond à la fréquence du signal d'agression et f_L correspond à la moitié de la plage de synchronisation soit $\frac{\Delta f}{2}$.

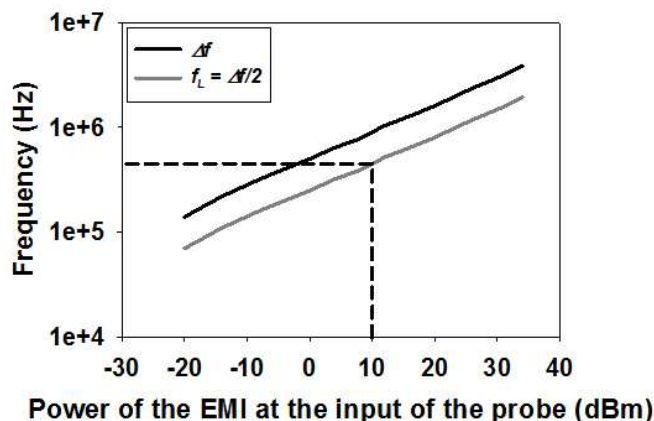
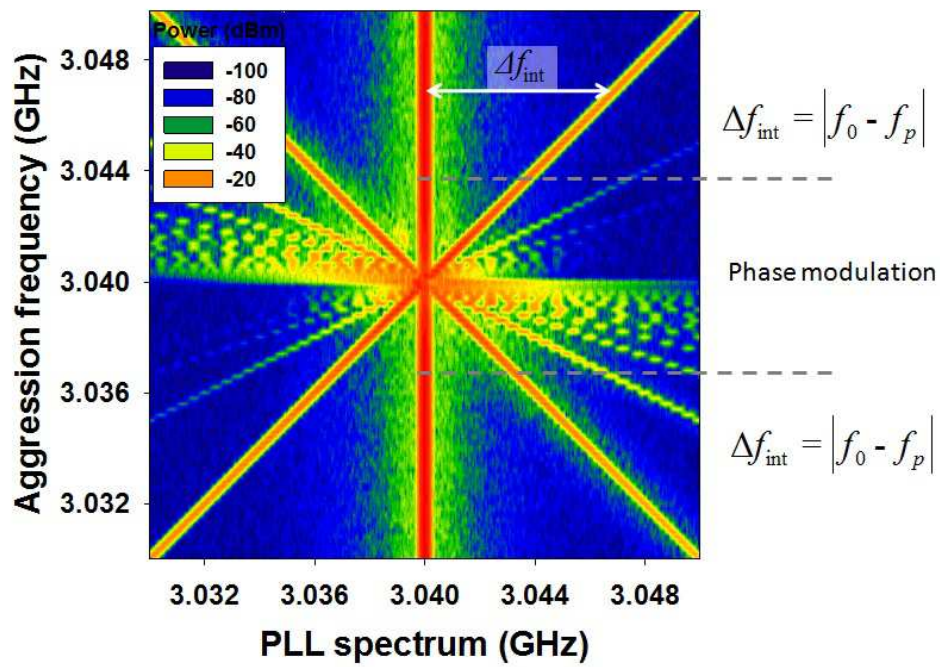


FIGURE 3.5 – Plage de synchronisation Δf en fonction de la puissance du signal d'agression P mesurée à l'entrée de la sonde

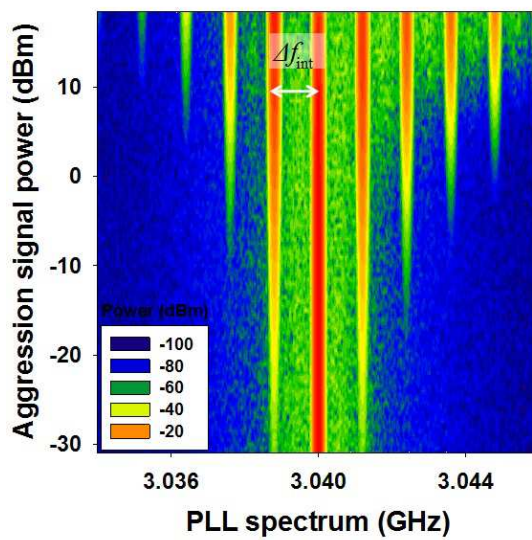
Analysons plus en détail la Fig. 3.4. La Fig. 3.4a présente l'évolution du spectre de sortie du VCO en fonction de la fréquence du signal d'agression. On regarde l'évolution du spectre dans le sens croissant de la fréquence du signal d'agression, c'est-à-dire de bas en haut. Lorsque f_p est suffisamment éloignée de $f_0 = 3.04GHz$, la différence de fréquence entre les deux raies est égale à Δf_{int} . Lorsque f_p se rapproche de la fréquence nominale du VCO, on observe une légère dérive de f_0 . La différence de fréquence entre les raies est alors Δf_{QS} . L'oscillateur est quasi-synchronisé. On note que durant ce régime, la plupart des raies qui apparaissent sur le spectre de sortie de l'oscillateur se trouvent à droite de f_p si $f_p < f_0$ et à gauche si $f_p > f_0$. Si f_p se rapproche encore de f_0 , alors le spectre de sortie présente une seule raie à la fréquence f_p . Le phénomène qui est observé est la synchronisation. Ce phénomène apparaît durant une bande de fréquence Δf . Pour de faibles puissances du signal d'agression, la différence de fréquence observée entre les différentes raies est Δf_{int} (cf. Fig. 3.4b). Prenons un exemple : pour une puissance du signal d'agression $P = -10dBm$, quatre raies sont mesurées. L'écart de fréquence séparant chaque raie peut être calculée par $\Delta f_{int} = f_0 - f_P = 3.04GHz - 3.0388GHz = 1200kHz$. Cette valeur correspond à la valeur mesurée. Lorsque l'on augmente la puissance du signal d'agression on observe une dérive de la fréquence nominale du VCO. La raie issue du signal d'agression se rapproche de la fréquence issue du signal du VCO. La

différence de fréquence est alors égale à Δf_{QS} . Prenons un exemple : pour une puissance $P = 10 \text{ dBm}$ du générateur HF, plus de dix raies sont mesurées. L'écart de fréquence entre chaque raie peut être déterminée en calculant $\Delta f_{QS} = \sqrt{|f_0 - f_P|^2 - f_L^2} = \sqrt{1200 \text{ kHz}^2 - 800 \text{ kHz}^2} = 894 \text{ kHz}$, soit la différence de fréquence mesurée. Dans cet exemple, $f_L = 800 \text{ kHz}$ et a été extraite de la courbe de la Fig. 3.5. Lorsque le phénomène de synchronisation apparaît, une seule raie est mesurée.

Le VCO est maintenant inséré dans la boucle à verrouillage de phase. Les mêmes expériences sont alors réalisées. La Fig. 3.6a présente l'évolution du spectre de sortie de la PLL lorsque l'on fait varier la fréquence du signal d'agression. La puissance du signal d'agression est fixée à $P = 15 \text{ dBm}$. La Fig. 3.6b présente l'évolution du spectre de sortie de la PLL lorsque l'on fait varier la puissance du signal d'agression. La fréquence du signal d'agression est alors fixée à 3.0388 GHz .



(a)



(b)

FIGURE 3.6 – Evolution du spectre de sortie de la PLL en fonction (a) de la fréquence du signal d'agression et (b) de la puissance du signal d'agression

Sur Fig. 3.6, nous pouvons observer que l’injection d’un signal d’agression sur un VCO asservi en fréquence, peut provoquer sur son spectre de sortie l’apparition de raies indésirables. En effet, la Fig. 3.6a montre deux choses. Premièrement, lorsque la fréquence d’agression f_p est très proche de la fréquence d’oscillation du VCO, une multitude de raies est mesurée sur le spectre de sortie de la PLL. Nous reviendrons plus tard sur le phénomène provoquant l’apparition de ces raies. Deuxièmement, on constate que tant que f_p est “éloignée” de la fréquence du VCO, plusieurs raies indésirables apparaissent sur le spectre de sortie de la PLL. Chaque raie est séparée de sa voisine d’une fréquence égale à $\Delta f_{int} = f_0 - f_p$, et ce quelle que soit la puissance du signal d’agression (Fig. 3.6b). Il est intéressant de constater que cette différence de fréquence correspond à la différence de fréquence mesurée entre les raies durant un phénomène d’intermodulation, comme nous avons pu l’observer lors de l’injection d’un signal d’agression sur le VCO seul. Cependant, même si ce phénomène semble être un phénomène d’intermodulation, il est difficile d’en être sûr. En effet, d’après[13][22], lorsque la fréquence du signal d’agression appartient à la bande de fréquence du filtre du VCO, le phénomène provoquant l’apparition de raies indésirables est un phénomène de quasi-synchronisation. Nous ne nous prononcerons pas d’avantage sur la détermination précise de ce phénomène pour le moment. Quoi qu’il en soit il est important de constater que contrairement à l’injection d’un signal d’agression sur un VCO seul, l’injection d’un signal d’agression sur un VCO asservi ne provoque pas une synchronisation totale du VCO. En aucun cas la fréquence de sortie de la PLL ne peut être contrôlée par la fréquence du signal d’agression.

Une caractéristique intéressante du phénomène de quasi-synchronisation que l’on peut mesurer sur un VCO asservi est l’évolution de l’amplitude des raies des bandes latérales. Dans[13], l’auteur montre qu’elles sont soumises à un effet de filtre passe bande lors d’une injection petit signal. La fréquence centrale de ce filtre se trouve être la fréquence d’oscillation du VCO plus ou moins la fréquence de boucle de la PLL. Pour vérifier ce phénomène, nous avons relevé l’évolution de l’amplitude de la raie à la fréquence f_p en fonction de $f_0 - f_p$ soit la fréquence de battement entre la fréquence d’oscillation du VCO et la fréquence du signal d’agression, et ce pour différentes puissances du signal d’agression. La Fig. 3.7 présente ces résultats.

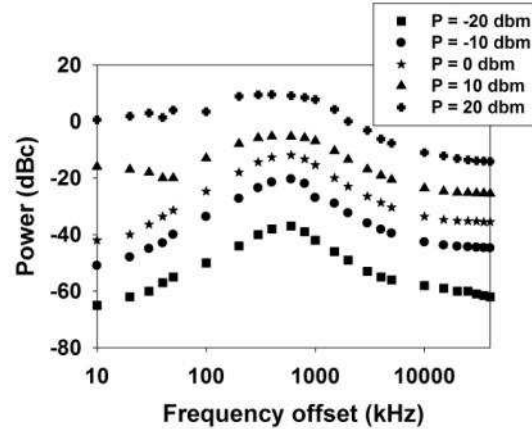


FIGURE 3.7 – Mesure de la bande latérale $f_0 - f_P$ pour différentes puissances du signal d’agression

Pour de faibles puissances d’injection, soit $P \leq 0\text{ dB}$, le comportement passe bande est observé. En effet, lorsque $f_0 - f_P$ est très inférieure à la fréquence de boucle de la PLL, l’amplitude de la raie de fréquence f_P est très faible. Lorsque $f_0 - f_P$ se rapproche de la fréquence de boucle de la PLL, soit 800 kHz, l’amplitude des raies augmente. Un maximum d’amplitude est atteint lorsque $f_0 - f_P = 800\text{ kHz}$. Enfin, lorsque $f_0 - f_P$ est très supérieure à la fréquence de boucle de la PLL, l’amplitude de la raie de fréquence f_P diminue. Notons que l’amplitude des autres raies suivent le même comportement que la raie de fréquence f_P .

Pour de fortes puissances du signal d’agression, soit $P > 0\text{ dB}$, le comportement passe bande n’est quasiment plus observé. D’ailleurs il est intéressant de noter qu’à ce moment là, la raie issue du signal d’agression a une amplitude plus importante que la raie issue du VCO. Ceci explique la mesure de dBc positive.

D’un point de vu susceptibilité, nous pouvons conclure que pour de faibles puissances d’agression, la susceptibilité de la PLL est maximale lorsque f_P se situe autour de $f_0 \pm 800\text{ kHz}$. Pour de fortes puissances, la susceptibilité de la PLL est importante quelle que soit la fréquence d’agression tant qu’elle est comprise entre $f_0 \pm 800\text{ kHz}$.

Dans les sections suivantes, nous présenterons en détail les différents effets observés et tâcherons de les analyser et de les expliquer au mieux. Pour cela, nous ferons varier la fréquence du signal d’agression et nous nous attarderons sur chaque phénomène qui apparaîtra. Précisons que les phénomènes présentés maintenant sont aussi observés lors de l’injection d’un signal d’agression à l’entrée du synthétiseur. Cependant, pour un effet similaire, la puissance du signal d’agression doit être plus

élevée.

Intermodulation

Le spectre du signal de sortie de la boucle à verrouillage de phase est mesuré lorsqu'un signal d'agression est injecté sur la sortie du VCO.

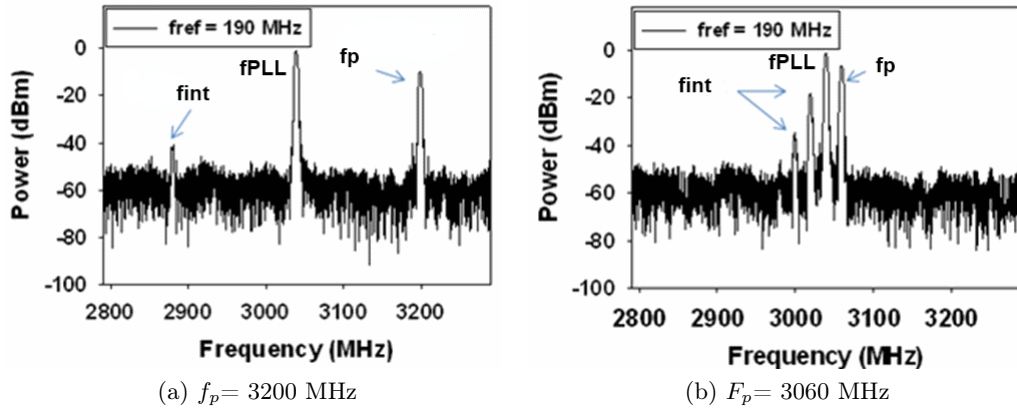


FIGURE 3.8 – spectre mesuré lorsque (a) $f_p = 3200$ MHz et (b) $f_p = 3060$ MHz

Sur la Fig. 3.8a, la fréquence du signal d'agression est fixée à 3200 MHz. Trois raies sont mesurées. La raie mesurée à la fréquence de $f_p = 3200$ MHz correspond à la fréquence du signal d'agression. La raie mesurée à la fréquence de 3040 MHz correspond à la fréquence issue de l'oscillateur commandé en tension f_0 . La dernière raie est mesurée à la fréquence de 2880 MHz. C'est une raie d'intermodulation d'ordre 3. Elle provient du mélange du signal d'agression et du signal issu du VCO. Sur la Fig. 3.8b, la fréquence du signal d'agression est fixée à 3060 MHz. On observe alors deux raies d'intermodulation respectivement d'ordre 3 et 5 dont les fréquences respectives sont 3020 MHz et 3080 MHz.

Une façon simple d'observer ces raies d'intermodulation consiste à relever l'évolution du spectre en sortie de la boucle à verrouillage de phase en fonction de f_p . La fig. 3.9 présente ce résultat. L'échelle en nuance de gris représente la puissance en dBm des raies mesurées sur l'analyseur de spectre.

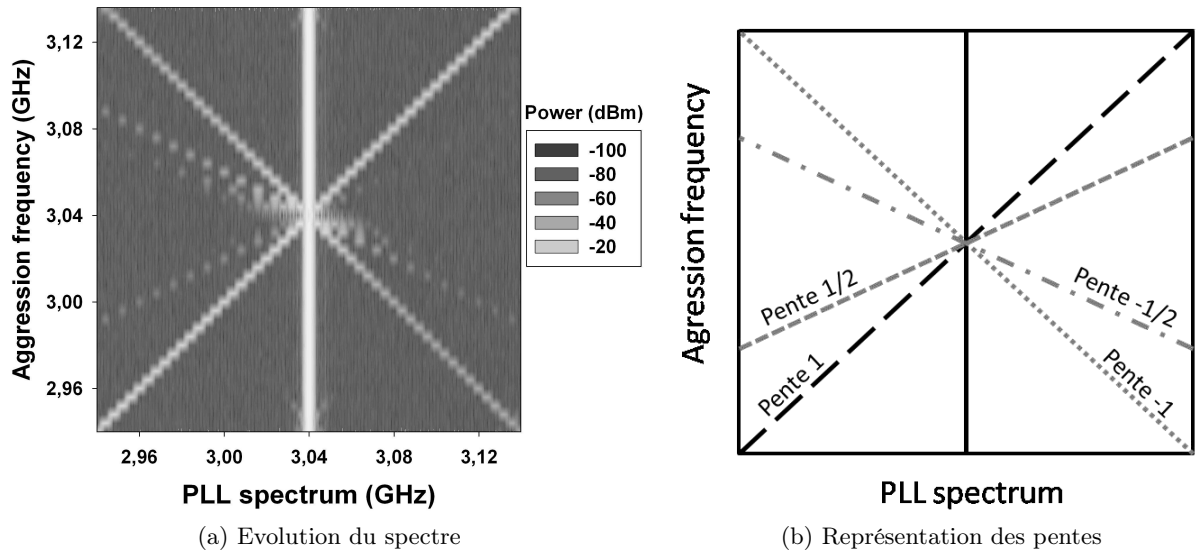


FIGURE 3.9 – (a) spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase en fonction de la fréquence du signal d’agression, (b) représentation des pentes.

On observe alors différentes droites de pentes différentes. La raie verticale correspond à la fréquence f_0 du signal du VCO. La droite de pente 1 correspond à f_P . La droite de pente -1 correspond quant à elle à la raie d’intermodulation d’ordre 3. On observe ensuite une droite de pente 1/2 correspondant à la deuxième raie d’intermodulation d’ordre 3. La droite de pente -1/2 correspond à la raie d’intermodulation d’ordre 5.

Les raies latérales sont présentes quelle que soit la fréquence et la puissance du signal d’agression et dépendent fortement de ces deux paramètres. Si on observe la puissance de la raie issue du signal d’agression et celle issue du produit d’intermodulation d’ordre 3 en fonction de leurs fréquences respectives, on constate que leurs amplitudes augmentent rapidement lorsque leurs fréquences se rapprochent de la fréquence du signal délivré par l’oscillateur commandé en tension. La fig. 3.10 présente l’évolution de la puissance de la raie issue du signal d’agression et de la raie d’intermodulation d’ordre 3 en fonction de leurs fréquences respectives.

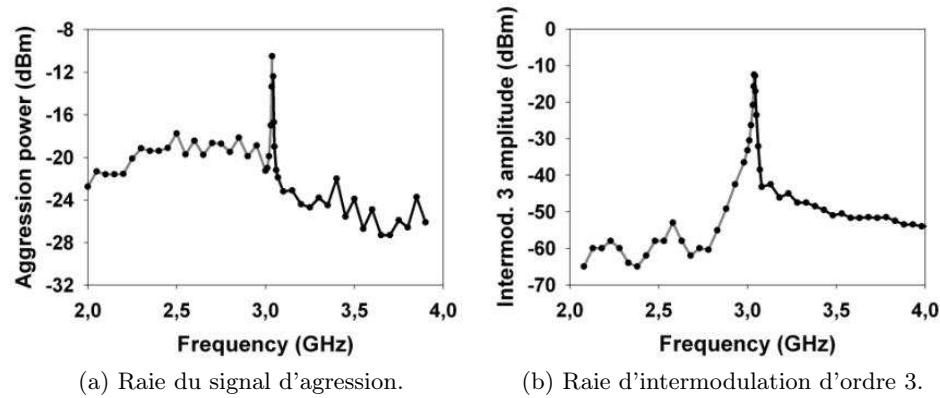


FIGURE 3.10 – (a) puissance de la raie issue du signal d'agression en fonction de sa fréquence, (b) puissance de la raie issue du signal d'intermod. 3 en fonction de sa fréquence. $f_0 = 3.04 \text{ MHz}$

Sur la Fig. 3.10a, l'évolution de la puissance du signal d'agression mesuré en sortie de la boucle à verrouillage de phase est représentée en fonction de sa fréquence. On note alors que la puissance de la raie issue du signal d'agression augmente lorsque sa fréquence se rapproche de la fréquence d'oscillation propre de l'oscillateur commandé en tension. Ce phénomène est provoqué par l'oscillateur commandé en tension lui-même. En effet, un oscillateur en électronique se compose d'un filtre sélectif dont la fréquence centrale détermine la fréquence d'oscillation et d'un amplificateur qui permet de fournir l'énergie à l'oscillation afin que celle-ci perdure. Le filtre, bien qu'il soit choisi pour être très sélectif possède autour de la fréquence d'oscillation une certaine bande passante. Lorsque la fréquence du signal d'agression est suffisamment proche de la fréquence d'oscillation du VCO, le signal d'agression se trouve amplifié ce qui provoque l'apparition des raies d'intermodulation d'ordre important. La Fig. 3.10b, représente la puissance de la raie d'intermodulation d'ordre 3 en fonction de sa fréquence respective. On observe une forte augmentation de son amplitude lorsque la fréquence du signal d'agression est proche de la fréquence du signal d'oscillation du VCO. Pour vérifier que le filtre a une influence sur la puissance du signal d'agression injecté dans l'oscillateur et donc sur l'amplitude des raies d'intermodulation, la même mesure est réalisée mais cette fois-ci, la fréquence de référence est réglée à 186 MHz. Ceci implique une oscillation propre du VCO à la fréquence de 2975 MHz (voir Fig. 3.11). On remarque alors que l'amplitude de la raie d'intermodulation d'ordre 3 a une amplitude maximale lorsque la fréquence du signal d'agression est proche de la fréquence d'oscillation du VCO, c'est-à-dire $f_0 = 2975 \text{ MHz}$.

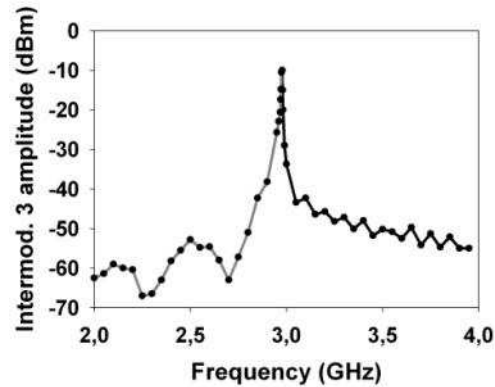


FIGURE 3.11 – (a) puissance de la raie issue du signal d’intermod. 3 en fonction de sa fréquence. $f_0 = 2975 MHz$

Ainsi pour une fréquence d’agression se situant, hors bande du filtre sélectif de l’oscillateur, l’agression a moins d’impact sur la perturbation du circuit.

Raies supplémentaires

Lorsque la fréquence du signal d’agression est suffisamment proche de la fréquence d’oscillation de l’oscillateur, on a l’apparition de raies supplémentaires sur le spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase. Ces raies supplémentaires dépendent à la fois de la puissance et de la fréquence du signal d’agression. La Fig. 3.12 présente l’évolution du spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase en fonction de la puissance du signal d’agression et la Fig. 3.13 présente l’évolution du spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase en fonction de la fréquence du signal d’agression.

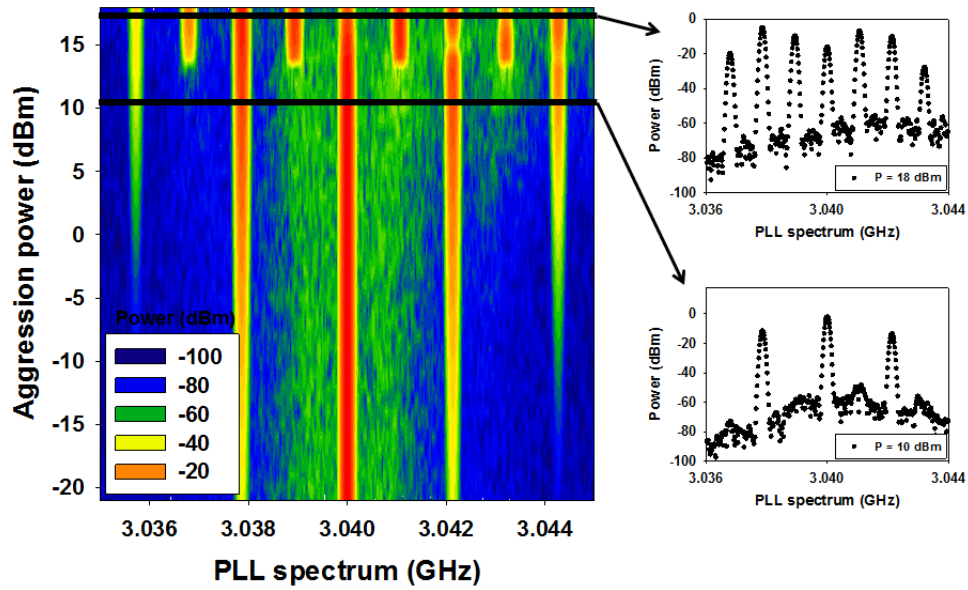


FIGURE 3.12 – Spectre mesuré en sortie de la PLL en fonction de la puissance du signal d’agression ; $f_p = 3,03786$ GHz.

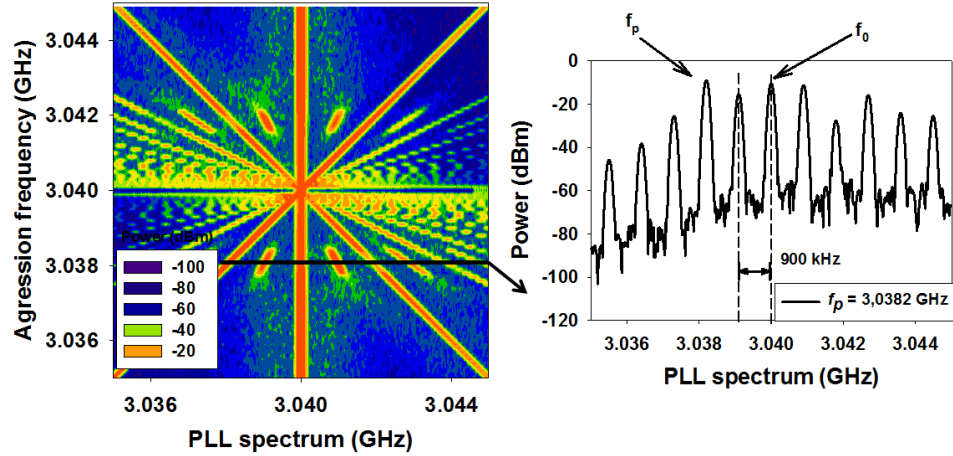


FIGURE 3.13 – Spectre de la PLL en fonction de la fréquence du signal d’agression

On constate sur la Fig. 3.12 que pour des puissances inférieures à 15 dBm, seules les raies d’intermodulation sont mesurées. Lorsque la puissance devient supérieure à 15 dBm, d’autres raies

apparaissent entre les raies d'intermodulation. Si la puissance du signal d'agression joue un rôle important sur l'apparition de ce phénomène, la fréquence du signal d'agression joue aussi un rôle important. En effet, ces raies apparaissent pour une bande de fréquence bien précise .

Sur la Fig. 3.13, l'évolution du spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase est mesurée en fonction de la fréquence du signal d'agression. Les raies d'intermodulation classiques, c'est-à-dire d'ordre 3, 5, 7 sont mesurées. Lorsque la fréquence du signal d'agression devient proche de $f_p = f_0 \pm 1700 kHz$, d'autres raies apparaissent.

Lorsque les raies supplémentaires apparaissent, on a $\frac{f_{PLL} - f_p}{2} \simeq f_n$, avec f_n la fréquence de boucle. Il serait donc intéressant de vérifier que ce phénomène dépend effectivement de cette fréquence. Pour cela, nous mesurons l'évolution du spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase en fonction de la fréquence du signal d'agression pour différentes valeurs de R_2 (résistance du filtre actif). Ce résultat est présenté sur la Fig. 3.14. En modifiant la valeur de R_2 , on modifie, la fréquence de coupure du filtre actif et donc la fréquence de boucle, mais on dégrade aussi la stabilité de la boucle à verrouillage de phase.

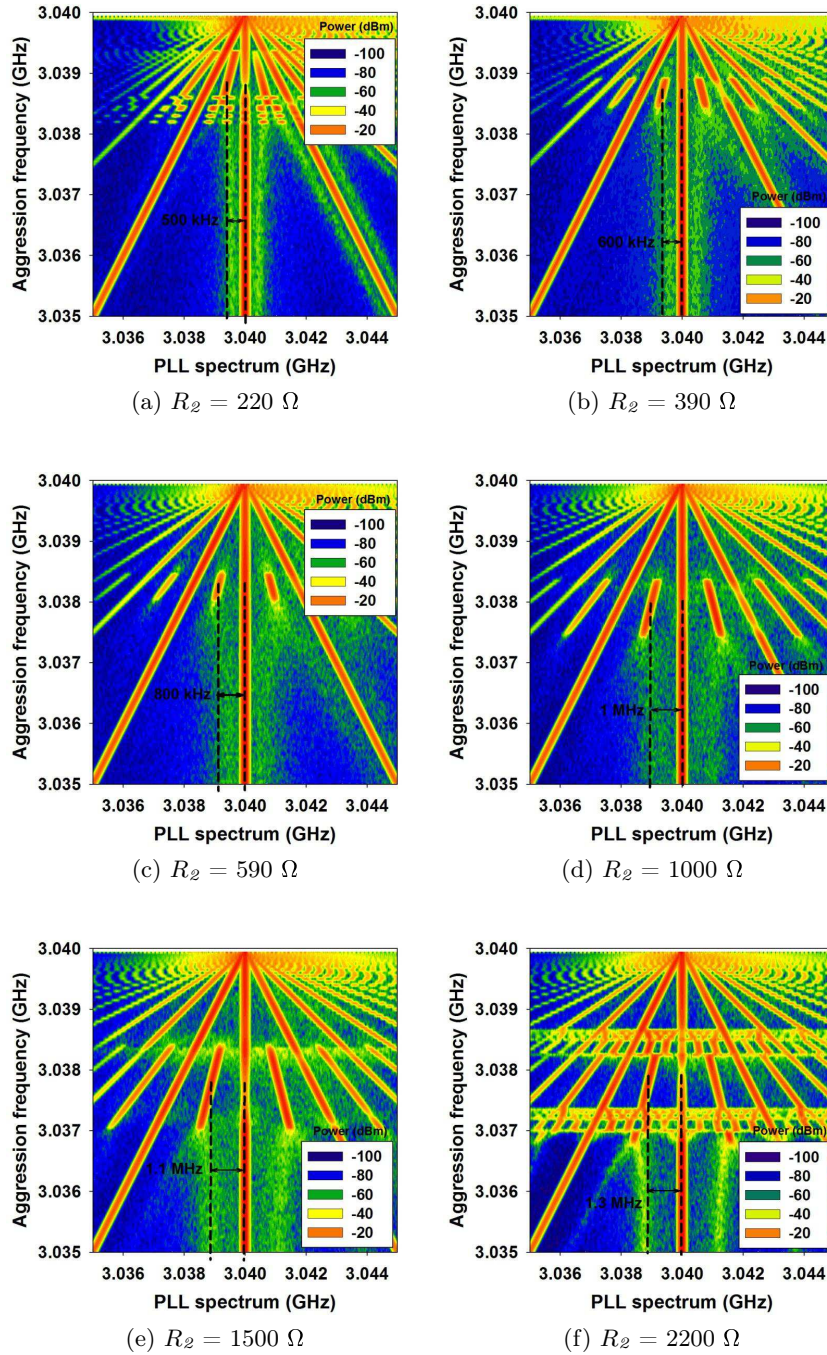


FIGURE 3.14 – Evolution du spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase en fonction de la fréquence du signal d’agression pour (a) $R_2 = 220 \Omega$, (b) $R_2 = 390 \Omega$, (c) $R_2 = 590 \Omega$, (d) $R_2 = 1000 \Omega$, (e) $R_2 = 1500 \Omega$, (f) $R_2 = 2200 \Omega$.

On constate alors que suivant la valeur de la résistance R_2 , le centre de la bande de fréquence pour laquelle apparaissent les raies supplémentaires varie ainsi que la largeur de cette bande. Par exemple, lorsque $R_2 = 590 \Omega$, les raies supplémentaires apparaissent sur une bande de 300 kHz environ autour de $\frac{f_p - f_0}{2} = 800 \text{ kHz}$. Lorsque $R_2 = 1500 \Omega$, les raies supplémentaires apparaissent sur une bande de fréquence de 1 MHz environ autour de $\frac{f_p - f_0}{2} = 1100 \text{ kHz}$.

Premièrement, on s'intéresse à la différence de fréquence entre la fréquence centrale de cette bande de "raies supplémentaires" et la fréquence nominale de la PLL, soit 3040 MHz. On constate que cette différence de fréquence est environ égale à $\frac{f_0 - f_p}{2} \simeq f_n$, avec f_n la fréquence de boucle. Le Tab. 3.1 présente la fréquence de boucle théorique ainsi que la marge de phase en boucle ouverte de la PLL en fonction de la valeur de la résistance R_2 . Ces valeurs ont été obtenues théoriquement en traçant le diagramme de Bode de la fonction de transfert de la PLL en boucle ouverte et en boucle fermée.

| Valeur de R2 | 220 Ω | 390 Ω | 590 Ω | 1000 Ω | 1500 Ω | 2200 Ω |
|--|--------------|--------------|--------------|---------------|---------------|---------------|
| Fréquence de boucle f_n | 530 kHz | 632 kHz | 807 kHz | 1,18 MHz | 1,53 MHz | 1,81 MHz |
| Largeur de bande des raies supplémentaires | 1.2 MHz | 500 kHz | 300 kHz | 1.1 MHz | 1.4 MHz | 2 MHz |
| Marge de phase | 27.1° | 36.1° | 44.6° | 40.1° | 21° | 9.35° |

TABLE 3.1 – Fréquence de boucle en fonction de la valeur de la résistance R_2

Deuxièmement, on s'intéresse à la largeur de la bande de "raies supplémentaires" (voir Tab. 3.1). On constate que plus la valeur de la résistance R_2 s'éloigne de sa valeur nominale (590 Ω dans notre cas), plus la largeur de la bande de "raies supplémentaires" devient plus grande. On peut expliquer cela du fait qu'en s'éloignant de la valeur nominale de R_2 , on dégrade la condition de stabilité de la boucle à verrouillage de phase (voir les valeurs de marges de phases de la PLL en boucle ouverte répertoriées dans le Tab. 3.1), et le phénomène de "raies supplémentaires" est d'autant plus visible.

Observons maintenant comment évolue la plage de fréquence des raies supplémentaires en fonction de la puissance P du signal d'agression. Pour cela la résistance nominale R_2 de 590 Ω est utilisée. On observe l'évolution du spectre en sortie de la PLL en fonction de f_p pour plusieurs puissances du signal d'agression. La Fig. 3.15 présente ce résultat.

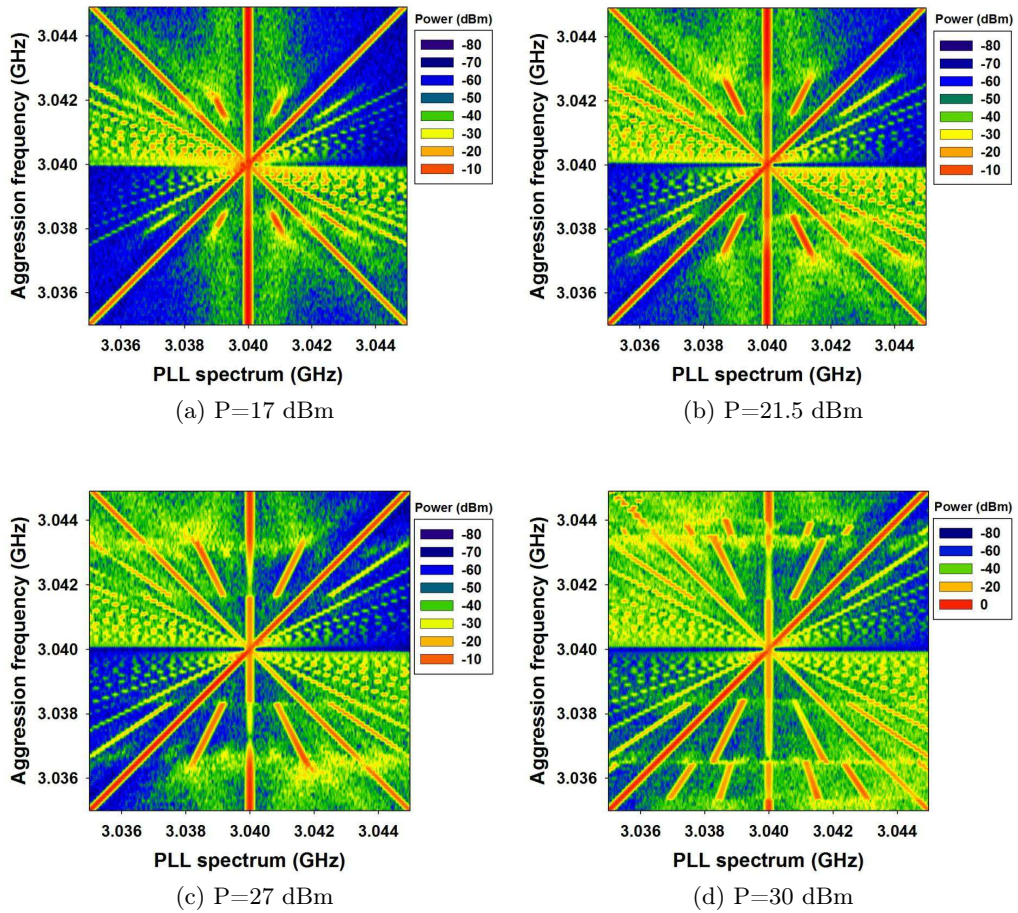


FIGURE 3.15 – Evolution du spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase en fonction de la fréquence du signal d’agression lorsque (a) $P=17$ dBm, (b) $P=22.5$ dBm, (c) $P=27$ dBm et (d) $P=30$ dBm

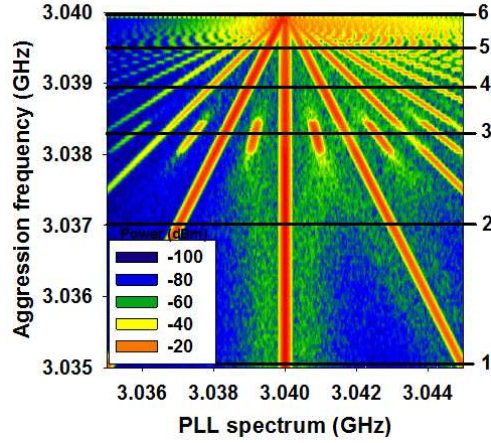
On constate que plus la puissance du signal d’agression est élevée, plus la bande de fréquence pour laquelle les raies supplémentaires apparaît est large. Deux choses supplémentaires sont à noter. Premièrement pour des puissances P de 21.5, 27 et 30 dBm, lorsque le phénomène de raies supplémentaires apparaît, la puissance de la raie à la fréquence $f_0 = 3.04$ GHz diminue fortement. Deuxièmement, il semble que lorsque la puissance du signal d’agression augmente, la plage de fréquence pour laquelle apparaissent les raies supplémentaires s’étale vers des fréquences supérieures. En effet, lorsque la puissance du signal d’agression est de 17 dBm, la plage de raies supplémentaires

s'étend de 700 kHz à 1 MHz de la fréquence centrale f_0 . Lorsque la puissance du signal d'agression est de 27 dBm, la plage de fréquence s'étend de 700 kHz à 2 MHz. Enfin on constate que lorsque la puissance du signal d'agression est de 30 dBm, pour certaines fréquences du signal d'agression, deux bandes de fréquence pour lesquelles des raies supplémentaires apparaissent sont mesurées. L'effet de la puissance est donc extrêmement important d'un point de vue compatibilité et susceptibilité électromagnétique.

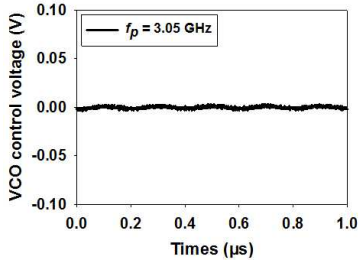
Instabilité et/ou modulation de la phase de sortie du VCO

Une autre conséquence de l'injection d'un signal d'agression, en plus de l'apparition de raies d'intermodulation et des raies supplémentaires, est la diminution de la puissance de la fréquence centrale de la boucle à verrouillage de phase. En effet, lorsque f_p devient suffisamment proche de f_{PLL} , l'amplitude de la raie centrale diminue et l'amplitude du signal d'agression augmente. Pendant une certaine bande de fréquence, qui dépend de la puissance du signal d'agression, la fréquence dominante n'est plus la fréquence centrale de la boucle à verrouillage de phase mais la fréquence f_p . La PLL est donc dans un état "d'instabilité" bien qu'il semble qu'elle reste verrouillée. Pour essayer de comprendre ce phénomène, nous nous intéressons à la forme de la tension alternative présente sur l'entrée de commande du VCO pour différentes fréquences du signal d'agression.

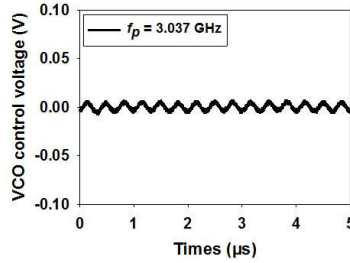
La composante alternative de la tension de commande de l'oscillateur commandé en tension est observée pour les fréquences suivantes : $f_p=3.035$ GHz, $f_p=3.037$ GHz, $f_p=3.0383$ GHz, $f_p=3.0388$ GHz, $f_p=3.0395$ GHz, $f_p=3.03997$ GHz. La Fig. 3.16 présente ces résultats. La puissance du signal d'agression est toujours fixée à 15 dBm.



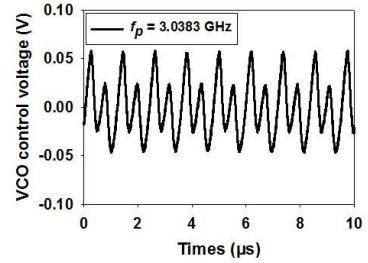
(a) Spectre PLL en fonction de f_p



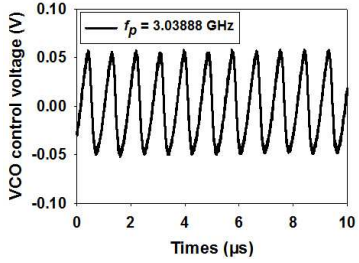
(b) $f_p = 3.035$ GHz (1)



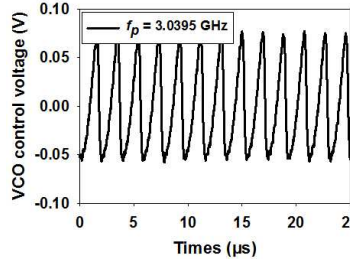
(c) $f_p = 3.037$ GHz (2)



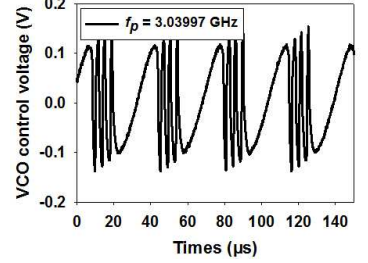
(d) $f_p = 3.0383$ GHz (3)



(e) $f_p = 3.03888$ GHz (4)



(f) $f_p = 3.0395$ GHz (5)



(g) $f_p = 3.03997$ GHz (6)

FIGURE 3.16 – (a) Evolution du spectre de sortie de la PLL en fonction de la fréquence du signal d’agression f_p . Signal alternatif temporel mesuré sur l’entrée “tension de commande” du VCO pour différentes valeurs de f_p : (b) $f_p = 3.035$ GHz, (c) $f_p = 3.037$ GHz, (d) $f_p = 3.0383$ GHz, (e) $f_p = 3.0388$ GHz, (f) $f_p = 3.0395$ GHz, (g) $f_p = 3.03997$ GHz.

Lorsque $f_p = 3.035$ GHz ((1) de la Fig. 3.16a), le spectre de sortie de la boucle à verrouillage de

phase présente la raie centrale issue de l'oscillateur, la raie issue du signal d'agression ainsi qu'une raie d'intermodulation d'ordre 3. La tension de commande présente un signal sinusoïdal d'amplitude crête à crête très faible, c'est-à-dire inférieure à 10 mV (Fig. 3.16b). Les raies présentes sur le spectre de sortie de la PLL sont essentiellement des raies d'intermodulation. Lorsque $f_p = 3.037 \text{ GHz}$ ((2) de la Fig. 3.16a), le même nombre de raies d'intermodulation est mesuré. Par contre un signal sinusoïdal d'amplitude crête à crête de 20 mV est présent sur l'entrée de commande du VCO ((Fig. 3.16c)). Cependant, l'amplitude de ce signal est suffisamment faible pour ne pas provoquer de modulation de la phase de sortie de l'oscillateur commandé en tension, du moins pas de façon visible sur l'analyseur de spectre. Lorsque $f_p = 3.0383 \text{ GHz}$ ((3) de la Fig. 3.16a), il apparaît sur le spectre de sortie un nombre plus important de raies ainsi que les "raies supplémentaires". Le signal mesuré sur la tension de commande de l'oscillateur n'est plus purement sinusoïdal. Il présente une double périodicité à la fréquence $f_0 - f_p$ et $\frac{f_0 - f_p}{2}$ et présente une amplitude crête à crête de 100 mV (Fig. 3.16d). L'amplitude du signal alternatif est cette fois suffisamment élevée pour moduler la phase du signal de sortie de l'oscillateur et peut expliquer l'apparition des raies supplémentaires. Lorsque $f_p = 3.0388 \text{ GHz}$ ((4) de la Fig. 3.16a), les raies supplémentaires disparaissent. La puissance de la raie issue du signal d'agression commence à devenir de l'ordre de grandeur de la raie issue de l'oscillateur. Une grande quantité de raies indésirables est mesurée. Un signal sinusoïdal d'une fréquence de 1.47 MHz soit égal à $f_0 - f_p$ est mesuré sur la tension de commande de l'oscillateur (Fig. 3.16e). Son amplitude est suffisante pour moduler la phase de sortie de la boucle à verrouillage de phase. Lorsque $f_p = 3.0395 \text{ GHz}$ ((5) de la Fig. 3.16a), une grande quantité de raie est mesurée sur le spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase. Un signal quasi-sinusoïdal d'une fréquence de 490 kHz, soit égale à $f_0 - f_p$ et d'amplitude crête à crête de 130 mV est mesuré sur l'entrée de commande de l'oscillateur (Fig. 3.16f). Les raies parasites mesurées en sortie de la boucle à verrouillage de phase correspondent à des raies issues de la modulation de la phase du VCO par le signal quasi-sinusoïdal présent sur son entrée de commande. Enfin, lorsque $f_p = 3.03997 \text{ GHz}$ ((6) de la Fig. 3.16a), une grande quantité de raies indésirables est observée sur le spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase. Ces raies sont dues à une modulation de phase du signal de sortie du VCO par le signal alternatif présent sur son entrée de commande. Le signal alternatif présente une double périodicité. L'une d'elle varie lentement à la fréquence de 39 kHz correspondant à la différence de fréquence entre le signal d'agression et le signal de l'oscillateur. L'autre périodicité varie plus rapidement, ici à la fréquence de 263 kHz. L'amplitude crête à crête du signal alternatif présent sur l'entrée de commande du VCO est de l'ordre de 300 mV et module de façon importante la fréquence de sortie de l'oscillateur.

Nous souhaitons à présent mieux comprendre les raies supplémentaires qui apparaissent sur la sortie de la PLL lors de l'injection d'un signal d'agression. Il est difficile de modéliser théoriquement ces raies supplémentaires à cause des non linéarités du circuit. La solution consiste alors à simuler la boucle à verrouillage de phase avec un logiciel de type circuit tel que ADS, utilisant des algorithmes numériques particulièrement dédiés aux systèmes non linéaires. Cependant, une bonne simulation nécessiterait la connaissance précise des schémas électriques internes des différents composants constituant le système. Les composants étant des composants commerciaux il est difficile de se procurer leurs schémas internes. Quoiqu'il en soit, il est possible que ces phénomènes ne soient pas propres au composant mais juste à sa non-linéarité qu'il présente. Dans cette optique, la simulation de la PLL utilisant des modèles non-linéaires simples des composants pourrait nous donner plusieurs informations sur ce phénomène de raies supplémentaires.

Dans la section suivante, nous allons simuler la boucle à verrouillage de phase sur le logiciel ADS en utilisant un modèle de VCO non-linéaire. Cela devrait permettre de faire apparaître les phénomènes d'intermodulation, le phénomène de "injection pulling" et peut être le phénomène de raies supplémentaires.

Simulation de l'effet d'une agression électromagnétique sur le fonctionnement de la PLL

Nous souhaitons simuler l'effet d'un signal d'agression sur la boucle à verrouillage de phase afin de comprendre d'avantage les phénomènes qui apparaissent et les valider. Le logiciel que nous utiliserons est le logiciel ADS d'Agilent. Sachant que le phénomène de "injection pulling" est dû à un phénomène non-linéaire de l'oscillateur commandé en tension [13], nous utiliserons un modèle de VCO non-linéaire construit autour d'un transistor bipolaire. Tous les autres composants et circuits de la boucle à verrouillage de phase seront choisis dans la librairie proposée par ADS et auront un comportement linéaire. Le signal d'agression est injecté via un circulateur par la sortie de la PLL.

Etude du VCO Le VCO est le composant le plus sensible de la PLL. Lors de l'injection d'une IEMI sur le VCO seul, beaucoup d'effets ont été observés. Nous avons dans un premier temps ajusté les paramètres des composants internes du VCO afin que ses caractéristiques électriques se rapprochent le plus possible du VCO utilisé lors des expérimentations. La Fig. 3.17 présente le schéma électrique du VCO utilisé lors de la simulation.

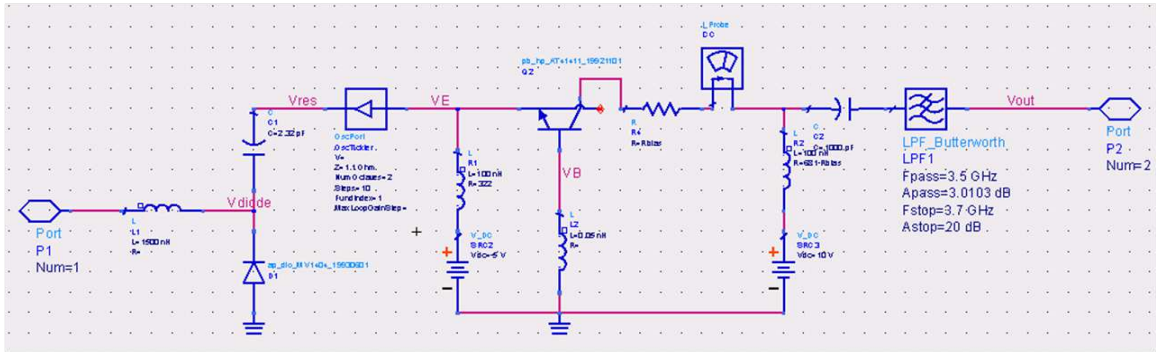
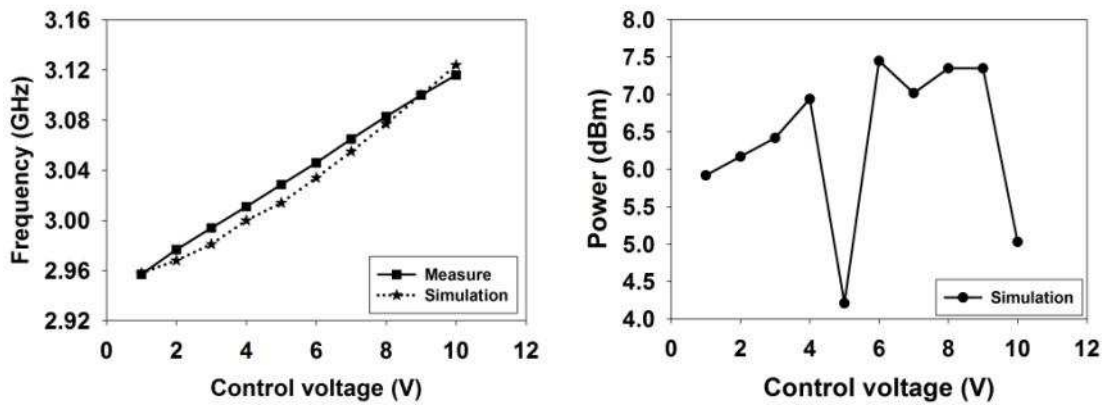


FIGURE 3.17 – Modèle de simulation du VCO sous ADS

La Fig. 3.18 présente la caractéristique mesurée et simulée de la fréquence de sortie en fonction de la tension de commande du VCO ainsi que sa puissance de sortie en fonction de sa tension de commande.



(a) Schéma électrique du VCO utilisé en simulation (b) Schéma électrique du VCO utilisé en simulation

FIGURE 3.18 – Caractéristique fréquence et puissance de sortie du VCO en fonction de sa tension de commande

Une très bonne concordance est observée entre la caractéristique fréquence/tension de commande mesurée et simulée. La puissance de sortie du VCO est, quant à elle, comprise entre 2 et 8 dBm ce qui correspond à la plage de puissance indiquée sur le document constructeur du VCO utilisé. Le pulling du VCO a aussi été simulé et les valeurs obtenus concordent avec les valeurs du document constructeur, soit autour de 6 MHz. Il semble que le VCO utilisé en simulation ait des caractéristiques

qui se rapprochent fortement de celles du VCO utilisé expérimentalement.

Un signal d'agression est injecté dans le VCO par sa sortie via un circulateur. La Fig. 3.19 présente le spectre obtenu en simulation lorsqu'aucun signal d'agression est injecté et lors de l'injection d'un signal d'agression d'une fréquence de 3 GHz, 3.025 GHz et 3.0378 GHz. Pour la simulation, la puissance du signal d'agression généré par le générateur HF sera notée P_p .

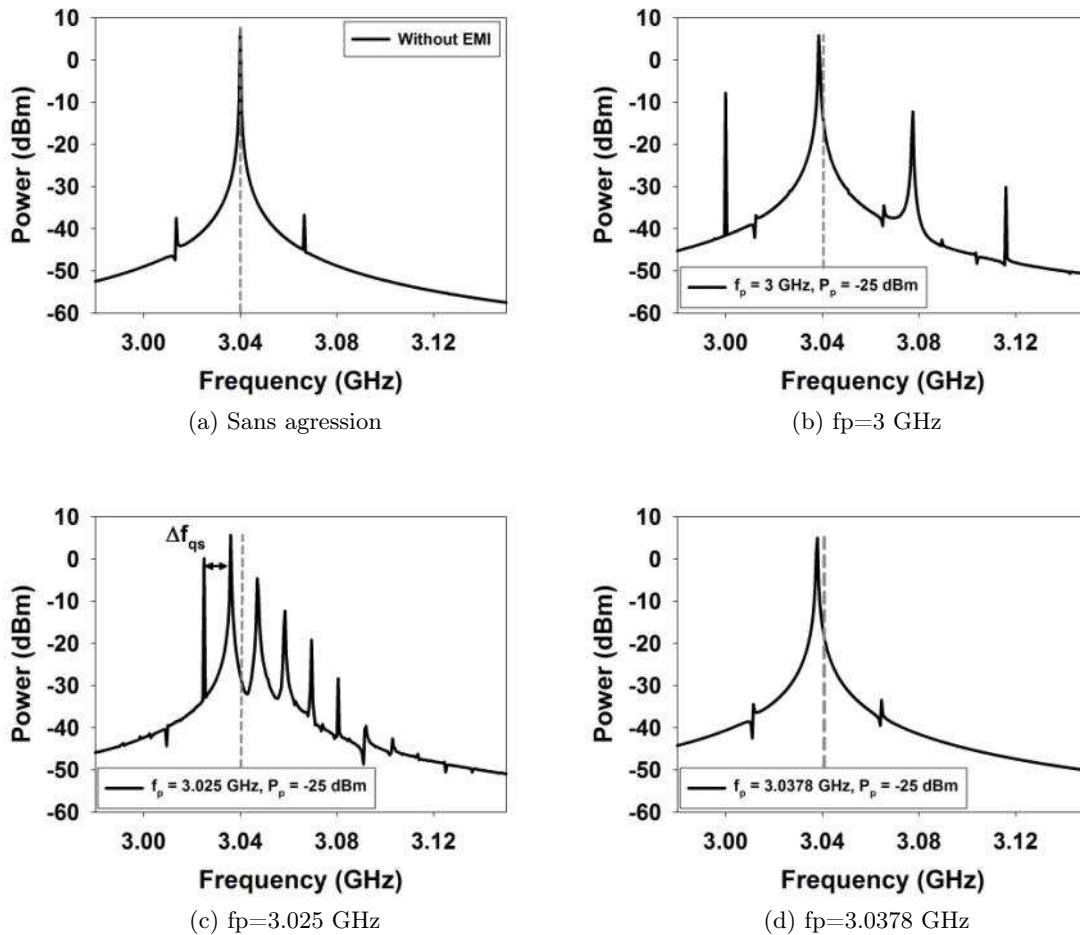


FIGURE 3.19 – Simulation de différents spectre de sortie du VCO pour différentes fréquences d'agression

La Fig. 3.23(b) présente le spectre du signal de sortie du VCO lorsque la fréquence du signal d'agression est fixée à 3 GHz. Le spectre mesuré présente plusieurs raies. La première raie d'amplitude

significative correspond à la fréquence du signal d’agression égale à 3 GHz. La deuxième raie est à 3.04 GHz et correspond à f_0 sans perturbation. Enfin les autres raies correspondent aux raies d’intermodulation d’ordre 3 et 5, et de fait, sont espacées d’une fréquence égale à $f_0 - f_p$. La Fig. 3.23(c) présente le spectre de sortie du VCO lorsque la fréquence $f_p = 3.025\text{ GHz}$. La première raie est mesurée à la fréquence de 3.025 GHz, soit la fréquence du signal d’agression. La deuxième raie est quant à elle mesurée à une fréquence de 3.037 GHz. Cette fréquence correspond à la fréquence d’oscillation du VCO décalée de 3 MHz vers la raie du signal d’agression. C’est l’effet du phénomène d’“injection pulling” lorsque le VCO est quasi-synchronisé avec la fréquence du signal d’agression. Sur la Fig. 3.23(d), la fréquence du signal d’agression est fixée à 3.035 GHz. Une seule raie est mesurée sur le spectre de sortie du VCO à la fréquence de 3.035 GHz, soit la fréquence du signal d’agression. L’oscillateur contrôlé en tension est synchronisé sur la fréquence du signal d’agression, dû au phénomène d’“injection pulling”. Les effets observés en simulation concordent très bien avec les effets observés expérimentalement.

Etude de la PLL Le VCO est maintenant placé dans la boucle à verrouillage de phase. Le signal d’agression est injecté par la sortie de la PLL via un circulateur. La Fig. 3.17 présente le modèle de simulation.

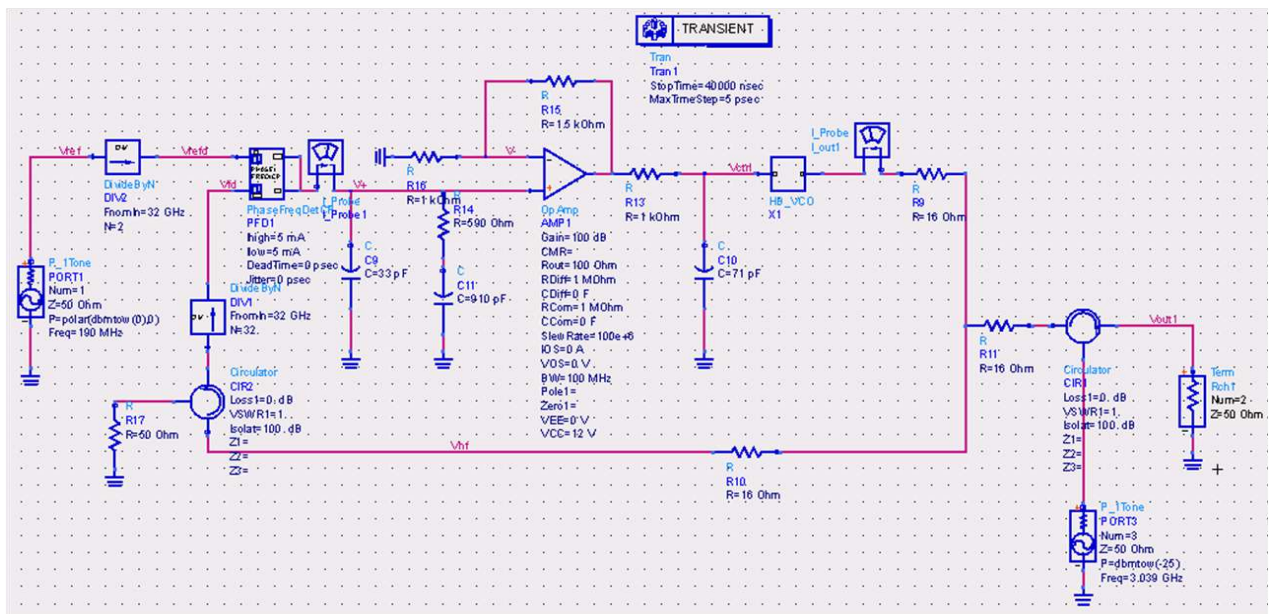


FIGURE 3.20 – Modèle de simulation de la PLL sous ADS

La fréquence du signal d'agression est dans un premier temps fixée à 3 GHz. Le spectre du signal de sortie de la PLL est mesuré. La Fig. 3.21(a) présente ce résultat. Plusieurs raies sont mesurées. La raie principale correspond à f_0 et vaut 3.04 GHz. La raie de gauche correspond à $f_p = 3\text{ GHz}$. Pour les raies latérales de fréquence supérieure à f_0 , on observe plusieurs raies séparées entre elles d'un écart de $f_0 - f_p$. Ces raies sont des raies d'intermodulation d'ordre 3, 5 et 7. La dissymétrie observée sur le spectre peut être provoquée par le phénomène de "injection pulling". La fréquence du signal d'agression est maintenant fixée à 3.025 GHz. La Fig. 3.21(b) présente le résultat. Le nombre de raies observées sur le spectre augmente. On observe toujours la raie f_p et f_0 . Les autres raies sont comme dans le cas précédent des raies d'intermodulation. Contrairement à l'étude sur le VCO, aucune déviation de la fréquence nominale du VCO n'est observée. Comme nous avons pu le constater lors des mesures, lorsqu'un VCO est asservi en fréquence, cela annule en partie l'effet de synchronisation et de quasi-synchronisation. Seule une dissymétrie du spectre persiste. Cette dissymétrie peut être due au phénomène d' "injection pulling". La fréquence du signal d'agression f_p est maintenant égale à 3.0378 GHz. Nous avons alors $f_0 - f_p \simeq 2f_n$ avec f_n la fréquence de boucle de la PLL. Le spectre du signal de sortie de la PLL obtenu en simulation est présenté sur la Fig. 3.21(d). La Fig. 3.21(e) est un zoom en fréquence de la Fig. 3.21(d). Le spectre de sortie de la PLL présente alors une quantité importante de raies. Sur le zoom, on constate que l'on mesure une raie à la fréquence f_p , une raie à la fréquence f_0 correspondant à la fréquence nominale de la PLL ainsi que des raies qui semblent être des raies d'intermodulation et dont les fréquences peuvent être calculées par la relation suivante : $\alpha f_0 \pm \beta f_p$ avec α et β des nombres entiers positif. Enfin on observe d'autres raies que l'on peut calculer à l'aide de l'expression suivante : $f_0 \pm \delta \frac{|f_0 - f_p|}{n}$ avec δ un nombre entier impair positif et n un nombre entier positif (1, 2, 3...). Ces raies sont les raies supplémentaires observées lors des mesures. La fréquence du signal d'agression est maintenant de 3.039 GHz. La Fig. 3.21(f) présente le spectre mesuré. Le spectre présente à nouveau plusieurs raies. On observe la raie f_p , la raie issue du VCO et plusieurs raies d'intermodulation. Par contre aucune raie supplémentaire n'est observée. Ceci est normal du fait que pour que les raies supplémentaires apparaissent, l'égalité suivante doit être respectée : $\frac{|f_0 - f_p|}{2} \simeq f_n$ avec f_n la fréquence de boucle dans notre cas environ égale à 800 kHz.

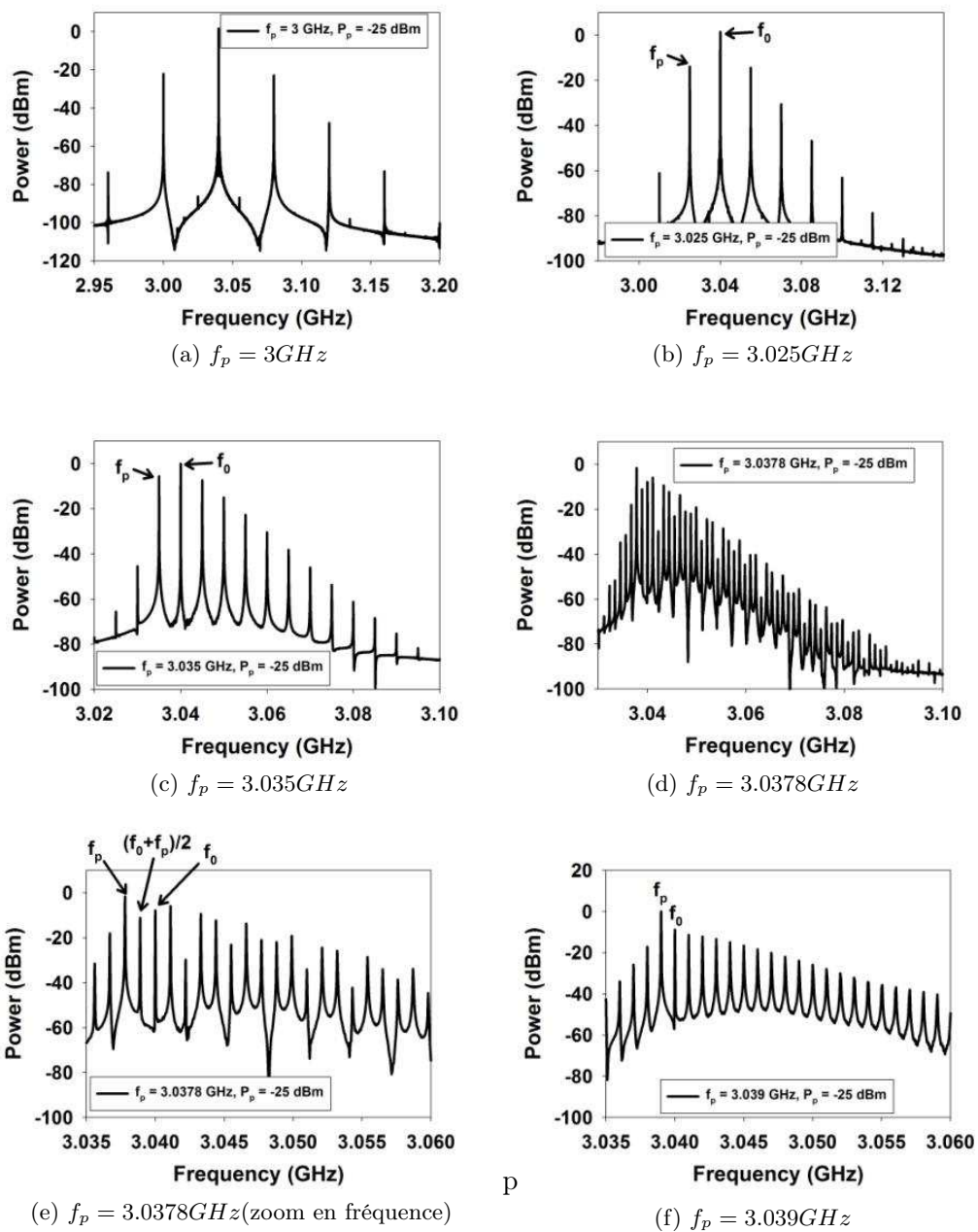


FIGURE 3.21 – Simulation des spectres de sortie de la PLL pour différentes fréquences d’agression f_P

Les spectres et les diagrammes temporels du signal de commande $V_{ctrl}(t)$ du VCO simulés pour $f_p = 3.0378 \text{ GHz}$ et $f_p = 3.039 \text{ GHz}$ sont présentés sur la Fig. 3.22.

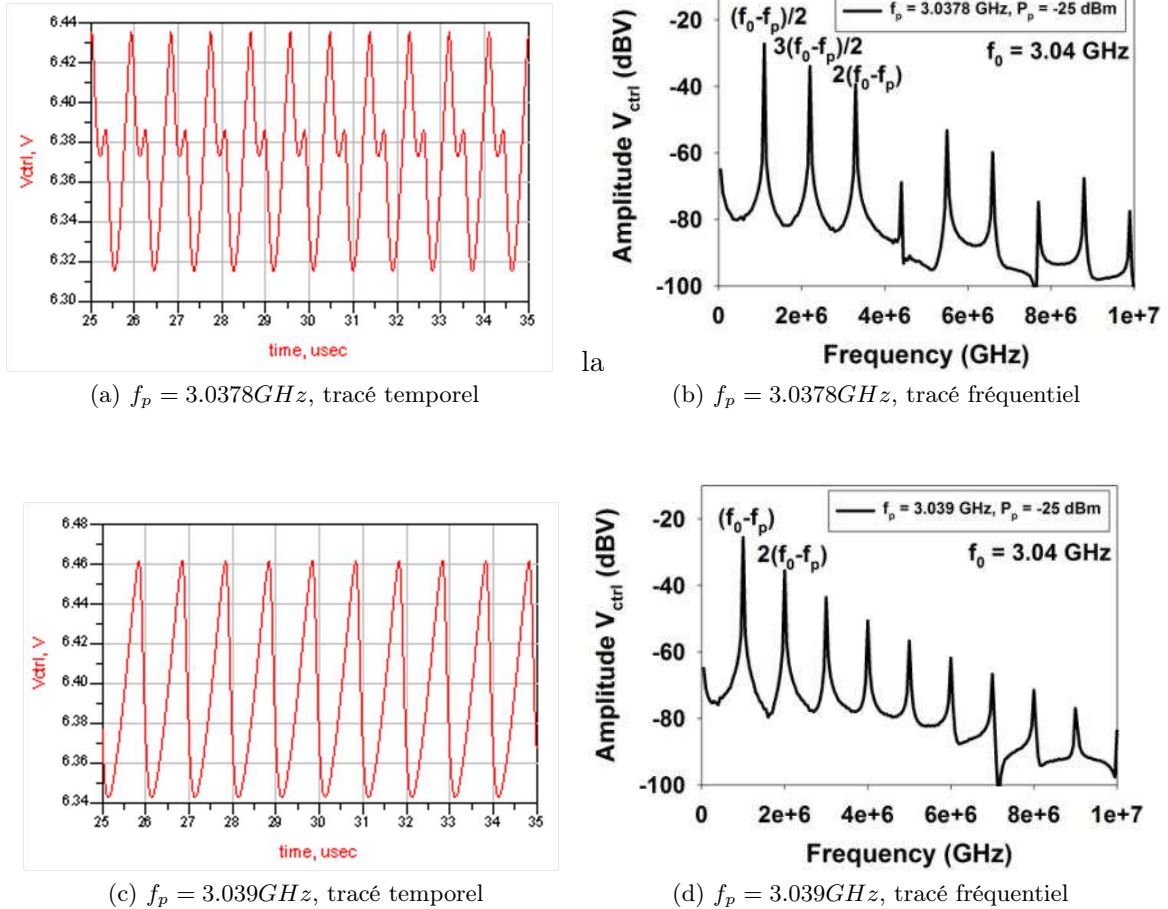


FIGURE 3.22 – Simulation du signal temporel $V_{ctrl}(t)$ et de son spectre pour $f_p = 3.0378 \text{ GHz}$ et 3.039 GHz .

On constate que pour une fréquence d'agression de 3.0378 GHz , c'est-à-dire lorsque les raies supplémentaires apparaissent, le signal $V_{ctrl}(t)$ est un signal alternatif composé de plusieurs fréquences : $\frac{f_0 - f_p}{2}$, $f_0 - f_p$, et $n(f_0 - f_p)$ avec n un nombre entier relatif positif. Lorsque la fréquence du signal d'agression est de 3.039 GHz , les raies supplémentaires n'apparaissent pas. Le signal $V_{ctrl}(t)$ est alors composé d'une fréquence à $f_0 - f_p$, et $n(f_0 - f_p)$. En aucun cas la fréquence $\frac{f_0 - f_p}{2}$ n'apparaît. Il est

intéressant de constater que $\frac{f_0 - f_p}{2}$ est une fréquence sub-harmonique de la fréquence de battement $f_0 - f_p$. Ainsi, si nous sommes en présence d'un oscillateur non-linéaire, et que l'injection d'un signal d'agression de forte puissance fasse apparaître une oscillation sub-harmonique sur la tension de commande du VCO, ce signal sub-harmonique modulerait la fréquence de sortie du VCO et donc par conséquent la fréquence de sortie de la PLL. Il apparaîtrait alors sur le spectre de sortie de la PLL une fréquence porteuse à $f_0 = 3.04 \text{ GHz}$ et des raies latérales séparées entre elles par une fréquence de $\frac{f_0 - f_p}{2}$. Ceci expliquerait l'apparition des raies supplémentaires aux fréquences $f_0 \pm \delta \frac{|f_0 - f_p|}{n}$. Cependant ceci n'est qu'une hypothèse qui reste à être démontrée.

Nous avons vu précédemment que le phénomène de raies supplémentaires apparaît lorsque la puissance du signal d'agression est suffisamment élevée. Observons par simulation le spectre du signal de sortie de la PLL pour différentes puissances du signal d'agression pour $f_p = 3.0378 \text{ GHz}$. Les raies supplémentaires sont susceptibles d'apparaître. La Fig. 3.23 présente le spectre de sortie de la PLL lorsque la puissance du signal d'agression est égale à -40 dBm, -35 dBm et -30 dBm et -25 dBm.

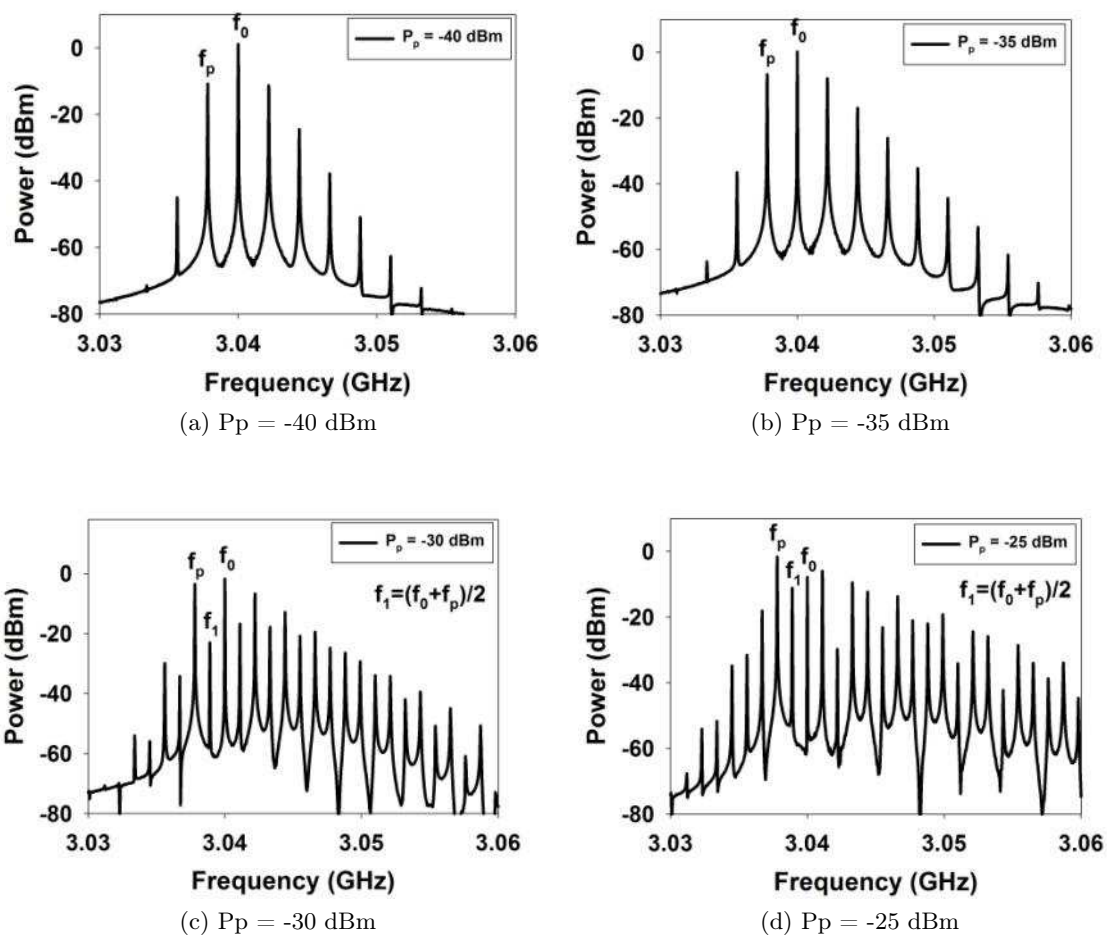


FIGURE 3.23 – Simulation des spectres de sortie de la PLL pour différentes puissances d’agression

On observe que pour des puissances d’agression inférieures à -30 dBm, les raies supplémentaires n’apparaissent pas. Les seules raies mesurées sont alors la raie issue de la fréquence du signal d’agression f_p , la raie issue de la fréquence du signal du VCO f_0 ainsi que des raies d’intermodulation.

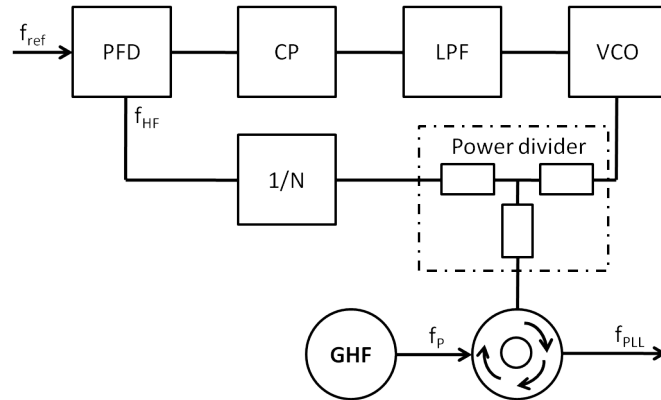


FIGURE 3.24 – Injection d’un signal d’agression via un circulateur par la sortie de la boucle à verrouillage de phase

Les raies supplémentaires observées en simulation présentent des caractéristiques identiques à celles mesurées. La principale différence, provient de la puissance du signal d’agression nécessaire pour faire apparaître ces raies. En effet, en injectant expérimentalement un signal d’agression par la sortie de la PLL via un circulateur (cf. la Fig. 3.24), une puissance de -5 dBm est nécessaire pour faire apparaître les raies supplémentaires. En simulation, la puissance nécessaire est de l’ordre de -25 dBm. Cette différence de puissance provient probablement du modèle du VCO utilisé. En effet, ce modèle ne possède pas de buffer de sortie, ce qui limiterait la puissance du signal d’agression pénétrant dans le VCO. Il est aussi possible que le coefficient de qualité du filtre du VCO soit différent en simulation et en mesure. Deuxièmement, les modèles du diviseur de fréquence et du comparateur de phase utilisés sont linéaires ce qui a une influence sur les résultats de simulation. Quoiqu’il en soit, même si la puissance du signal d’agression est différente, la puissance du signal perturbateur dans le VCO, nécessaire pour faire apparaître les raies supplémentaires est du même ordre de grandeur. En effet, si on observe l’amplitude de la raie issue du signal d’agression sur la Fig. 3.21(e), la puissance mesurée est de -1.5 dBm. Lors des mesures, la puissance de la raie issue du signal d’agression nécessaire pour faire apparaître les raies supplémentaires est de l’ordre de -4 dBm. La Fig. 3.25 présente la comparaison du spectre mesuré et simulé lorsque $f_P = 3.0378$ GHz et lorsque la puissance du signal d’agression est suffisante pour faire apparaître les raies supplémentaires, soit (-25 dBm pour la simulation et -5 dBm pour la mesure).

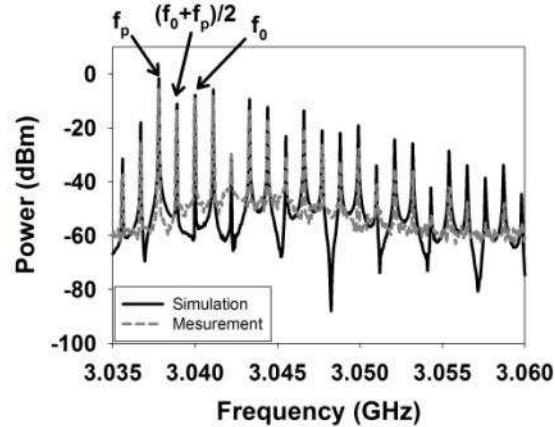


FIGURE 3.25 – Comparaison du spectre de sortie de la PLL mesuré et simulé en présence des raies supplémentaires

Une très bonne concordance entre la simulation et la mesure est obtenue.

En conclusion, les résultats de simulation font apparaître les mêmes phénomènes que ceux observés expérimentalement lors de l'injection d'un signal d'agression sur le VCO et sur la PLL. Il est important de noter que pour que ces phénomènes de perturbation puissent être simulés, un modèle non-linéaire du VCO est nécessaire. Quelques différences principalement liées à la puissance du signal d'agression nécessaire pour faire apparaître les raies supplémentaires ont été observées. Pour améliorer le modèle de simulation, une connaissance plus complète de la composition des différents circuits composant la PLL serait nécessaire. Cependant, même si le modèle de simulation n'est pas optimum, plusieurs perspectives peuvent être envisagées afin de mieux appréhender ces phénomènes de raies supplémentaires. Par exemple, il serait intéressant d'observer l'effet de paramètres tels que le facteur de qualité du VCO sur l'apparition de ces raies. Cela permettrait de déterminer les moyens de rendre la PLL plus robuste face à des agressions électromagnétiques.

A cette étape du travail, il est difficile, d'expliquer théoriquement avec certitude, l'apparition des raies supplémentaires. Cependant, il est possible d'énoncer quelques hypothèses. La principale hypothèse qui pourrait expliquer ces phénomènes est l'apparition d'oscillations sub-harmoniques au sein de la boucle à verrouillage de phase. Une boucle à verrouillage de phase est un oscillateur non-linéaire. Lorsque les conditions de stabilité sont respectées et que la boucle à verrouillage de phase fonctionne correctement, la PLL se comporte comme un oscillateur amorti de fréquence d'oscillation égale à la fréquence de boucle de la PLL, dans notre cas à 800 kHz. Lorsqu'on injecte un signal d'agression sur la boucle à verrouillage de phase, une fréquence de battement $f_0 - f_p$ apparaît sur l'entrée de

commande du VCO. Les conditions de stabilité faisant de la PLL un oscillateur amorti ne sont plus respectées. A la place, nous sommes dans le cas d'un oscillateur forcé dont la fréquence d'oscillation est la fréquence de battement $f_0 - f_p$. Cette fréquence de battement présente sur l'entrée de commande du VCO provoque alors une modulation de la phase de son signal de sortie conduisant à l'apparition de raies indésirables sur le spectre de sortie de la PLL. Le VCO étant modulé par un signal de fréquence $f_0 - f_p$, le spectre de sortie de la PLL présente des raies à $f_0 \pm n(f_0 - f_p)$ avec n un nombre relatif entier positif. Lorsque $f_0 - f_p$ s'approche de la fréquence de boucle de la PLL, un autre phénomène apparaît. En effet, ayant un oscillateur forcé non-linéaire, il est possible que lorsque le signal d'agression atteint une puissance suffisamment élevée pour changer à nouveau les conditions de l'oscillateur et faire apparaître des oscillations sub-harmoniques. Dans ces conditions, bien que l'oscillateur soit excité par la fréquence de battement $f_0 - f_p$, un signal de fréquence $\frac{f_0 - f_p}{2}$, c'est-à-dire sub-harmonique par rapport à la fréquence de battement apparaît sur l'entrée de commande du VCO. Ce signal module à nouveau la phase du signal de sortie du VCO faisant apparaître sur le spectre de sortie de la PLL des raies à $f_0 \pm \frac{n(f_0 - f_p)}{2}$. Si la puissance du signal d'agression est suffisante, des oscillations sub-harmoniques de fréquence $\frac{f_0 - f_p}{3}$ et $\frac{f_0 - f_p}{4}$ peuvent apparaître.

3.1.3 Injection sur le filtre actif

Nous injectons à présent le signal d'agression sur le filtre actif comme le montre sur Fig. 3.26.

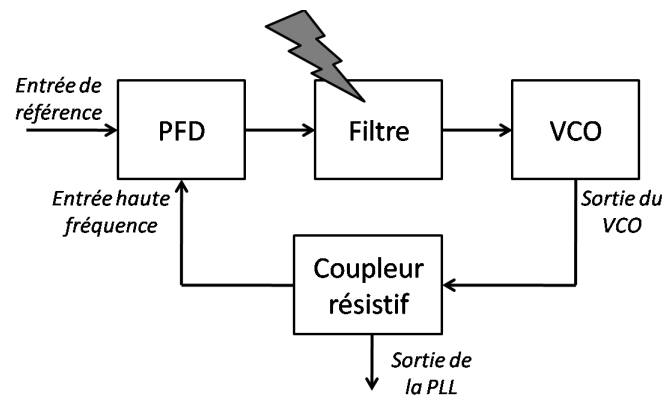


FIGURE 3.26 – Injection sur le filtre

Le filtre actif est construit autour d'un amplificateur opérationnel. La bande passante de l'amplificateur opérationnel est de 100 MHz. Le circuit n'est donc pas adapté pour fonctionner avec des

signaux “haute fréquence”. Des phénomènes de résonance peuvent apparaître sur les différentes pistes du circuit. De plus, un amplificateur opérationnel est un circuit non-linéaire. Ainsi, si la puissance du signal d’agression est suffisamment élevée, le circuit peut provoquer un phénomène de détection d’enveloppe pouvant provoquer la “démodulation” du signal d’agression. Ceci pourrait alors faire apparaître une modification de la tension moyenne de sortie de l’amplificateur dans le cas d’un signal d’agression purement sinusoïdal [21] et potentiellement un signal alternatif dans le cas d’un signal d’agression modulé en amplitude.

Nous nous intéressons dans un premier temps aux phénomènes de résonance. Pour réaliser une analyse exhaustive des ces phénomènes, nous étudions dans un premier temps le filtre seul. Le signal d’agression sera injecté comme dans les cas précédent via la sonde Hx sur les différentes pistes du routage du filtre actif. Les différentes pistes sur lesquelles sera injecté le signal d’agression sont présentées sur la Fig. 3.27.

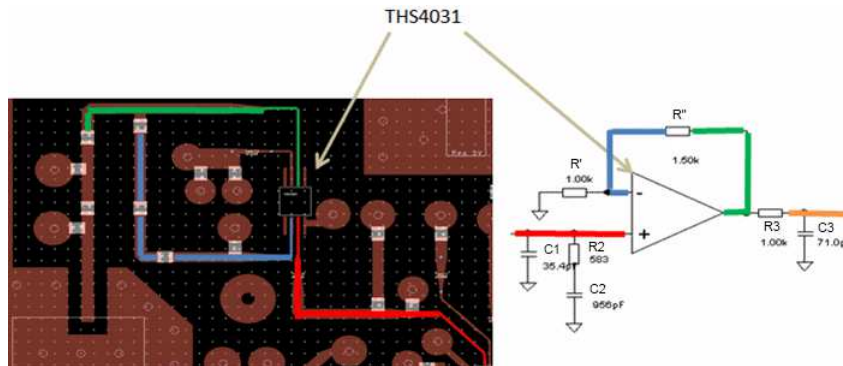


FIGURE 3.27 – Présentation des différentes pistes agressées.

Les résistances de 0Ω présentes sur la piste bleue permettent de modifier la longueur de cette dernière et donc de modifier la valeur des résonances.

Pour cette étude, le circuit “filtre” fonctionne dans les mêmes conditions que lorsqu’il est intégré dans la boucle à verrouillage de phase. Une tension continue de 2.4 V est appliquée sur l’entrée non inverseur de l’amplificateur opérationnel. La tension de sortie du filtre mesurée vaut 6 V.

Résonance de la piste “entrée non-inverseuse” (piste rouge)

On s’intéresse dans un premier temps à la piste rouge notée R. La sonde Hx est utilisée pour injecter le signal d’agression en différents endroits de la piste. La puissance du signal d’agression $P = 30 \text{ dBm}$.

Nous mesurons la valeur de la tension moyenne de sortie du filtre actif en fonction de la fréquence du signal d'agression. La Fig. 3.29 présente ces résultats.

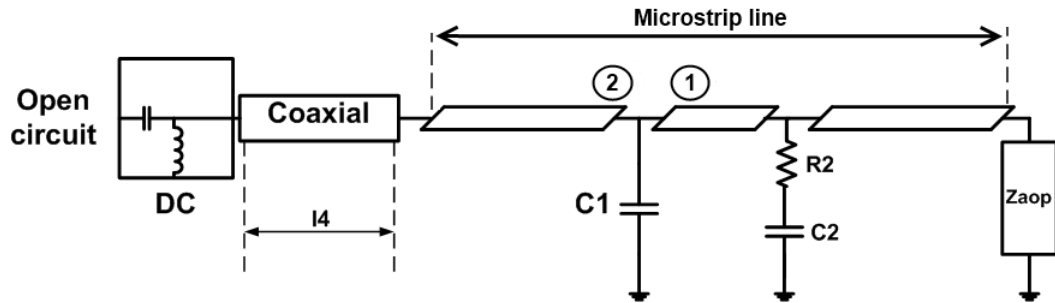


FIGURE 3.28 – Schématic de la piste rouge

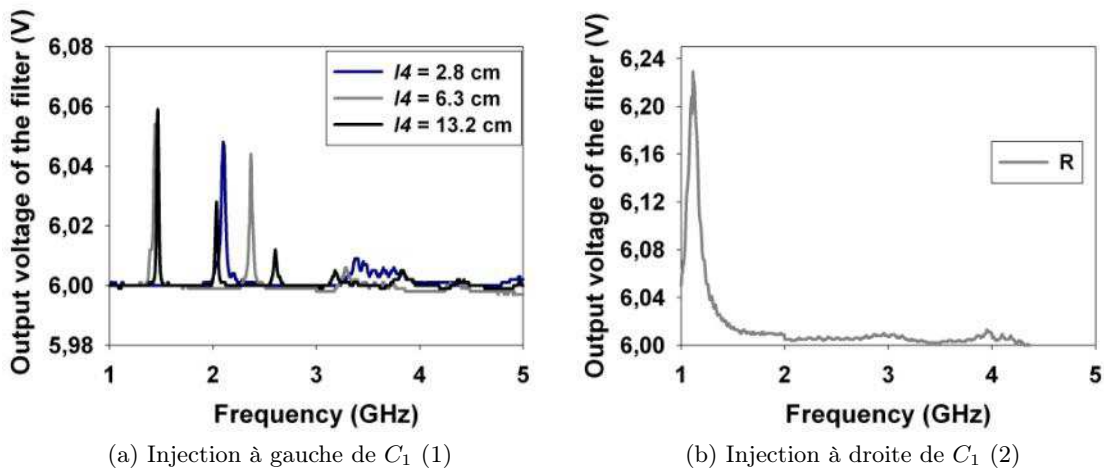


FIGURE 3.29 – Tension de sortie du filtre en fonction de la fréquence du signal d'agression : (a) injection à gauche de la capacité C_1 pour différentes longueurs l_4 de pistes, (b) injection à droite de la capacité C_1 .

Lorsque le signal d'agression est injecté à gauche de la capacité C_1 i.e. en (2), différentes fréquences de résonance sont mesurées suivant la longueur l_4 de la piste (Fig. 3.29a). Pour modifier la longueur de la piste, différentes longueurs l_4 de câbles coaxiaux ont été placées entre l'entrée du circuit et un té de polarisation. Précisons que l'entrée haute fréquence du té de polarisation est laissée en circuit ouvert. Lorsque le signal d'agression est injecté à droite de la capacité C_1 , i.e. en (1), une seule

résonance est mesurée à la fréquence de 1.1 GHz (Fig. 3.29b), et ce quelle que soit la longueur de câble ajoutée à l'entrée.

Pour expliquer ces résonances, nous cherchons à calculer les fréquences de résonance de la piste rouge en fonction des charges au bout de la ligne. Pour cela, il est indispensable de détailler la structure de la piste rouge. Comme montré sur la Fig. 3.28, la piste est constituée d'une ligne microruban d'une longueur totale de 2.7 cm. Au milieu de cette ligne est soudée une capacité notée $C_1 = 33$ pF en parallèle avec une capacité notée $C_2 = 910$ pF, elle-même en série avec une résistance notée $R_2 = 590 \Omega$. A l'extrémité gauche de la piste est connecté un té de polarisation. L'extrémité droite de la ligne est chargée par l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel que nous avons modélisée par une impédance notée Z_{aop} . Gardons en mémoire que l'amplificateur a un comportement non-linéaire face au signal d'agression. La linéarisation de sa charge dynamique d'entrée va nous permettre une explication. La valeur de l'impédance représentant l'amplificateur opérationnel est obtenue grâce à la mesure de son coefficient de réflexion. La mesure du coefficient de réflexion S11 et le calcul de l'impédance de l'entrée non-inverseuse Z_{aop} de l'amplificateur opérationnel en fonction de la fréquence est présentée en annexe.

Calcul des fréquences de résonance : théorie des lignes Une fois la valeur de l'impédance de l'amplificateur déterminée, il est possible théoriquement de calculer les fréquences de résonance de la piste. Prenons le cas où le signal d'agression est injecté en (1), c'est-à-dire à droite de la capacité C_1 . Quelques hypothèses peuvent être faites. La première hypothèse concerne la résistance R_2 en série avec la capacité C_2 . R_2 ayant une forte valeur par rapport à l'impédance caractéristique Z_1 . Il est possible de supprimer R_2 et C_2 . La deuxième hypothèse concerne la capacité C_1 de 33 pF. Aux fréquences d'agression, la capacité présente une impédance très faible, proche de zéro. Cette capacité peut donc être remplacée par un court circuit. La dernière hypothèse est que la sonde de champ proche utilisée pour injecter le signal d'agression présente une impédance suffisamment élevée pour ne pas influencer la propagation du signal d'agression sur la piste. On peut donc modéliser notre système par une piste d'impédance Z_1 , de paramètre β et de longueur $l = 1.7$ cm, chargée à gauche par un court circuit et à droite par l'amplificateur opérationnel. La théorie des lignes nous permet alors d'écrire :

$$Z_{c1} = Z_1 \frac{Z_{aop} + Z_1 * j * \tan(\beta l)}{Z_1 + Z_{aop} * j * \tan(\beta l)}.$$

Dans l'expression ci-dessus, $\beta = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c}$ où ϵ_{eff} est la permittivité effective de la ligne microruban, c la célérité de la lumière. On peut alors en déduire les fréquences de résonance par la relation

suivante :

$$f_{res} = \frac{c}{2\pi * l * \sqrt{\varepsilon_{eff}}} [\arctan(j \frac{Z_{aop}}{Z_1}) + m\pi].$$

Dans notre cas, $\varepsilon_{eff} = 2.61$, $c = 3 * 10^8 m/s$, $Z_1 = 62 \Omega$ et $Z_{aop} = 7-47j \Omega$. m un nombre entier strictement positif.

Les fréquences de résonance calculées sont récapitulées dans le Tab. 3.2.

| | | | |
|-----------|------------|----------|-----------|
| m | 0 | 1 | 2 |
| f_{res} | 1.0347 GHz | 6.11 GHz | 11.18 GHz |

TABLE 3.2 – Calcul des fréquences de résonance de la piste rouge

La fréquence de résonance calculée pour $m = 0$ correspond à la fréquence fondamentale de résonance. Elle est très proche de la fréquence de résonance mesurée. Les résonances dépendent donc de la longueur de ligne sur laquelle est injecté le signal d'agression ainsi que des impédances de charge de la ligne.

Calcul des fréquences de résonance : étude du coefficient de transmission Une deuxième façon d'étudier ces phénomènes de résonance consiste à étudier la puissance du signal d'agression transmise à la charge modélisant l'amplificateur opérationnel, en fonction de la fréquence du signal d'agression. Pour cela, il est nécessaire de modéliser le système d'étude complet comprenant dans notre cas le modèle de la sonde de champ proche utilisée et le modèle de la ligne microruban chargée par ses impédances. Afin de simplifier le modèle théorique, tout le système est considéré linéaire, c'est-à-dire que l'AOp sera modélisé par une charge linéaire noté Z_{aop} . La puissance du signal d'entrée n'a donc pas d'importance. Le schéma du modèle utilisé est présenté sur la Fig. 3.30.

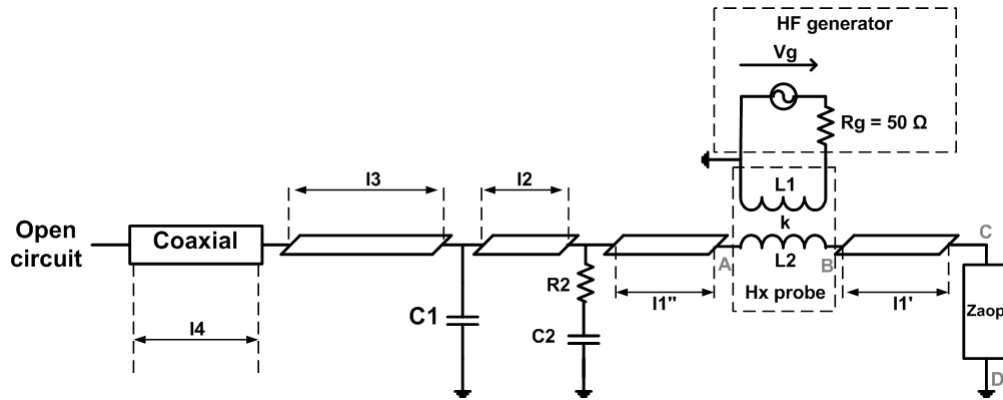


FIGURE 3.30 – Schéma modélisant la sonde et la piste rouge complète

La ligne microruban sur laquelle sont soudées les différents composants est modélisée par quatre tronçons de ligne. La sonde est modélisée par l'induction entre deux bobines. La bobine L_1 modélise la boucle de la sonde Hx, elle est connectée au générateur de fréquence. La bobine L_2 modélise l'inductance équivalente de la ligne microruban. k est le coefficient de couplage. Il s'agit de calculer la puissance absorbée par la charge Z_{aop} . Pour cela nous souhaitons déterminer le modèle de Thévenin du système entre les points C et D. Commençons par calculer le modèle de Thévenin du générateur de fréquence et de la sonde Hx entre les points A et B (Fig. 3.30 et Fig. 3.31).

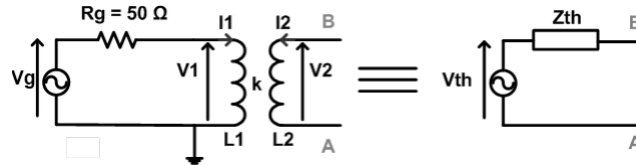


FIGURE 3.31 – Modèle de Thévenin du générateur de fréquence et de la sonde Hx

On peut écrire les tensions V_1 et V_2 comme :

$$V_1 = jL_1\omega I_1 + jM\omega I_2$$

$$V_2 = jL_2\omega I_2 + jM\omega I_1$$

avec $M = k\sqrt{L_1L_2}$.

On peut alors écrire V_{th} et Z_{th} comme :

$$V_{th} = j\omega M \frac{V_g}{R_g + jL_1\omega},$$

$$Z_{th} = j\omega [L_2 - \frac{j\omega M^2}{R_g + jL_1\omega}].$$

Les valeurs L1, L2 et k de la sonde utilisée ont été déterminées. Elle sont récapitulées dans le tableau suivant.

| L1 | L2 | k |
|--------|--------|------|
| 3.5 nH | 0.1 nH | 0.22 |

TABLE 3.3 – Valeur des éléments de la sonde Hx pour une distance de 0.5 mm entre la sonde et le circuit

La distance entre la sonde et le circuit pour laquelle ces valeurs ont été déterminées est de 0.5 mm. On note Z_{eq} l'impédance équivalente ramenée entre le point A et la masse (notée M) (voir la Fig. 3.30 et la Fig. 3.32).

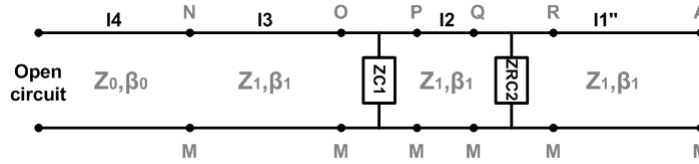


FIGURE 3.32 – Schéma pour le calcul de Z_{eq}

Pour calculer l'impédance équivalente Z_{eq} il faut calculer les impédances équivalentes entre les points N, O, P, Q, R et la masse notée M.

$$Z_{NM} = Z_0 \frac{1}{j \tan(\beta_0 * l_4)},$$

$$Z_{OM} = Z_1 \frac{Z_{NM} + Z_1 \tan(\beta_1 * l_3)}{Z_1 + Z_{NM} \tan(\beta_1 * l_3)},$$

$$Z_{PM} = \frac{Z_{OM} * Z_{C1}}{Z_{OM} + Z_{C1}},$$

$$Z_{QM} = Z_1 \frac{Z_{PM} + Z_1 \tan(\beta_1 * l_2)}{Z_1 + Z_{PM} \tan(\beta_1 * l_2)},$$

$$Z_{RM} = \frac{Z_{QM} * Z_{RC2}}{Z_{QM} + Z_{RC2}},$$

$$Z_{AM} = Z_1 \frac{Z_{PM} + Z_1 \tan(\beta_1 * l_1'')}{Z_1 + Z_{PM} \tan(\beta_1 * l_1'')}.$$

Dans ces équations, $\beta_0 = \frac{2\pi\sqrt{\varepsilon_{eff0}}f}{c}$ et $\beta_1 = \frac{2\pi\sqrt{\varepsilon_{eff1}}f}{c}$, où c est la célérité de la lumière et ε_{eff0} est la permittivité effective du téflon (cable coaxial) et ε_{eff1} la permittivité effective de la ligne microruban. On peut représenter le système comme sur le schéma de la Fig. 3.33.

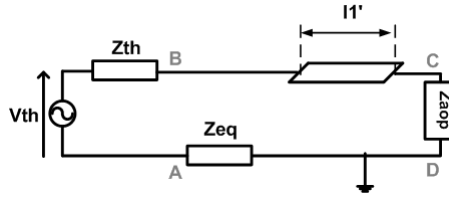


FIGURE 3.33 – Modèle du système pour le calcul de la puissance absorbée par la charge Z_{aop}

Pour calculer la puissance absorbée par la charge Z_{aop} , nous déterminons le modèle de Thévenin entre les points C et D. Le calcul est détaillé en annexe. La tension V_{CD} et l'impédance Z_{CD} de Thévenin entre les points C et D peuvent s'exprimer comme :

$$V_{CD} = V_{th} \frac{Z_{EF}}{Z_{EF} + Z_{th} + Z_{eq}} \frac{1}{\cos(\beta_1 l_1')} \quad \text{et} \quad Z_{CD} = Z_1 \frac{Z_{th} + Z_{eq} + Z_1 \tan(\beta_1 l_1')}{Z + (Z_{th} + Z_{eq}) \tan(\beta_1 l_1')}.$$

Le détail du calcul est présenté en annexe.

Calcul de la puissance absorbée par la charge Z_{aop} : On peut à présent calculer la puissance aux bornes de Z_{aop} par la relation suivante :

$$P = \frac{1}{2} |V_{CD}|^2 \left| \frac{Z_{aop}}{Z_{aop} + Z_{CD}} \right|^2 * \Re\left(\frac{1}{Z_{aop}}\right).$$

En écrivant que la puissance du signal incident fournie par le générateur haute fréquence égale

$$P_e = \frac{V_g^2}{8Z_0},$$

on peut calculer le coefficient de transmission T entre le générateur haute fréquence et la charge Z_{aop} par la relation suivante :

$$T = 10 * \log\left(\frac{P}{P_e}\right).$$

Pour valider le modèle, le coefficient de transmission entre le générateur haute fréquence et la charge Z_{aop} est simulé sur le logiciel ADS. La Fig. 3.34 présente les résultats obtenus pour les longueurs des différents tronçons de ligne suivantes :

| Ligne | l4 | l3 | l2 | l1'' | l1' |
|--|-----|------|------|------|------|
| Longueur (cm) | 2.8 | 1 | 0.5 | 1 | 0.3 |
| ε_r | 2.1 | 3.48 | 3.48 | 3.48 | 3.48 |
| ε_{eff} | 2.1 | 2.63 | 2.63 | 2.63 | 2.63 |
| Impédance caractéristique (Ω) | 50 | 63 | 63 | 63 | 63 |

TABLE 3.4 – Longueurs des différents tronçons de ligne utilisés pour la simulation et le modèle

L'impédance Z_{aop} est modélisée par la mise en série d'une résistance $R_{aop} = 10 \Omega$, d'une capacité $C_{aop} = 2.5 pF$ et d'une inductance $L_{aop} = 4 nH$. On peut écrire Z_{aop} comme $Z_{aop} = R_{aop} + j(L_{aop}\omega - \frac{1}{C_{aop}\omega})$. Pour d'avantage de détails, voir l'annexe 1.

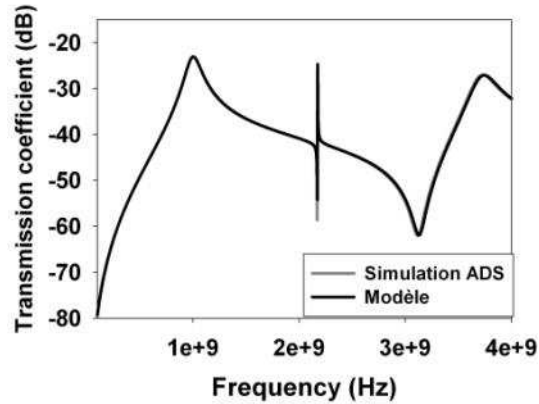


FIGURE 3.34 – Comparaison du coefficient de transmission entre le générateur haute fréquence et la charge Z_{aop} obtenu par simulation avec le logiciel ADS et avec le modèle

Les résultats issus de la simulation ADS et issu du modèle concordent très bien.

Premièrement, on constate que le coefficient de transmission fait apparaître un maximum à la fréquence de 1.072 GHz, soit une fréquence très proche de la fréquence de résonance de la partie droite de la piste rouge comme présenté sur la Fig. 3.29b.

Deuxièmement, on note l'apparition d'une petite résonance autour de 2.18 GHz . Cette résonance est due à la partie gauche de la piste rouge. D'ailleurs, si on compare la fréquence de cette résonance au pic mesuré sur la Fig. 3.29a pour $l_4 = 2.8$ cm, on constate que les fréquences sont quasi-identiques. Cependant, il est difficile de tirer des conclusions précises du fait que la valeur de Z_{aop} n'est validé que jusqu'à 2 GHz. Au-delà, l'impédance Z_{aop} est difficilement mesurable.

Résonance de la piste "entrée inverseuse" (piste bleue)

On s'intéresse à présent aux résonances de la piste bleue que l'on notera Bx. Le chiffre qui remplace "x" derrière B correspond à la position de la résistance $R'' = 1.5$ k Ω sur la piste. Plus la résistance est proche du circuit, plus la longueur de la piste est courte et plus "x" est petit. Le signal d'agression est injecté sur la broche V^- de l'amplificateur opérationnel pour différents emplacements de la résistance R'' . La puissance du signal d'agression $P = 30$ dBm. La fréquence du signal d'agression varie et on relève la tension moyenne en sortie du filtre. La valeur nominale de la tension de sortie du filtre est 6 V. La Fig. 3.35 présente les résultats obtenus.

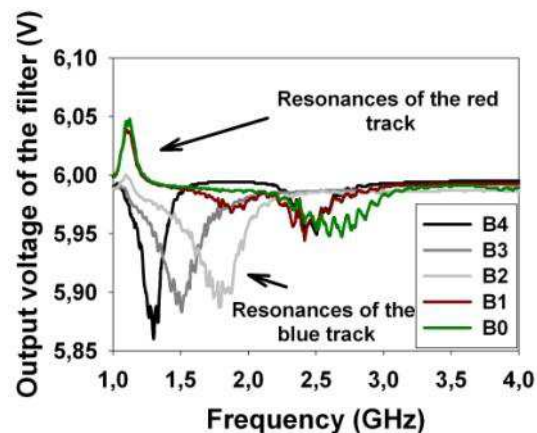


FIGURE 3.35 – Tension de sortie du filtre en fonction de la fréquence du signal d'agression lorsque le filtre est étudié seul.

Plusieurs pics sont mesurés pour lesquels le signal d'agression provoque une variation maximale de la tension moyenne de sortie du filtre. Précisons que le pic de tension à 1.1 GHz provient de la résonance de la ligne d'entrée non-inverseur (rouge) comme on l'a étudiée précédemment. En fait, les lignes étant très proches les unes des autres et la sonde n'étant pas infiniment petite, lorsqu'on

injecte un signal d'agression sur la piste bleue, la piste rouge est aussi excitée et vice versa. Les autres pics sont les résonances propres de la piste bleue.

On peut voir que plus la longueur de la piste est courte, plus la fréquence de résonance propre à la piste est élevée. Ceci est conforme avec la théorie. On constate aussi que plus les fréquences de résonance sont élevées, plus la variation de l'amplitude en sortie de l'amplificateur est faible. Cela peut être expliqué par le fait que l'amplificateur opérationnel agit comme un filtre passe bas. Aussi plus le signal présent à son entrée est élevé en fréquence, plus le circuit l'atténue.

On peut aussi remarquer que lorsque le signal d'agression est injecté sur l'entrée V^+ du filtre actif cela provoque une variation positive de sa tension moyenne de sortie. Lorsque le signal d'agression est injecté sur l'entrée V^- , cela provoque une variation négative de la tension moyenne de sortie du filtre actif.

Nous venons de mettre en évidence des phénomènes de résonance des différentes pistes du filtre actif. Il semble alors que le filtre soit particulièrement sensible à ces fréquences et que l'injection d'un signal d'agression à ces fréquences peut provoquer une variation de sa tension moyenne de sortie. Nous étudions maintenant quels effets cela peut induire lorsque le filtre est intégré à la boucle à verrouillage de phase.

Le signal d'agression est maintenant injecté en différents endroits du filtre actif intégré à la boucle à verrouillage de phase. La tension notée V_{cp} est la tension moyenne mesurée en sortie de la pompe de charge. C'est aussi la tension d'entrée du filtre. Elle est mesurée en fonction de la fréquence du signal d'agression.

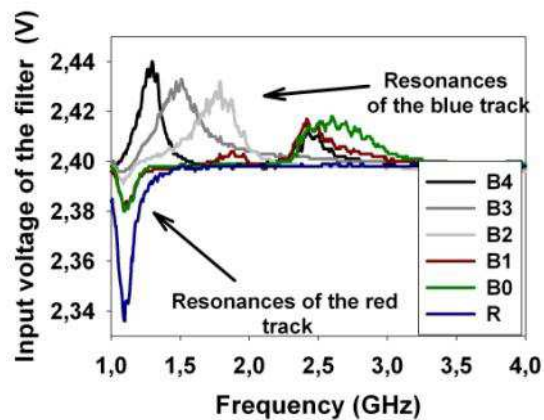


FIGURE 3.36 – Tension d'entrée V_{cp} du filtre actif en fonction de la fréquence du signal d'agression f_p lorsque le filtre actif est placé dans la PLL.

Les mêmes fréquences de résonance que lors de l'étude sur le filtre actif seul sont mesurées. L'injection d'un signal d'agression sur l'entrée V^+ , c'est-à-dire sur la piste rouge (B) provoque une diminution de la tension V_{cp} . L'injection d'un signal d'agression sur l'entrée V^- provoque l'augmentation de V_{cp} . Ceci est dû à l'asservissement de la tension de commande du VCO par la boucle. En effet, lorsque l'on modifie la tension de commande du VCO, la boucle corrige l'erreur en augmentant ou en diminuant la tension V_{cp} afin que la fréquence de sortie de la PLL soit toujours la même.

L'injection d'un signal d'agression purement sinusoïdal sur le filtre actif de la boucle à verrouillage de phase provoque donc une variation de la tension d'entrée de ce dernier. Cependant, cela ne provoque aucune perturbation de la boucle et donc du signal fourni par la PLL. En effet, celle-ci corrige l'erreur de tension et remplit son rôle de système asservi.

Nous souhaitons à présent étudier l'effet d'un signal d'agression modulé sur le fonctionnement de la PLL. Le signal d'agression sera injecté de la même façon que précédemment, c'est à dire à travers la sonde Hx. Le signal d'agression sera injecté sur les mêmes lieux que précédemment, c'est à dire en sortie du VCO, sur l'entrée HF du synthétiseur et sur le filtre actif. Nous commencerons par injecter un signal d'agression modulé en amplitude puis en fréquence.

3.2 Injection d'un signal modulé en amplitude

Nous commencerons par étudier l'effet d'un signal d'agression modulé en amplitude sur le filtre seul, puis sur le filtre associé à l'oscillateur commandé en tension et enfin sur la boucle à verrouillage de phase. Cette méthode a pour but d'étudier pas à pas l'effet d'un signal d'agression sur le fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase.

3.2.1 Injection sur le filtre actif

Le signal d'agression est injecté sur le filtre passe bas. La puissance du signal d'agression sera de 15 dBm durant toute l'étude. Nous nous concentrerons principalement sur les points d'injection B3 et R.

Filtre actif seul

Afin de mieux comprendre la suite du travail, rappelons l'effet de l'injection d'un signal d'agression sinusoïdal sur le circuit « filtre passe bas actif ». Le circuit est placé seul sur le banc de mesure.

La sonde est positionnée au-dessus de la piste “entrée inverseuse” en B3 puis au-dessus de la piste “entrée non inverseuse” en R. La tension d’entrée du filtre est fixée à 2.4 V et la tension de sortie du filtre est mesurée à 6 V. Un signal d’agression purement sinusoïdal est injecté. La tension continue V_f en sortie du filtre est mesurée pour différentes fréquences de ce signal d’agression (Fig. 3.37).

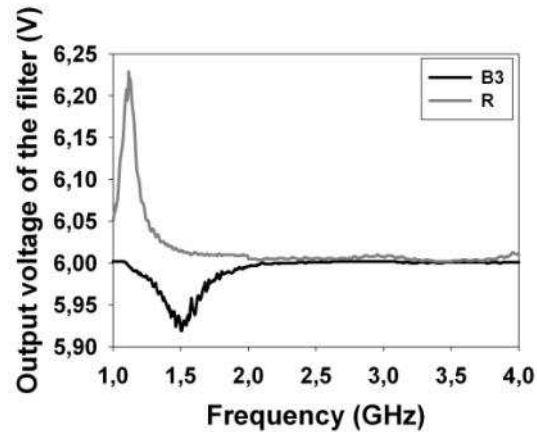


FIGURE 3.37 – Tension moyenne de sortie du filtre actif en fonction de la fréquence du signal d’agression.

Comme nous l’avons vu précédemment et comme le remontre la Fig. 3.37, l’injection du signal d’agression sur la piste d’entrée inverseuse montre une fréquence de résonance de 1.5 GHz et provoque une variation négative de la tension moyenne de sortie du filtre. L’injection du signal d’agression sur la piste d’entrée non-inverseuse montre une fréquence de résonance de 1.1 GHz et provoque une variation positive de la tension moyenne de sortie du filtre actif. Ces résultats concordent parfaitement avec l’étude réalisée sur le filtre non intégré de la section précédente pour une puissance plus faible.

Nous injectons à présent un signal d’agression modulé en amplitude.

Rappel sur la modulation d’amplitude L’expression mathématique décrivant un signal modulé en amplitude peut s’écrire comme

$$v(t) = [A + m_a * B * \cos(2\pi * f_m * t)] * \cos(2\pi * f_p * t).$$

Dans cette équation, m_a est l’indice de modulation, f_m la fréquence du signal modulant et f_p la fréquence porteuse.

Pour générer le signal d'agression modulé en amplitude, nous utiliserons soit le générateur haute fréquence soit un atténuateur contrôlé en tension. L'atténuateur contrôlé en tension sera principalement utilisé pour injecter des signaux modulés dont la fréquence du signal modulant est supérieure à 1MHz. En effet, la plupart des générateurs sont équipés de modulateurs peu performants et ne permettent pas de moduler un signal sur de larges bandes de fréquence. Pour moduler en amplitude un signal en utilisant un atténuateur commandé en tension, on connecte à l'entrée de l'atténuateur le signal à la fréquence porteuse. Le signal modulant, dans notre cas sinusoïdal est utilisé comme signal de contrôle de l'atténuateur. Afin que le modulateur soit linéaire, la plage de tension du signal modulant sera choisie afin de rester sur une partie linéaire de la caractéristique tension de commande/coefficient d'atténuation de l'atténuateur contrôlé en tension. Une bonne façon de vérifier la linéarité du modulateur est de regarder le spectre de sortie du signal modulé. Dans le cas d'un signal modulant sinusoïdal, si une seule raie est présente de chaque côté de la fréquence porteuse, le modulateur est linéaire. Si plusieurs raies sont mesurées de chaque côté de la fréquence porteuse, le modulateur est non linéaire.

La fréquence porteuse f_p du signal d'agression est fixée à 1.5 GHz soit égale à la fréquence de résonance de la piste d'entrée inverseuse. L'indice de modulation m_a et l'amplitude B du signal modulant seront réglés afin qu'une différence de puissance de -28 dBc soit mesurée entre la porteuse et les raies voisines quelle que soit la fréquence de modulation f_m , comme présenté sur la Fig. 3.38.

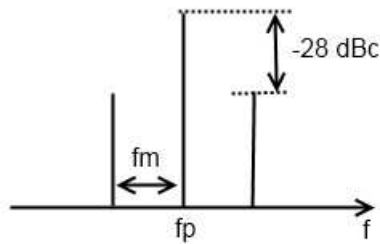


FIGURE 3.38 – Spectre du signal d'agression modulé en amplitude

Le signal d'agression est injecté en B3, entrée inverseuse de l'AOp. Nous garderons cette configuration pour la suite de l'étude.

Nous mesurons le signal alternatif en sortie de l'amplificateur opérationnel pour deux fréquences du signal modulant f_m . Ces résultats sont présentés sur la Fig. 3.39.

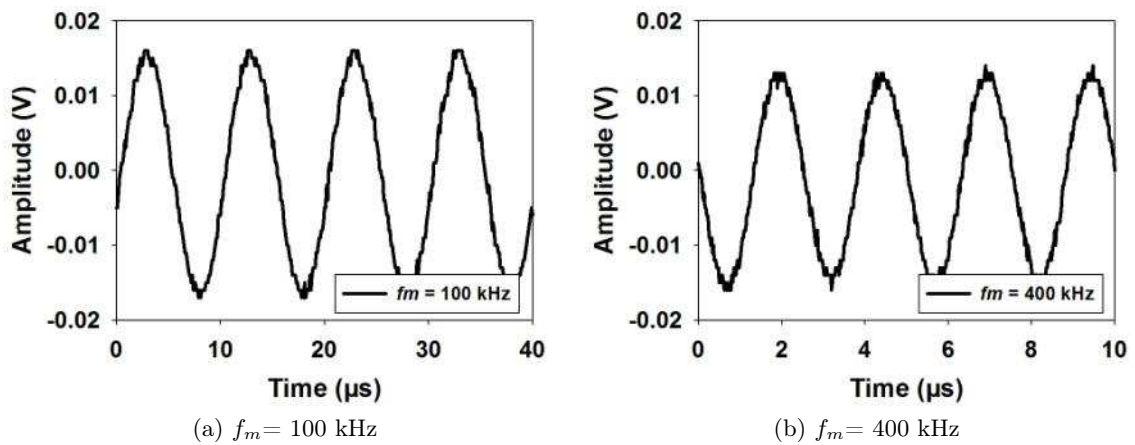


FIGURE 3.39 – Signal alternatif mesuré en sortie du « filtre actif » pour (a) $f_m = 100$ kHz, (c) $f_m = 400$ kHz.

Les signaux mesurés sont des signaux purement sinusoïdaux. La fréquence de ces signaux correspond à la fréquence du signal modulant. Il semblerait donc que l'amplificateur opérationnel démodule le signal d'agression. Il serait alors intéressant de savoir comment varie l'amplitude du signal alternatif mesuré en sortie de l'amplificateur opérationnel en fonction de la fréquence du signal modulant. Pour cela, nous représentons l'amplitude crête à crête du signal alternatif mesuré en sortie de l'amplificateur opérationnel et en sortie du filtre actif en fonction de la fréquence du signal modulant. La Fig. 3.40 présente ces résultats.

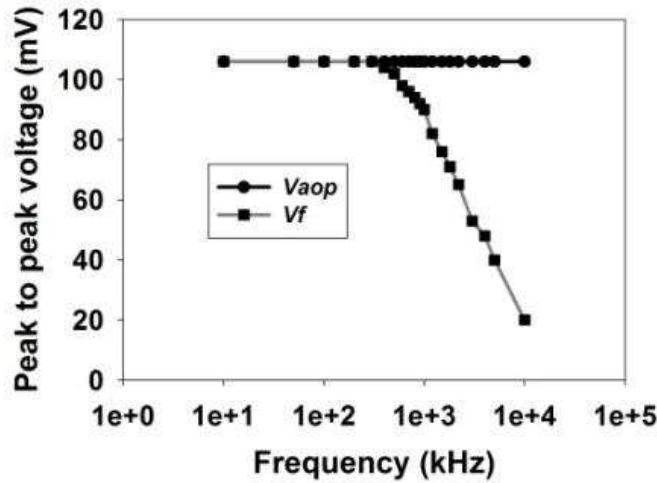


FIGURE 3.40 – Tension en sortie de l’AOp notée V_{aop} et en sortie du filtre actif notée V_f en fonction de la fréquence modulante du signal d’agression

Le signal mesuré en sortie de l’AOp présente une amplitude crête à crête constante quelle que soit la fréquence du signal modulant jusqu’à 10 MHz. L’amplitude du signal alternatif en sortie du filtre actif, c’est-à-dire après le couple R3, C3 (cf. Fig. 2.2), est constante jusqu’à une fréquence de 400 kHz puis décroît. L’amplitude atteint -3 dB de sa valeur maximale à la fréquence de 1.5 MHz et atteint la moitié de sa valeur maximale soit -6 dB à la fréquence de 3.7 MHz. Le signal d’agression est injecté sur l’entrée V- de l’amplificateur opérationnel. Considérons que l’AOp démodule le signal d’agression. Le signal démodulé subit alors la fonction de transfert de l’amplificateur opérationnel et la fonction de transfert du filtre du premier ordre R3, C3. La fréquence de coupure de l’amplificateur opérationnel est de 40 MHz. C’est pour cela que l’amplitude du signal V_{aop} reste constante quelle que soit la fréquence modulante du signal d’agression, du moins jusqu’à 10 MHz. La fréquence de coupure du filtre R3, C3 est quand à elle de l’ordre de 1.5 MHz. Cela explique pourquoi l’amplitude du signal mesuré en sortie du filtre actif diminue fortement au-delà de 1 MHz.

Plus l’amplitude du signal modulant du signal d’agression est élevée, plus l’amplitude du signal alternatif mesuré en sortie de l’amplificateur opérationnel est grande. La Fig. 3.41 présente la mesure du signal alternatif en sortie de l’amplificateur opérationnel pour deux puissances du signal d’agression. La fréquence f_m du signal modulant est alors fixée à 100 kHz.

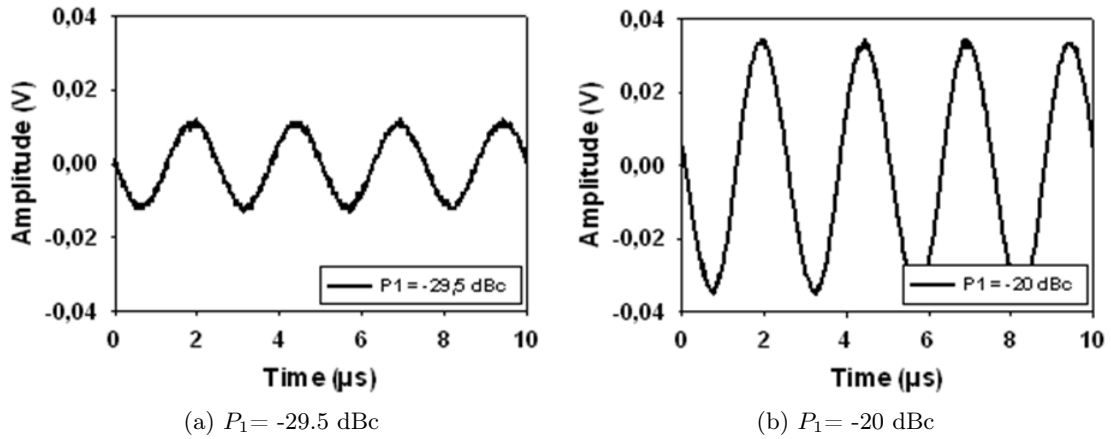


FIGURE 3.41 – Signal alternatif mesuré en sortie du « filtre actif » pour (a) $P_1 = -29,5 \text{ dBc}$, (b) $P_1 = -20 \text{ dBc}$.

On mesure enfin l'amplitude du signal crête à crête en sortie de l'amplificateur opérationnel en fonction de la fréquence porteuse du signal d'agression. Précisons que le signal modulant est purement sinusoïdal pour chacun des points mesurés. La Fig. 3.42 présente le résultat.

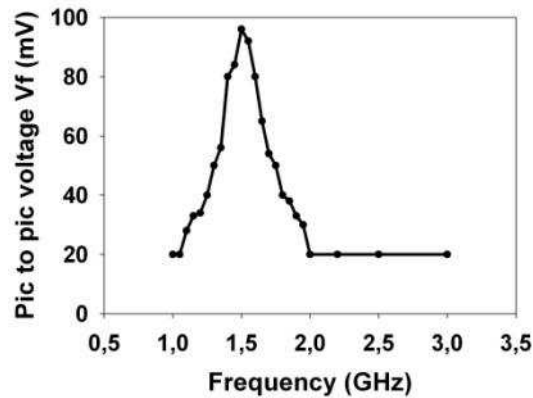


FIGURE 3.42 – Tension crête à crête du signal de sortie de l'AOp en fonction de la fréquence porteuse f_p du signal d'agression

L'amplitude crête à crête (pic to pic) du signal sinusoïdal mesuré à la sortie du filtre est maximale lorsque la fréquence porteuse f_p du signal d'agression se trouve autour de 1.5 GHz, c'est-à-dire

autour de la fréquence de résonance de la piste d'entrée inverseuse sur laquelle est injecté le signal d'agression.

En conclusion, nous avons vu qu'un signal modulé en amplitude provoque une variation de la tension moyenne de sortie du filtre et fait apparaître, à la sortie du filtre actif un signal alternatif dont la fréquence correspond à la fréquence du signal modulant du signal d'agression. L'amplitude du signal démodulé dépend fortement de la fréquence porteuse du signal d'agression et de la bande passante du filtre actif. Ces observations sont importantes du fait que l'injection d'un signal d'agression modulé en amplitude pourrait provoquer un dysfonctionnement de la boucle à verrouillage de phase en provoquant l'apparition d'un signal basse fréquence sur l'entrée de commande du VCO. Etudions maintenant ce qui se produit lorsque l'oscillateur commandé en tension est connecté à la sortie du filtre actif.

Etude du filtre passe bas actif + VCO

Nous associons le filtre actif et l'oscillateur commandé en tension. Un signal d'agression purement sinusoïdal d'une puissance de 15 dBm est injecté sur les entrées de l'AOp du filtre actif via la sonde Hx. On mesure alors la fréquence de sortie de l'oscillateur commandé en tension en fonction de la fréquence du signal d'agression. La Fig. 3.43 présente les résultats obtenus.

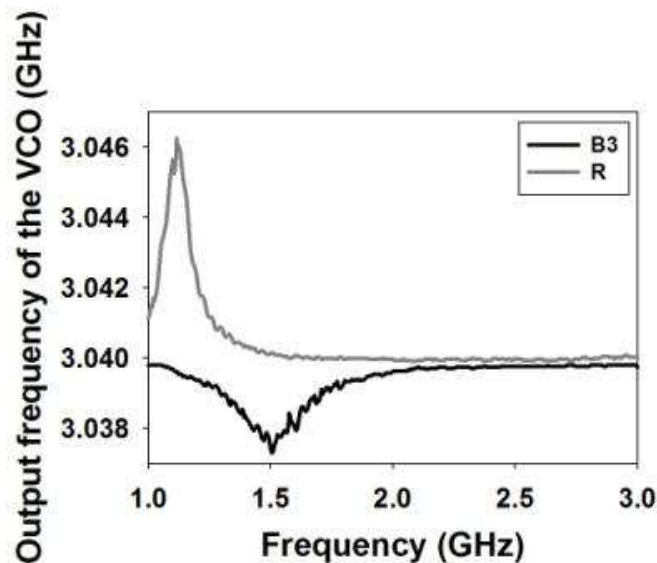


FIGURE 3.43 – Fréquence de sortie du VCO en fonction de la fréquence du signal d'agression pour deux points d'injection

Lorsque le signal d'agression est injecté en B3, c'est-à-dire sur l'entrée inverseuse de l'AOp, une modification de la fréquence d'oscillation du VCO f_0 est mesurée pour la fréquence du signal d'agression f_p autour de 1.5 GHz. Cette valeur correspond à la fréquence de résonance de la piste sur laquelle est injecté le signal d'agression. La variation de la fréquence d'oscillation du VCO est alors au maximum de 2 MHz. Lorsque le signal d'agression est injecté en R, c'est-à-dire l'entrée non-inverseuse de l'AOp, une modification de la fréquence d'oscillation du VCO est mesurée lorsque f_p se trouve autour de 1.1 GHz. Ceci correspond à la fréquence de résonance de la piste. La variation peut alors atteindre un maximum de 5 MHz. L'explication est la suivante. Lorsque l'on injecte un signal d'agression sur le filtre, on diminue ou on augmente la valeur moyenne de la tension de sortie du filtre actif. En modifiant la tension de sortie du filtre on modifie la tension de commande du VCO et donc sa fréquence d'oscillation. Evidemment, la modification de la fréquence d'oscillation du VCO est proportionnelle à la modification de sa tension de commande. La variation de fréquence de sortie du VCO notée Δf est liée à la variation de la tension de commande du VCO notée ΔV par la relation suivante : $\Delta f = f_{initiale} - (V_{finitiale} - \Delta V) * K_{vco}$ où $f_{initiale}$ correspond à la fréquence nominale de sortie du VCO $f_0 = 3.04GHz$ et où $V_{finitiale}$ correspond à la tension de commande du VCO sans agression égale à 6 V.

Nous injectons à présent un signal d'agression modulé en amplitude sur l'entrée inverseuse de l'AOp. On relève alors l'évolution du spectre de sortie de l'oscillateur commandé en tension en fonction de la fréquence porteuse du signal d'agression. La Fig. 3.44 présente le résultat de la mesure.

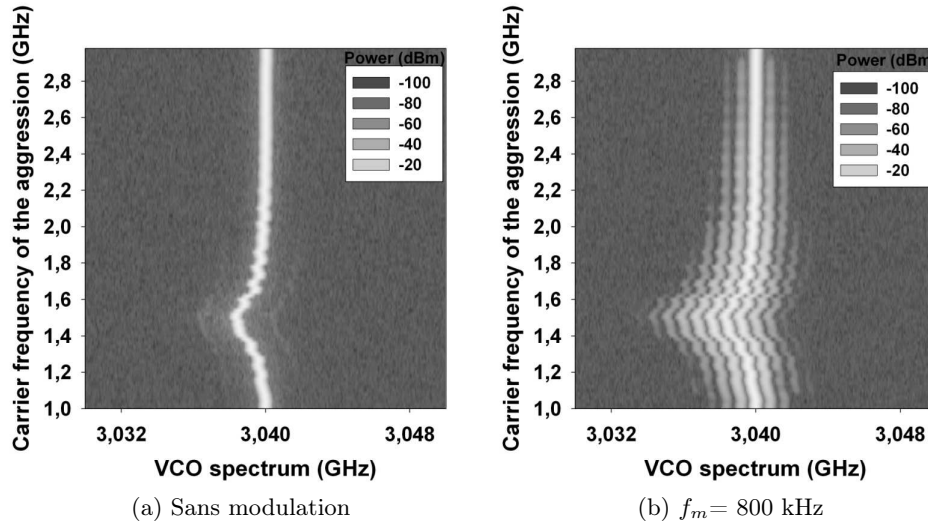


FIGURE 3.44 – Spectre de sortie du VCO en fonction de la fréquence porteuse du signal d’agression pour différentes fréquences du signal modulant f_m .

La Fig. 3.44a représente l’évolution du spectre de sortie du VCO en fonction de la fréquence porteuse du signal d’agression lorsque ce dernier n’est pas modulé. On observe alors une modification de la fréquence de sortie du VCO lorsque la fréquence porteuse du signal d’agression se trouve être autour de la fréquence de résonance de la piste. La Fig. 3.44b représente l’évolution du spectre de sortie du VCO en fonction de la fréquence porteuse du signal d’agression quand l’agression est modulée. La fréquence du signal modulant est fixée à 800 kHz et l’indice de modulation est de 40 %. En plus d’une modification de la fréquence d’oscillation du VCO, on note l’apparition de raies sur le spectre de sortie du VCO. La fréquence séparant ces raies est de 800 kHz, i.e. la fréquence du signal modulant.

Lorsqu’un signal d’agression purement sinusoïdal est injecté sur l’AOp, cela provoque une variation de la tension moyenne de sortie du filtre actif, provoquant de fait une variation de la fréquence d’oscillation de l’oscillateur commandé en tension. Lorsque le signal d’agression est modulé en amplitude, deux effets sont observés. Le premier est une variation de la fréquence de sortie du VCO due à la variation de la valeur moyenne de la tension de sortie de l’AOp. Le deuxième effet est une modulation de la fréquence de la sortie du VCO due à la présence d’un signal sinusoïdal sur la tension de commande du VCO. Ce signal module la fréquence de sortie du VCO. En considérant que la fréquence du signal modulant présent sur l’entrée de commande du VCO est une fréquence comprise

dans la bande de fréquence de modulation du VCO, le signal de sortie du VCO peut s'exprimer par la relation suivante :

$$V_{vco}(t) = A * \cos[2\pi * f_{VCO} * t + m_f * \sin(2\pi * f_m * t)],$$

où $m_f = \frac{\Delta F}{f_m} = \frac{B * K_{vco}}{f_m}$ et correspond à l'indice de modulation. f_m correspond à la fréquence du signal modulant, dans notre cas la fréquence du signal sinusoïdal présent sur l'entrée de commande du VCO et ΔF correspond à la fréquence de dérive. B est l'amplitude du signal sinusoïdal présent sur la tension de commande du VCO et K_{VCO} correspond à la pente de l'oscillateur égale dans notre cas à 23 MHz/V. Enfin f_{VCO} correspond à la fréquence centrale d'oscillation du VCO avec A son amplitude.

Etude de la PLL

Nous étudions maintenant la boucle à verrouillage de phase complète. Pour une fréquence de référence $f_{ref} = 190 \text{ MHz}$, une raie à la fréquence $f_0 = 3,04 \text{ GHz}$ est mesurée en sortie de la boucle à verrouillage de phase. La puissance mesurée est de l'ordre de -2 dBm ce qui correspond à la puissance théorique. Le signal d'agression est injecté, comme dans les cas précédent en B3, i.e sur le filtre actif. On observe l'effet du signal d'agression sur le spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase. Les graphiques de la Fig. 3.45 présentent l'évolution du spectre de sortie de la PLL en fonction de la fréquence porteuse du signal d'agression lorsque le signal n'est pas modulé et lorsqu'il est modulé en amplitude par un signal modulant de fréquence $f_m = 800 \text{ kHz}$.

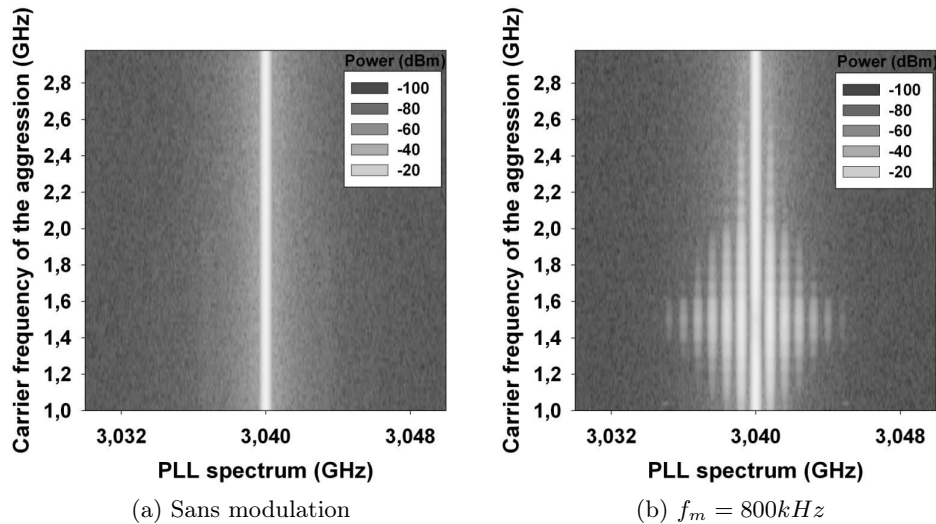
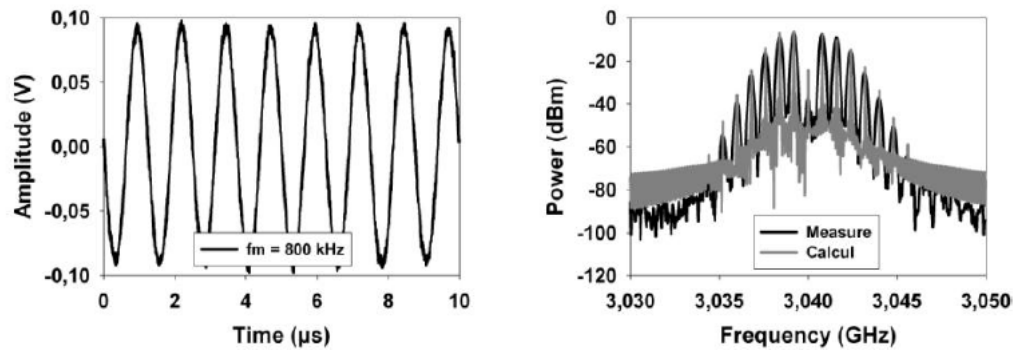


FIGURE 3.45 – Spectre de sortie de la PLL en fonction de la fréquence porteuse du signal d’agression pour différentes fréquences du signal modulant f_m .

Lorsque le signal d’agression n’est pas modulé, aucun effet n’est mesuré, la contre réaction joue son rôle. Lorsque le signal d’agression est modulé en amplitude, on observe sur le spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase l’apparition de plusieurs raies, lorsque la fréquence porteuse est proche de la fréquence de résonance de la ligne sur laquelle est injecté le signal d’agression, ici égale à 1.5 GHz. La principale différence avec les effets observés lors de l’injection d’un signal d’agression sur le circuit filtre associé au VCO est qu’il n’y a pas de variation de la fréquence centrale d’oscillation de la PLL. L’explication est la suivante : la variation de la fréquence centrale du VCO est due à la variation de la valeur moyenne de la tension de commande de ce dernier, c’est à dire la tension de sortie du filtre actif. Lorsque le VCO n’est pas intégré à la PLL, aucune correction de sa tension de commande n’est possible. Une variation de sa tension de commande provoque alors une variation de f_0 . Lorsque le VCO est intégré à la PLL, toute variation de la valeur moyenne de sa tension de commande est corrigée. La fréquence centrale mesurée en sortie de la PLL ne varie pas. Cependant, le signal d’agression étant démodulé par l’AOp, un signal alternatif basse fréquence est présent sur l’entrée de commande du VCO. La boucle à verrouillage de phase n’étant pas en capacité de corriger une variation aussi rapide d’amplitude de tension de commande du VCO, la fréquence en sortie du VCO se trouve modulée. Il est intéressant d’observer que le spectre de sortie de la PLL est seulement modulé lorsque la fréquence porteuse du signal d’agression correspond à la fréquence de résonance de la piste sur laquelle est injecté le signal d’agression.

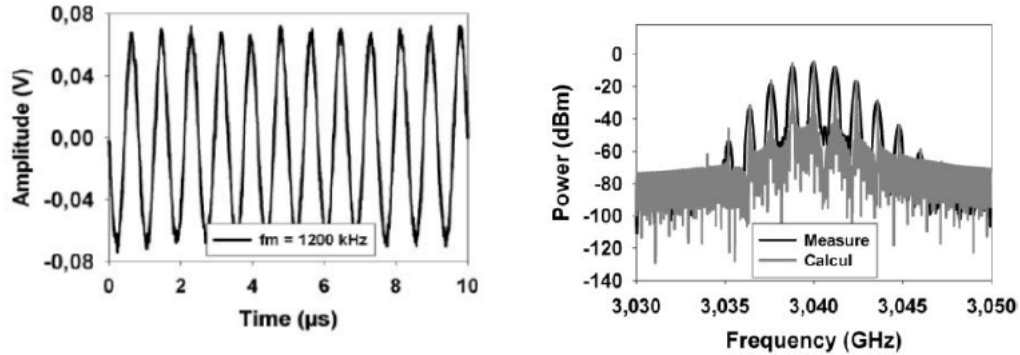
Pour prouver que le spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase, lors de l'injection d'un signal d'agression modulé en amplitude, correspond bien à une modulation de fréquence, nous avons calculé le signal de sortie du VCO lorsque le signal d'entrée présent sur sa tension de commande est un signal alternatif. La Fig. 3.46 présente le signal alternatif mesuré sur la tension de commande du VCO lorsque la fréquence porteuse du signal d'agression $f_p = 1.5\text{ GHz}$ soit la fréquence de résonance de la piste sur laquelle est injecté l'agression et lorsque $f_m = 800\text{ kHz}$. Pour le calcul, la formule de la page 43 a été utilisée. La Fig. 3.47 présente les mêmes résultats mais pour $f_m = 1200\text{ kHz}$.



(a) Signal alternatif mesuré sur l'entrée de commande du VCO

(b) Spectre de sortie de la PLL

FIGURE 3.46 – (a) composante alternatif du signal mesuré sur l'entrée de commande du VCO et (b) spectre de la PLL associé obtenu par mesure et par calcul lors de l'injection d'un signal d'agression sur la piste bleue avec $f_p = 1.5\text{ GHz}$ et avec $f_m = 800\text{ kHz}$.



(a) Signal alternatif mesuré sur l'entrée de commande du VCO

(b) Spectre de sortie de la PLL

FIGURE 3.47 – (a) composante alternatif du signal mesuré sur l'entrée de commande du VCO et (b) spectre de la PLL associé obtenu par mesure et par calcul lors de l'injection d'un signal d'agression sur la piste bleue avec $f_p = 1.5$ GHz et avec $f_m = 1200$ kHz.

On constate premièrement que le spectre calculé concorde très bien avec le spectre mesuré. Deuxièmement, on constate que suivant la fréquence f_m la puissance de la raie centrale est plus ou moins importante. Cela est typique d'une modulation de fréquence. Les combinaisons de f_m et B provoquant l'annulation de la fréquence centrale peuvent être calculées grâce aux fonctions de Bessel.

3.2.2 Injection sur la sortie du VCO

Le signal d'agression est maintenant injecté en sortie de l'oscillateur commandé en tension. La puissance du signal d'agression est de 15 dBm. Ce signal est modulé en amplitude en utilisant l'atténuateur contrôlé en tension. La puissance entre la raie principale et ses raies voisines est de -14 dBc. La fréquence porteuse est fixée à 3.02 GHz. Le principal effet que l'on observe est une dégradation de la pureté spectrale du signal en sortie de la boucle à verrouillage de phase. La Fig. 3.55 présente le spectre du signal de sortie de la boucle à verrouillage de phase lorsque l'agression est purement sinusoïdale et lorsque l'agression est modulée en amplitude.

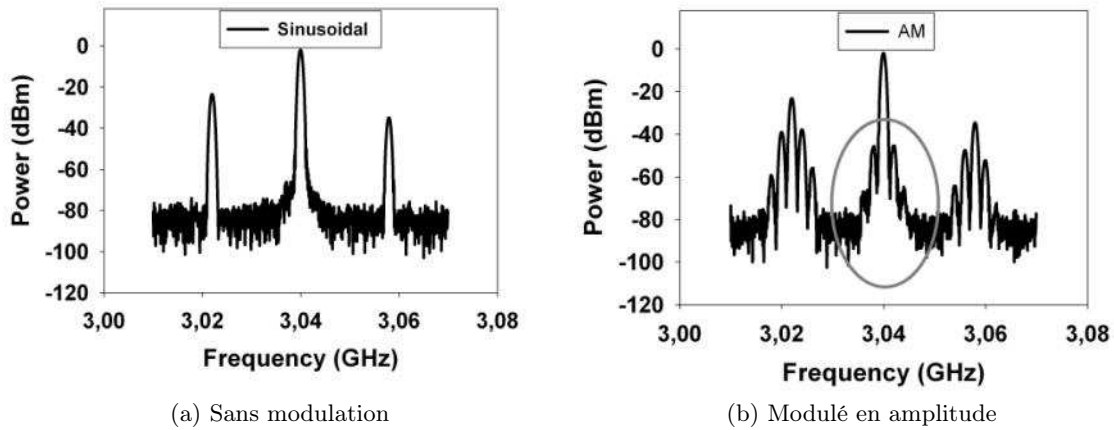


FIGURE 3.48 – Spectre en sortie de la PLL lorsque le signal d’agression est purement sinusoïdal et modulé en amplitude

Les phénomènes d’intermodulation provoquent l’apparition de raies indésirables aux fréquences $|f_p \pm f_0|$. Ces phénomènes d’intermodulation sont visibles que le signal soit modulé ou pas. Par contre on peut voir que lorsque le signal d’agression est modulé en amplitude, on a une transposition du signal modulant autour des raies d’intermodulation ainsi qu’autour de la fréquence centrale de la PLL. Ceci est possible à cause des non-linéarités du système. Si on observe l’évolution du spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase en fonction de la fréquence porteuse du signal d’agression présentée par la Fig. 3.49, on observe que la base de la raie du signal d’agression affecte la base de la raie issue du VCO pour des fréquences de battement $|f_p \pm f_0|$ de l’ordre de plusieurs dizaines de MHz. On observe ainsi un élargissement spectral autour de la fréquence centrale de la PLL.

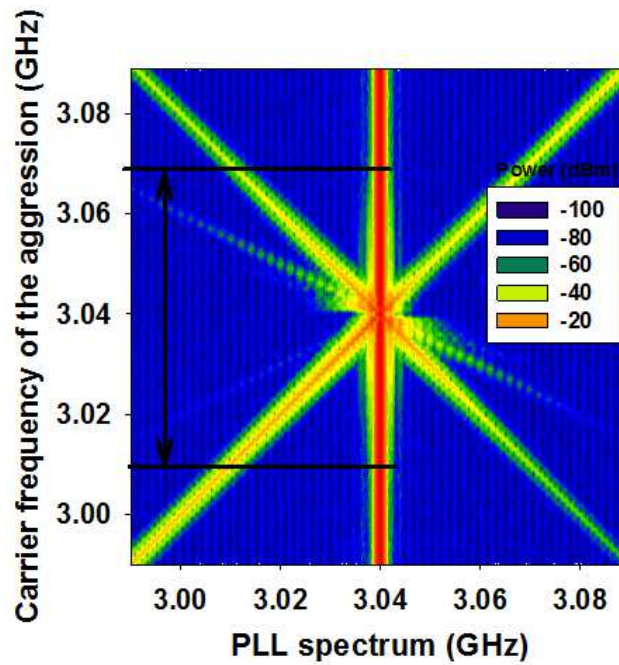


FIGURE 3.49 – Evolution du spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase en fonction de la fréquence porteuse du signal d’agression

Lorsque la fréquence porteuse du signal d’agression devient très proche de la fréquence d’oscillation du VCO, une multitude de raies apparaissent tout comme lors de l’injection d’une agression purement sinusoïdale. Une compréhension précise des phénomènes qui se produisent lors de l’injection d’une agression purement sinusoïdale permettra d’expliquer les phénomènes qui apparaissent lors de l’injection d’un signal modulé. Cette transposition provoque un élargissement spectral du signal de sortie de la pll.

L’injection sur l’entrée haute fréquence du synthétiseur haute fréquence ne provoque pas l’apparition de phénomène supplémentaire. Cette partie ne sera donc pas présentée dans ce rapport.

Néanmoins dans un futur proche, des simulations devraient permettre d’analyser plus finement ce qui est observé.

3.3 Injection d'un signal sinusoïdal modulé par une impulsion

Peu d'études de l'effet de signaux d'agression ULB sur le fonctionnement de circuits électroniques ont été réalisées. Pourtant, beaucoup d'appareils électroniques utilisent ces types de signaux. En effet, d'un point de vue de la détection, des radars utilisent l'ULB afin de voir au travers des murs. D'un point de vue arme électromagnétique, des bombes existent pouvant libérer, lors de l'explosion, un fort champ électromagnétique de type ULB. Il est donc important d'étudier l'impact que peut avoir ce type de signaux sur la susceptibilité de circuits électroniques.

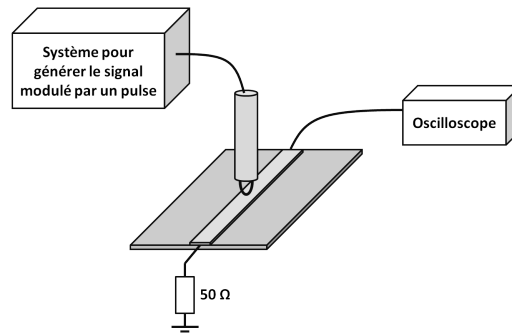
Dans cette partie, nous injectons un signal sinusoïdal haute fréquence modulé par une impulsion. Cela permet d'avoir un large spectre autour d'une fréquence porteuse. On est alors dans le cas d'injection de signaux "ultra large band (ULB)". L'EMI sera injecté dans un premier temps sur les pistes placées devant l'amplificateur opérationnel du filtre de boucle de la PLL puis à la sortie du VCO. Comme pour les études précédentes, nous commencerons par l'étude de l'injection de l'EMI sur l'amplificateur opérationnel associé au VCO puis nous étudierons son effet sur la PLL complète.

3.3.1 Le signal d'agression

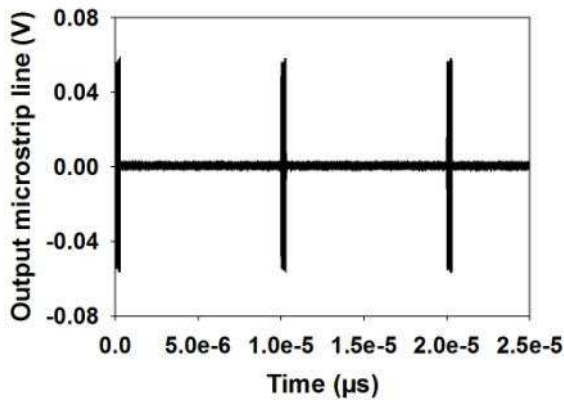
Caractéristique du signal d'agression

L'EMI est maintenant un signal sinusoïdal modulé par une impulsion. La fréquence porteuse sera comme dans le cas de l'injection d'un signal modulé en amplitude comprise entre 1 GHz et 4 GHz. Les caractéristiques de l'impulsion permettant de moduler la porteuse auront une largeur d'impulsion comprise entre 20 ns et 3 μ s, une fréquence de répétition comprise entre 100 Hz et 1 MHz, un temps de montée et de descente compris entre 5 ns et 100 ns. Pour couvrir la bande de largeur d'impulsion souhaitée, nous utiliserons deux techniques. La première solution consiste à utiliser un atténuateur contrôlé en tension. Le train d'impulsion est utilisé comme signal de contrôle de l'atténuateur. Lorsque le signal de contrôle est égale à 0 V, le signal sinusoïdal en entrée de l'atténuateur est atténué de 30 dB. Lorsqu'une tension de -3 V est présentée sur la tension de contrôle de l'atténuateur, le signal sinusoïdal à l'entrée de l'atténuateur n'est pas atténué. Cette technique sera utilisée pour générer un signal sinusoïdal modulé par une impulsion de largeur variant entre 20 ns et 300 ns. La deuxième possibilité consiste à utiliser un générateur de signaux hautes fréquences. Le générateur que nous disposons au laboratoire nous permet de générer un signal modulé par une impulsion d'une largeur comprise entre 300 ns et 3 μ s. Une fois le signal modulé généré, ce dernier est amplifié puis injecté via la sonde de champ proche sur le circuit sous test. Pour protéger l'amplificateur du signal réfléchi

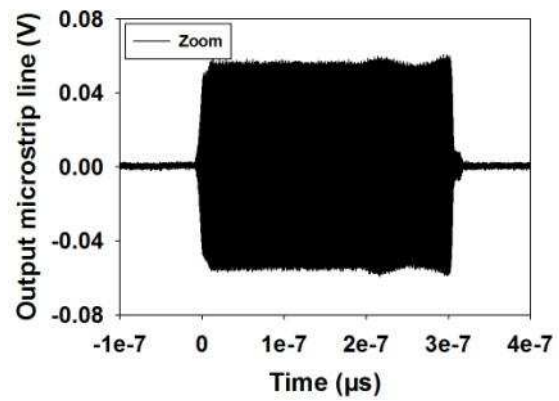
par la sonde et pour mesurer la puissance injectée sur la sonde, un coupleur 20 dB et un circulateur sont connectés entre la sonde de champ proche et l'amplificateur. Le coupleur, l'amplificateur et le circulateur sont suffisamment large bande pour ne pas filtrer le signal d'agression. Pour vérifier l'intégrité du signal après l'injection, nous avons injecté le signal d'agression sur une ligne microruban chargée à gauche par une charge 50Ω et à droite par un oscilloscope haute fréquence (12 GHz). Le signal d'agression couplé à la ligne est mesuré sur l'oscilloscope. La Fig. 3.50 présente le montage de l'expérience et un exemple du signal mesuré sur l'oscilloscope.



(a) Schématisation de l'expérience pour vérifier l'intégrité du signal d'agression après couplage



(b) Signal mesuré sur l'oscilloscope



(c) Zoom du signal mesuré sur l'oscilloscope

FIGURE 3.50 – Schématisation de l'expérience et exemple de signal modulé par une impulsion obtenu après couplage sur la ligne.

Le signal mesuré est bien conforme à nos attentes. La fréquence de répétition est correcte, le temps de montée et la durée de l'impulsion sont corrects. Nous faisons varier la puissance moyenne du signal

d'agression et nous mesurons l'amplitude de la sinusoïde modulée pour trois largeurs d'impulsion différentes. Le résultat est présenté sur la Fig. 3.51.

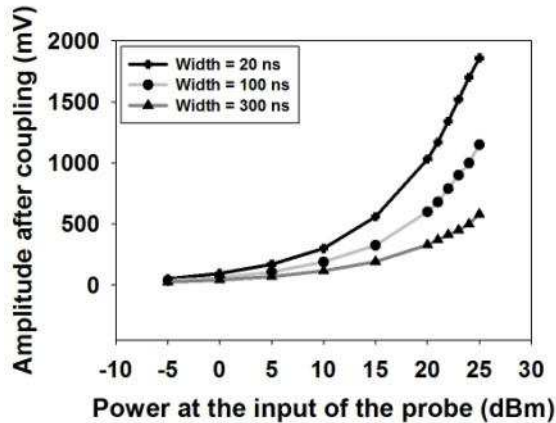


FIGURE 3.51 – Amplitude du signal couplé à la ligne en fonction de la puissance du signal avant couplage

3.3.2 Injection sur le filtre

L'EMI est injecté sur la piste reliant l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel à la résistance R'' en B3, c'est-à-dire proche de l'amplificateur opérationnel. Comme nous avons pu le prouver dans les études précédentes, le couplage entre le signal d'agression et les différentes pistes du filtre de boucle, est maximal lorsque la fréquence porteuse du signal d'agression est égale à la fréquence de résonance de la piste sur laquelle il est injecté. Aussi nous réglerons la fréquence porteuse du signal d'agression à 1.5 GHz.

Filtre et oscillateur commandé en tension

Nous étudions dans un premier temps l'effet du signal d'agression sur le filtre actif avec le VCO connecté à sa sortie. Nous mesurons le signal $V_1(t)$ directement à la sortie de l'AOp et le signal $V_{ctrl}(t)$ mesuré à la sortie du filtre, c'est-à-dire aux bornes du condensateur C_3 , lorsque qu'un signal d'agression est injecté en B3. La Fig. 3.52 présente les points de mesure des tensions $V_1(t)$ et $V_{ctrl}(t)$.

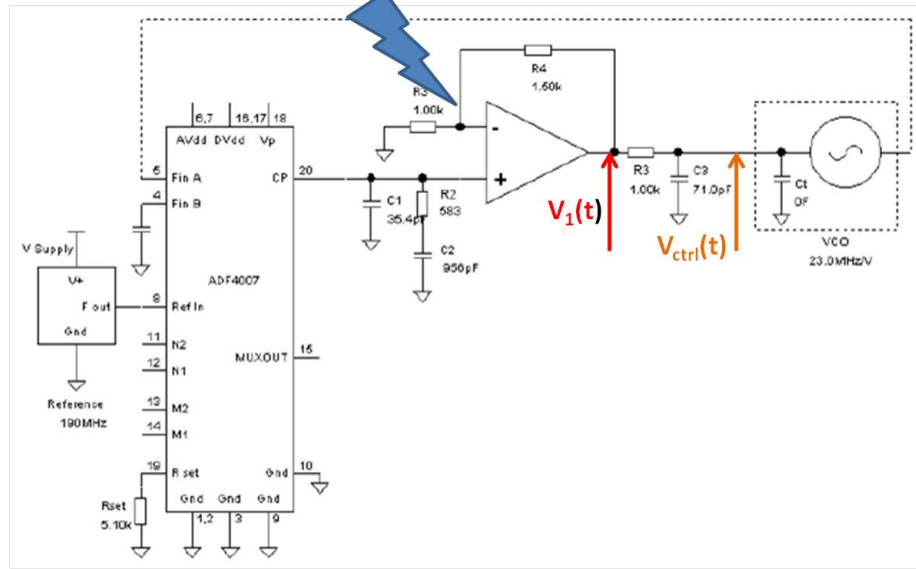


FIGURE 3.52 – Schéma indiquant l'emplacement de la position de l'injection du signal d'agression ainsi que la mesure des signaux $V_{ctrl}(t)$ et $V_1(t)$

La largeur du signal d'agression prendra les valeurs suivantes : 20 ns, 100 ns, 300 ns, 800 ns, 2 μ s et 3 μ s. La puissance moyenne du signal d'agression va donc varier. Cependant, afin de comparer l'effet produit par le signal d'agression sur le filtre pour différentes largeurs d'impulsion, la puissance pic d'entrée (réglée sur le synthétiseur), ne sera pas rectifiée. Ainsi, dans l'hypothèse où l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel varie peu en fonction de la puissance du signal d'agression, la puissance pic du signal d'agression couplé au circuit reste identique. La composante alternative des signaux $V_1(t)$ et $V_{ctrl}(t)$ mesurés est présentée sur la Fig. 3.54 et la Fig. 3.54 pour différentes largeurs d'impulsion.

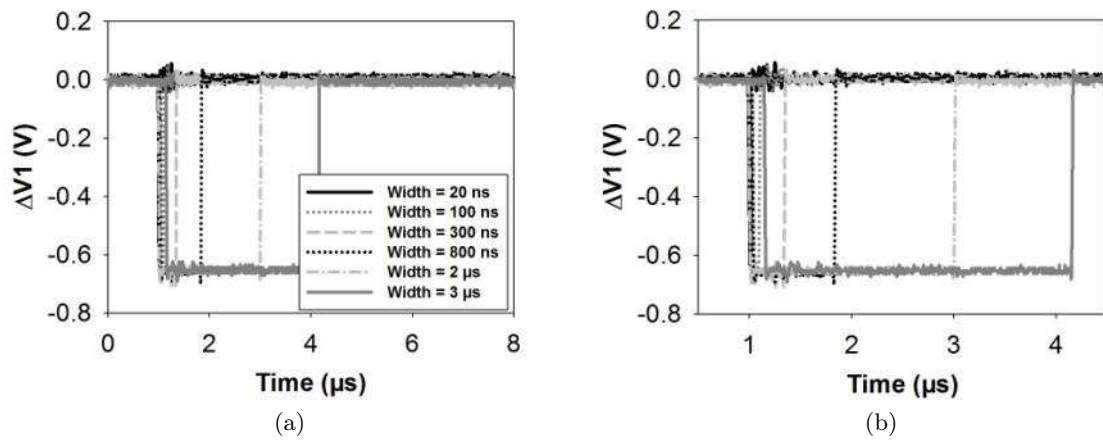


FIGURE 3.53 – Signal V_1 mesuré à la sortie de l'AOP lors de l'injection d'un signal sinusoïdal modulé par différentes largeurs d'impulsion (a) et son zoom (b)

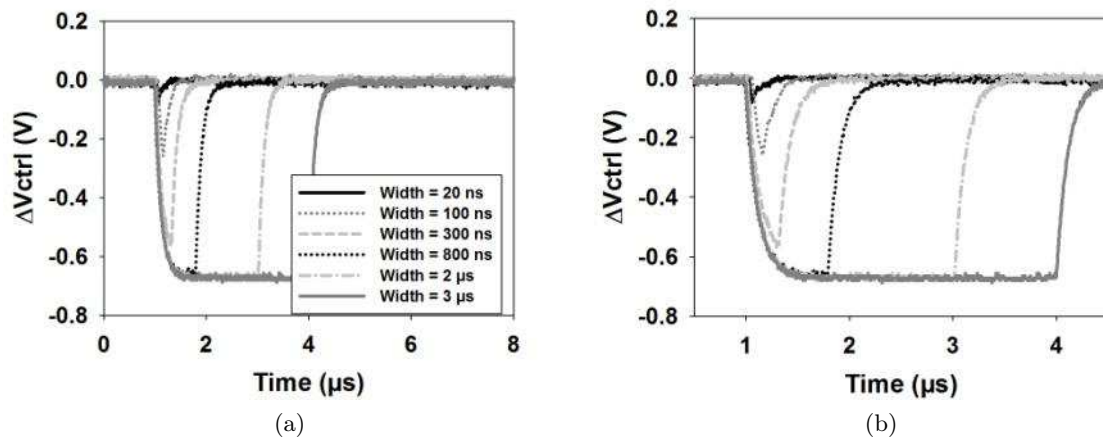


FIGURE 3.54 – Signal V_{ctrl} mesuré à la sortie du filtre lors de l'injection d'un signal sinusoïdal modulé par différentes largeurs d'impulsion (a) et son zoom (b)

On constate que l'injection d'une EMI sinusoïdale modulée par une impulsion à l'entrée de l'amplificateur opérationnel fait apparaître une impulsion à sa sortie. Si on observe la mesure du signal $V_1(t)$, on constate que l'on récupère à la sortie de l'AOp l'impulsion servant à moduler le signal d'agression. Même pour des largeurs d'impulsion de 20 ns, l'amplificateur est capable de démoduler

parfaitement le signal d'agression. Cette démodulation devrait dépendre de la bande passante de l'AOp. Cependant, dans notre cas, la bande passante de l'amplificateur avec un gain de 2.5 est de 40 MHz, ce qui correspond à une constante de temps du circuit de l'ordre de $\frac{1}{2\pi \cdot 40 \text{ MHz}} = 4 \text{ ns}$. Donc à 20 ns l'impulsion n'est pas déformée.

Le signal $V_{ctrl}(t)$ présente aussi, quant à lui, des impulsions, mais filtrées par le filtre passe bas R_3 et C_3 . Il est possible de vérifier cela en calculant la constante de temps du filtre. Pour notre application, R_3 et C_3 ont pour valeurs respectives 1000 Ω et 72 pF. Lorsqu'une impulsion est présentée à l'entrée du filtre, la capacité se charge. La capacité atteindra 95% de sa charge au bout d'un temps égal à $3\tau = 3 * R_3 * C_3 = 3 * 1000 * 72 * 10^{-12} = 216 \text{ ns}$. Prenons l'exemple du signal $V_{ctrl}(t)$ lorsque la largeur d'impulsion est de 3 μs . Si on mesure le temps nécessaire pour que l'impulsion atteigne 95% de sa valeur finale soit $0.62V$, on obtient une durée égale à 250 ns . Cette valeur est très proche de la valeur théorique. Si la largeur de l'impulsion est inférieure au temps de charge du condensateur, alors la capacité ne pourra pas atteindre sa charge maximale, comme on peut le voir sur la Fig. 3.54, lorsque la largeur d'impulsion est inférieure à 300 ns.

Ces résultats montrent à nouveau la capacité de l'amplificateur opérationnel à démoduler le signal d'agression. L'impulsion à la sortie de l'amplificateur opérationnel est filtrée par l'ensemble R_3 et C_3 . Si la largeur d'impulsion est inférieure à 300 ns, l'impulsion mesurée sur la tension de commande de l'oscillateur est très faible. Pour des largeurs d'impulsion supérieures à 800 ns, une impulsion d'amplitude de 660 mV est mesurée sur la tension de commande du VCO. L'apparition d'une impulsion sur cette entrée provoque alors la modulation de la fréquence de sortie du VCO, provoquant ainsi une dégradation de la pureté spectrale de son spectre de sortie. La Fig. 3.55 présente différents spectres de sortie du VCO pour différentes largeurs d'impulsion du signal d'agression.

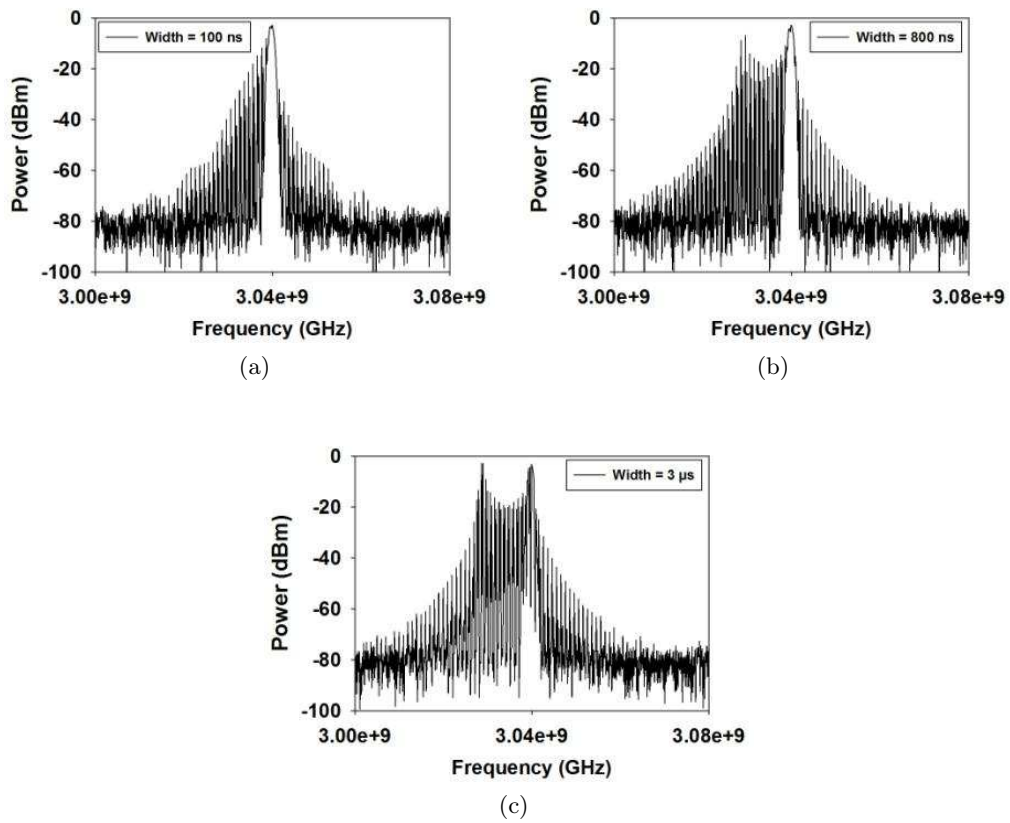


FIGURE 3.55 – Spectre en sortie du VCO lors de l’injection d’un signal sinusoïdal modulé par une impulsion de différente largeur : (a) Width = 100 ns, (b) Width = 800 ns, (c) Width = 3 μ s

A la vue des résultats de la Fig. 3.55, il semblerait que l’étalement spectral mesuré en sortie du VCO lors de l’injection d’un signal d’agression est d’autant plus grande que la largeur de l’impulsion est grande. La Fig. 3.56 présente l’encombrement spectral mesuré à -40 dB pour deux fréquences de répétition de l’impulsion en fonction de la largeur d’impulsion.

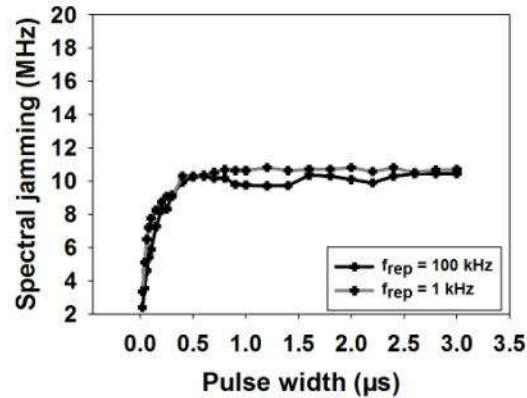


FIGURE 3.56 – Encombrement spectral mesuré en sortie du VCO lors de l’injection d’une sinusoïde modulée par une impulsion

Nous observons que l’encombrement spectral augmente avec la largeur de l’impulsion jusqu’à 500 ns environ. Au delà de cette largeur, l’encombrement spectral reste constant. La raison est la suivante. Pour des largeurs d’impulsion inférieures à 500 ns, l’impulsion est filtrée par R_3 et C_3 . L’amplitude de l’impulsion qui apparait alors sur la tension de commande du VCO est faible. Plus la largeur de l’impulsion se rapproche de 500 ns, plus l’impulsion a le temps de se former et plus son amplitude augmente. Au delà de 500 ns, l’amplitude de l’impulsion est maximale. Une fois que l’impulsion a atteint son amplitude maximale, quelle que soit sa largeur ou sa fréquence de répétition, son encombrement spectral reste stable en fonction de la largeur d’impulsion.

En conclusion, nous pouvons constater que le choix de la bande passante de l’amplificateur opérationnel dans un système, est importante d’un point de vue compatibilité et susceptibilité électromagnétique. En effet, l’AOp étant un composant non-linéaire, il peut provoquer la démodulation de signaux d’interférences. Ainsi, plus sa bande passante va être élevée, moins l’AOp va filtrer les impulsions parasites. Aussi, lors du choix d’un amplificateur opérationnel pour la conception d’un filtre actif par exemple, il est important de choisir un AOp présentant une fréquence de coupure proche de la fréquence de coupure du filtre que l’on souhaite réaliser.

Filtre, oscillateur commandé en tension et synthétiseur de fréquence

Le filtre et le VCO sont maintenant associés au synthétiseur de fréquence pour former la boucle à verrouillage de phase complète. L’EMI est toujours injecté en B3. La même expérience que pré-

cédemment est réalisée. La mesure de la tension de commande V_{ctrl} du VCO est présentée sur la Fig. 3.57.

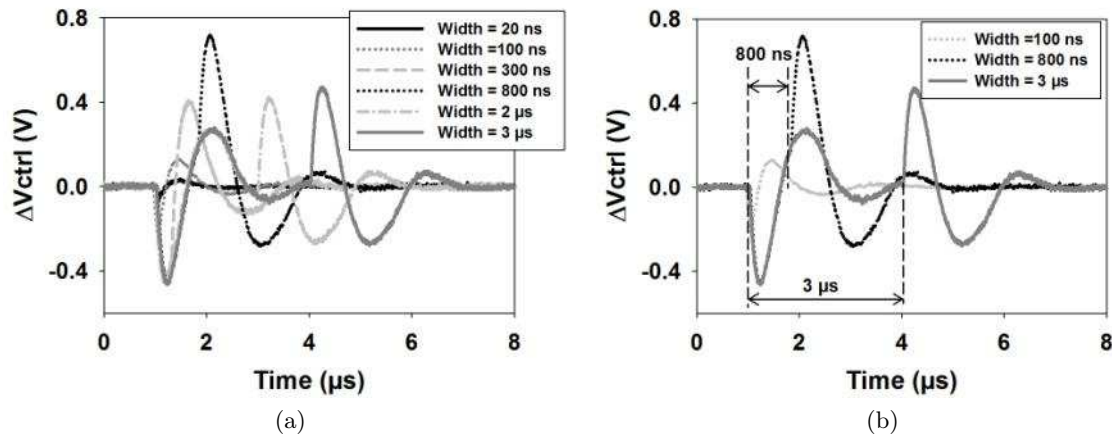


FIGURE 3.57 – Signal mesuré à la sortie du filtre dans la PLL lors de l’injection d’un signal sinusoïdal modulé par différentes largeurs d’impulsion (a) et sélection de quelques courbes (b)

Contrairement aux résultats obtenus sur le filtre étudié seul, les signaux mesurés à la sortie du filtre ici observés proviennent de l’impulsion démodulée par l’amplificateur opérationnel et corrigée par la PLL. En effet, lorsque le signal d’agression est injecté à l’entrée du filtre, l’amplificateur démodule celui-ci et fait apparaître une impulsion à la sortie du filtre, c’est-à-dire sur la tension V_{ctrl} de contrôle du VCO. La modification de la tension de commande du VCO provoque alors une modification de la fréquence d’oscillation du VCO. La PLL détecte alors une erreur de fréquence et modifie en conséquence la tension de commande du VCO pour retrouver sa valeur nominale. Lorsque l’impulsion se termine, la tension présente sur la commande du VCO change à nouveau. La fréquence de sortie du VCO change, la PLL détecte à nouveau une erreur de fréquence et corrige la tension de commande du VCO. Ce que l’on observe sur la Fig. 3.57 correspond alors à une première correction de la PLL au démarrage de l’impulsion et une deuxième correction une fois l’impulsion terminée. Prenons l’exemple lorsque la largeur d’impulsion est de 3 μs . L’impulsion démarre à 1 μs (cf. Fig. 3.57). La tension $V_{ctrl}(t)$ diminue brusquement. La fréquence de comparaison du comparateur de phase est de 90 MHz. Cela signifie que la PLL est capable de détecter une erreur de fréquence toutes les 11 ns. Ainsi 11 ns après le début de l’impulsion, la boucle à verrouillage de phase commence à corriger la tension de commande du VCO. Sachant que la fréquence naturelle de boucle est de

l'ordre de 800 kHz, la PLL a besoin d'au minimum 1.25 μs pour retrouver sa valeur initiale. Puis 3 μs après le début de l'impulsion, l'impulsion se termine provoquant un brusque changement de la tension V_{ctrl} . A nouveau, la PLL a besoin de 11 ns pour détecter l'erreur de fréquence et de 1.25 μs pour que la tension de commande du VCO retrouve sa valeur initiale.

La Fig. 3.58 présente l'encombrement spectral du spectre en sortie de la PLL pour trois largeurs d'impulsion.

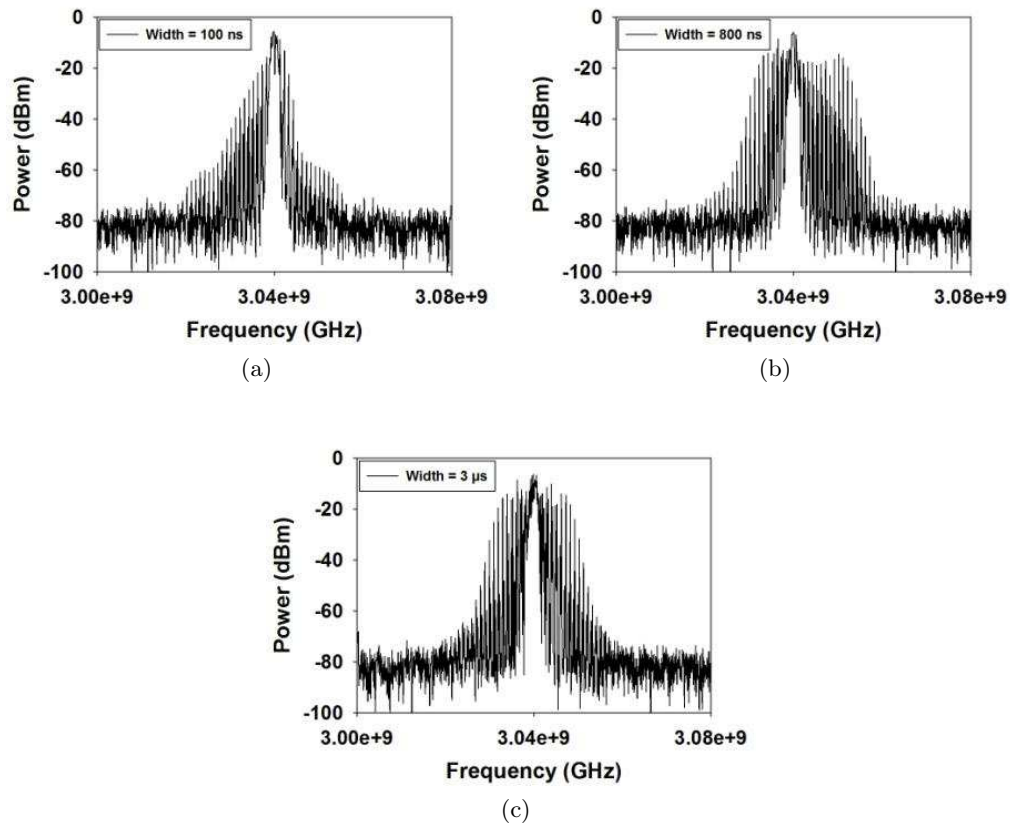


FIGURE 3.58 – Spectre en sortie du VCO lors de l'injection d'un signal sinusoïdal modulé par une impulsion de différentes largeurs : (a) Width = 100 ns, (b) Width = 800 ns, (c) Width = 3 μs

Contrairement aux mesures sur le filtre et le VCO seuls, il semble que l'encombrement spectral soit maximal lorsque la largeur du signal d'agression est égale à 800 ns. La Fig. 3.59 présente la mesure de l'encombrement spectral à -40 dB du spectre de sortie de la PLL pour deux fréquences de répétition

de l'impulsion.

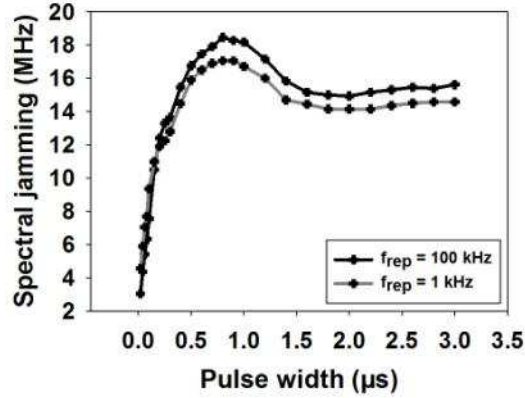


FIGURE 3.59 – Encombrement spectral mesuré en sortie de la PLL lors de l'injection d'une sinusoïde modulée par une impulsion

On remarque effectivement que l'encombrement spectral est maximal lorsque la largeur de l'impulsion modulant le signal sinusoïdal d'agression se trouve autour de 0.8 µs. Pour des largeurs d'impulsion inférieures, l'encombrement spectral est très faible du fait que l'impulsion est trop rapide et que la capacité C_3 n'a pas le temps de se charger totalement. Pour des largeurs d'impulsion supérieures, l'encombrement spectral reste stable autour de 15 MHz. Cet encombrement maximal est directement liée à la fréquence naturelle de boucle de la PLL. En effet, c'est pour cette largeur d'impulsion que la variation de l'amplitude de la tension $V_{ctrl}(t)$ est la plus importante.

Si on compare l'encombrement spectral mesuré pour deux valeurs de fréquence de répétition de l'impulsion, on note très peu de changement. Il semblerait donc que pour une même amplitude d'impulsion, la fréquence de répétition de cette dernière n'influence presque pas l'effet de perturbation de la PLL.

3.3.3 Injection sur la sortie du VCO

Le signal d'agression est maintenant injecté sur la sortie de l'oscillateur contrôlé en tension. Nous mesurons à la fois le spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase et la tension de contrôle de l'oscillateur commandé en tension. La fréquence porteuse du signal d'agression est fixée à 2.89 GHz. Le signal d'agression est modulé par une impulsion d'une largeur égale à 300 ns puis 2 µs. La

fréquence de répétition de l'impulsion est de 10 kHz et le temps de montée est de 10 ns. La Fig. 3.60 présente le spectre du signal de sortie de la PLL lorsqu'une agression sinusoïdale modulée par une impulsion d'une largeur de 2 μs est injectée sur la sortie du VCO, ainsi que le signal de commande de la boucle à verrouillage de phase. La puissance P du signal d'agression à l'entrée de la sonde est fixée à 10 dBm.

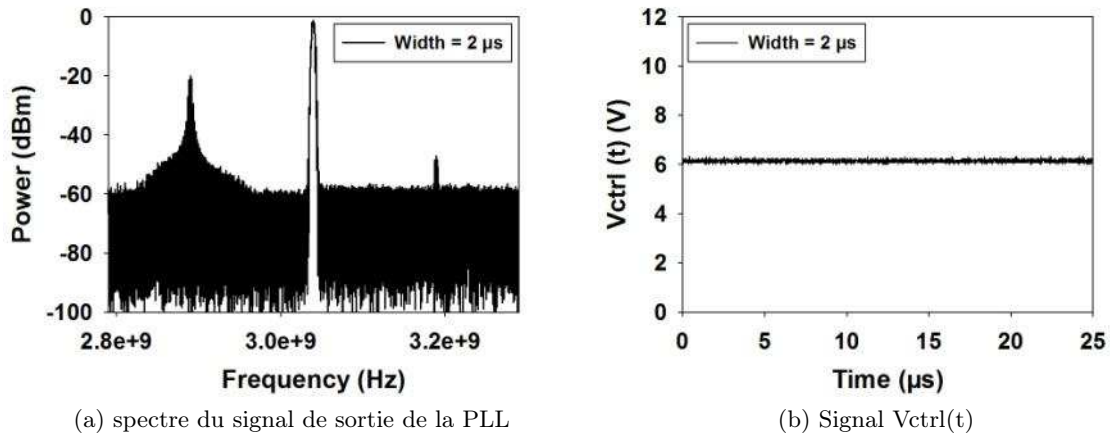


FIGURE 3.60 – (a) spectre du signal de sortie de la PLL (b) signal $V_{ctrl}(t)$ lors de l'injection d'un signal d'agression sinusoïdal modulé par une impulsion de 2 μs de largeur injecté sur la sortie du VCO. $P = 10 \text{ dBm}$.

La Fig. 3.60(a) présente le spectre du signal de sortie de la PLL. On observe sur ce spectre plusieurs raies. La raie centrale correspond à la raie issue de la fréquence délivrée par le VCO f_0 . La raie de gauche correspond au signal d'agression. Le signal d'agression étant modulé par une impulsion, son spectre est relativement large. Sa largeur dépend de la durée d'impulsion et de son temps de montée. La raie de droite est une raie d'intermodulation issue du mélange de la fréquence du signal d'agression et f_0 . Bien que le spectre mesuré à la sortie de la PLL soit très riche en fréquence, on constate que la fréquence principale, c'est-à-dire la raie centrale, n'est pas perturbée. Si l'on observe le signal de commande du VCO, aucune perturbation n'est mesurée. Une tension continue de 6 V est mesurée permettant l'oscillation du VCO à la fréquence $f_0 = 3.04 \text{ GHz}$. Si la boucle à verrouillage de phase était utilisée comme oscillateur local dans un récepteur, le signal d'agression serait filtré et ne perturberait en rien le récepteur.

La puissance P du signal d'agression est maintenant de 35 dBm. La Fig. 3.61 présente le spectre de

sortie du VCO et le signal de contrôle du VCO lorsque le signal d'agression est injecté sur la sortie du VCO.

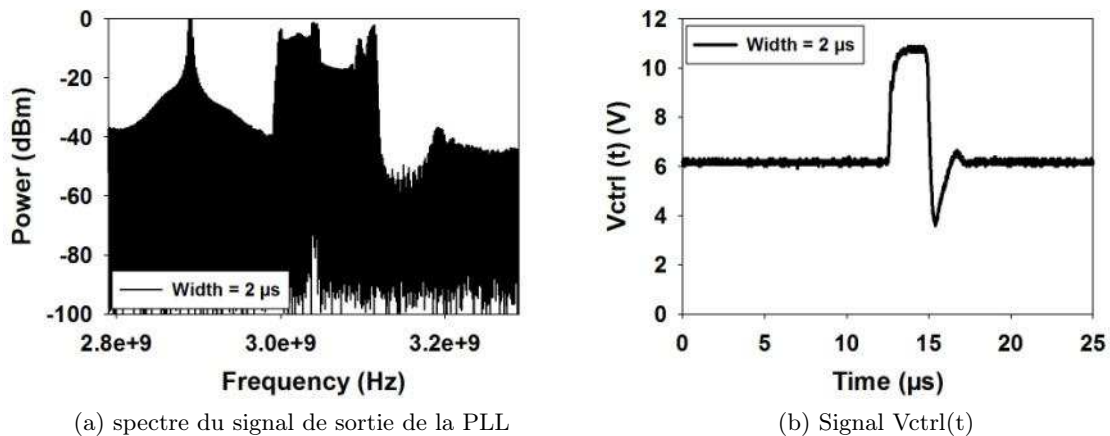


FIGURE 3.61 – (a) spectre du signal de sortie de la PLL et (b) signal $V_{ctrl}(t)$ lors de l'injection d'un signal d'agression sinusoïdal modulé par une impulsion de $2 \mu s$ de largeur injecté sur la sortie du VCO, $P = 35 dBm$.

Cette fois ci, si l'on observe le spectre de sortie de la PLL, on remarque que la raie centrale est très perturbée. En effet, une forte modulation est mesurée. De la même façon, si l'on observe le signal de commande du VCO, on peut mesurer des impulsions se répétant à la fréquence de répétition du train d'impulsion modulant le signal d'agression. L'amplitude de ces impulsions est relativement élevée.

L'explication de ce phénomène est la suivante : lorsque l'on injecte un signal d'agression sur la sortie du VCO, si la puissance de ce signal n'est pas trop élevée et si sa fréquence est suffisamment éloignée de celle du VCO, aucun effet ne va être observé sur la raie centrale du VCO. Seules quelques raies d'intermodulation vont apparaître à des fréquences suffisamment éloignées pour ne pas gêner le fonctionnement de la PLL. Lorsque la puissance du signal d'agression augmente et que l'amplitude du signal d'interférence couplé au circuit devient supérieure à l'amplitude du signal délivré par le VCO, le comparateur de phase va essayer de comparer la fréquence issue du signal d'agression à la fréquence de référence. Comme aucune correction n'est possible sur la fréquence du signal d'agression, la PLL va se déverrouiller. Sachant que la fréquence du signal d'agression est inférieure à la fréquence du signal du VCO, la PLL va fournir sa fréquence maximale de fonctionnement égale à 3.150 GHz.

Dans notre cas, la durée pendant laquelle la PLL va être déverrouillée va correspondre à la durée de l'impulsion, c'est-à-dire $2 \mu\text{s}$. Une fois l'impulsion terminée, la PLL va se reverrouiller, nécessitant un temps de $1.25 \mu\text{s}$ environ. Cela explique aussi l'apparition d'impulsions sur l'entrée "tension de commande du VCO". Lorsque la PLL n'est pas déverrouillée, le signal de commande du VCO est une tension continue de 6 V . Lorsque le signal d'agression est injecté avec une puissance suffisante sur la PLL, durant l'impulsion, la PLL va brusquement se déverrouiller. La PLL va alors essayer de corriger l'erreur de fréquence en augmentant la tension à la sortie du filtre passe bas. La tension va alors passer de 6 V à la tension maximale que peut fournir le filtre actif, c'est-à-dire 10.5 V . Le temps nécessaire pour que la tension passe de 6 V à 10.5 V dépend de la constante de charge des condensateurs du filtre passe bas constitué de C_1 , C_2 , C_3 , R_2 et R_3 . Lorsque l'impulsion modulant le signal d'agression se termine, la PLL se reverrouille. La tension passe alors de 10.5 V à 6 V . Cela explique l'apparition des quelques rebonds à la fréquence naturelle de la boucle. Si la durée de l'impulsion est suffisamment longue, comme c'est le cas actuellement, les condensateurs ont le temps de se charger et d'atteindre la valeur maximale de la tension que peut fournir le filtre actif. Si la durée de l'impulsion est plus courte que le temps nécessaire pour charger les condensateurs, la tension de commande de la PLL n'aura pas le temps d'atteindre sa valeur maximale. La Fig. 3.62 présente le spectre de la sortie de la PLL et le signal de commande du VCO pour une largeur d'impulsion fixée à 300 ns . La tension maximale atteinte sur la tension de commande du VCO est de 9.5 V .

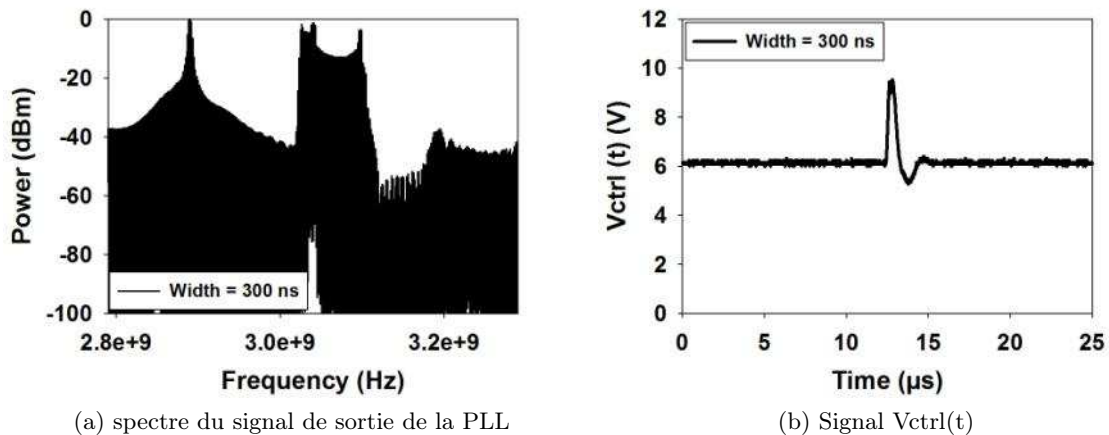


FIGURE 3.62 – (a) spectre du signal de sortie de la PLL et (b) signal $V_{ctrl}(t)$ lors de l'injection d'un signal d'agression sinusoïdal modulé par une impulsion de 300 ns de largeur injecté sur la sortie du VCO

En conclusion, la présence d'une impulsion sur l'entrée de commande du VCO va moduler la phase du signal de sortie de la PLL faisant ainsi apparaître un spectre large bande dont la fréquence la plus élevée correspondra à la fréquence maximale de fonctionnement de la PLL. Il est intéressant de constater que dans le cas où l'impulsion est trop courte, les condensateurs n'ayant pas le temps de se charger, la tension de commande du VCO n'atteint pas sa valeur admissible. Cela provoque une dérive moins importante du signal de sortie de la PLL et donc un encombrement spectral moins important. Précisons que ce phénomène apparaît quelle que soit la fréquence porteuse du signal d'agression tant que cette dernière est comprise dans la bande passante du synthétiseur de fréquence. Si la fréquence porteuse du signal d'agression est inférieure à la fréquence nominale de la PLL, alors le spectre en sortie de la PLL sera compris entre la fréquence nominale de la PLL et sa fréquence maximale de fonctionnement. Si la fréquence porteuse du signal d'agression est supérieure à la fréquence nominale de la PLL alors le spectre de sortie de la PLL sera principalement compris entre la fréquence minimale de fonctionnement de la PLL et sa fréquence nominale. D'un point de vue compatibilité et susceptibilité électromagnétique, l'injection de signaux sinusoïdaux modulés en amplitude par une impulsion sur la sortie de la PLL peut provoquer son déverrouillage temporaire. La puissance moyenne nécessaire pour provoquer le déverrouillage de la PLL est moins élevée si le signal d'agression est modulé par une impulsion que si le signal d'agression est non modulé.

Chapitre 4

Etude de susceptibilité d'un récepteur QPSK

Dans cette partie, nous nous intéressons à la susceptibilité électromagnétique d'un système de communication. Le système que nous avons choisi est un récepteur QPSK. Nous utiliserons la PLL étudiée précédemment comme oscillateur local. Nous souhaitons étudier les effets que peut introduire une perturbation de la PLL sur le signal démodulé à la sortie du récepteur. De plus, nous souhaitons comparer les effets de différents signaux d'agression sur le fonctionnement du récepteur afin de déterminer quel signal provoque le plus de perturbation.

4.1 Description du récepteur

Le récepteur étudié est simplifié par rapport à un récepteur commercial afin de rendre l'étude plus aisée. Ce récepteur se compose d'un mélangeur, d'un amplificateur HF, d'une boucle à verrouillage de phase et d'un analyseur de spectre vectoriel. Le schéma de la Fig. 4.1 présente le synoptique de ce récepteur.

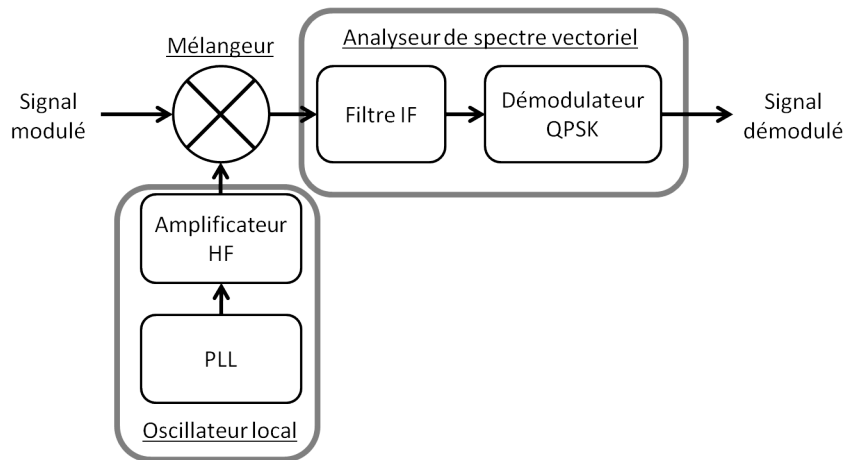


FIGURE 4.1 – Synoptique du récepteur QPSK étudié

Le signal d’entrée RF, ou signal modulé, du mélangeur est un signal QPSK. La fréquence porteuse du signal modulé est fixée à 3.080 GHz. L’oscillateur local connecté à l’entrée OL (oscillateur local) du mélangeur est composé de la PLL précédemment étudiée associée à un amplificateur HF fonctionnant autour de 3 GHz. La fréquence de sortie de la PLL est fixée à 3.04 GHz. L’amplificateur HF est utilisé afin de fournir la puissance de 10 dBm nécessaire au mélangeur pour effectuer la transposition de fréquence. Le signal de sortie IF du mélangeur est un signal modulé QPSK dont la fréquence porteuse est transposée autour de 40 MHz. Le filtre IF et le démodulateur QPSK sont réalisés par un analyseur de spectre vectoriel. Ce dernier permet également, d’afficher la constellation des signaux I et Q démodulés et cela donne accès à différents paramètres permettant de caractériser la qualité du signal démodulé, tel que l’EVM (Error Vector Magnitude) et le “Rho factor”.

4.2 Rappels sur la modulation QPSK, la représentation en constellation et les paramètres EVM et Rho factor

La modulation QPSK est une modulation numérique du type modulation de phase. La transmission des symboles s’effectue en modifiant la phase du signal porteur. La modulation utilise quatre symboles correspondant à 4 différentes phases du signal. Ce type de modulation peut être représenté sur un diagramme appelé “constellation”. La constellation permet de représenter sous forme d’un vecteur les symboles transmis. La constellation d’un signal QPSK présente quatre spots de coordonnées $(I_{ref}, Q_{ref}; -I_{ref}, Q_{ref}; -I_{ref}, -Q_{ref}; I_{ref}, -Q_{ref})$. Lorsqu’un signal QPSK est démodulé, un point

de donnée apparaîtra autour de l'un de ces quatre spots, selon le symbole transmis. Plus le point est proche de son spot, plus la transmission est bonne. La Fig. 4.2 présente ce concept.

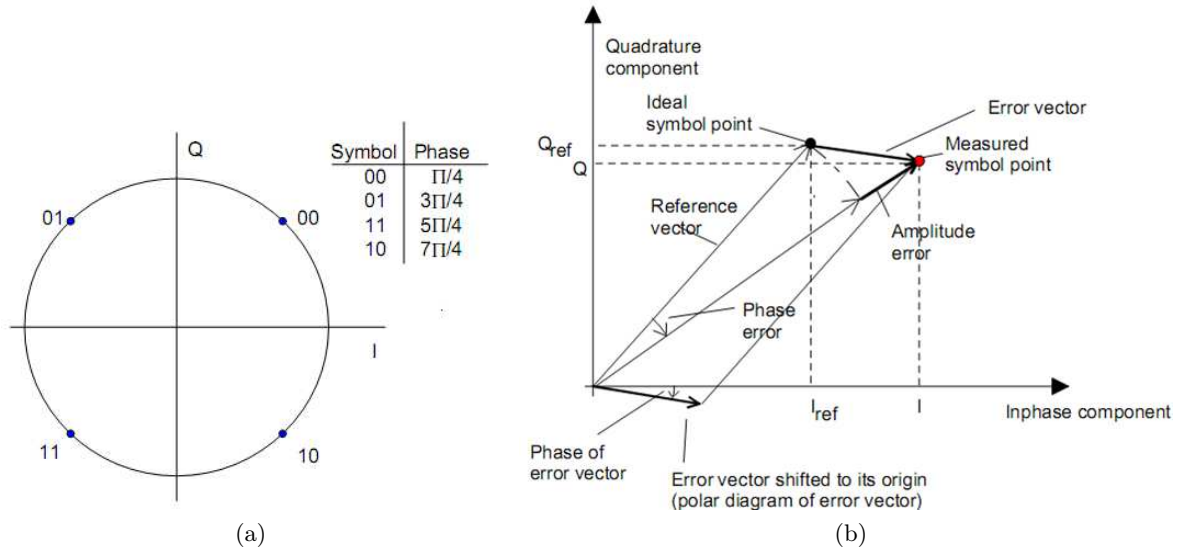


FIGURE 4.2 – Représentation de la constellation pour une modulation QPSK

Les paramètres tels que l'EVM et le Rho factor permettent de mesurer la dispersion des points de données autour de leurs spots respectifs et cela quantifie la qualité de la démodulation. Le paramètre EVM se calcule de la façon suivante : $EVM = \sqrt{(I - I_{ref})^2 + (Q - Q_{ref})^2}$. La valeur maximale que peut atteindre l'EVM est 1 et sa valeur minimale est 0. Aussi il est généralement exprimé en pourcentage. Plus l'EVM est important, plus le pourcentage d'erreur est important et moins la communication est bonne. Le Rho factor est aussi appelé "Modulation Quality Factor" et permet aussi de juger la qualité de la démodulation. Il est compris entre 0 et 1 et peut aussi s'exprimer en pourcentage. Lorsqu'il est égal à 1, l'intégralité des données mesurées sont identiques au signal de référence.

La prochaine section est consacrée à l'étude de la susceptibilité électromagnétique du récepteur. Pour juger de la qualité de la réception lorsqu'une agression est injectée sur l'oscillateur local, nous mesurerons les deux paramètres EVM et Rho présentés précédemment.

4.3 Injection d'un signal d'agression sinusoïdal

Injection sur la sortie du VCO

Le signal d'agression est injecté sur la sortie du VCO. La constellation du signal de sortie est mesurée pour différentes fréquences et puissances du signal d'agression ainsi que pour différents réglages de la modulation QPSK. Nous modifierons principalement le nombre de symboles et la bande passante du filtre IF. La Fig. 4.4 présente la constellation du signal mesuré en sortie du récepteur lorsqu'aucun signal d'agression n'est injecté. Pour cette mesure, le "Symbol Rate" est fixée à 250 ksp/s, la bande passante du filtre IF est de 1 MHz.

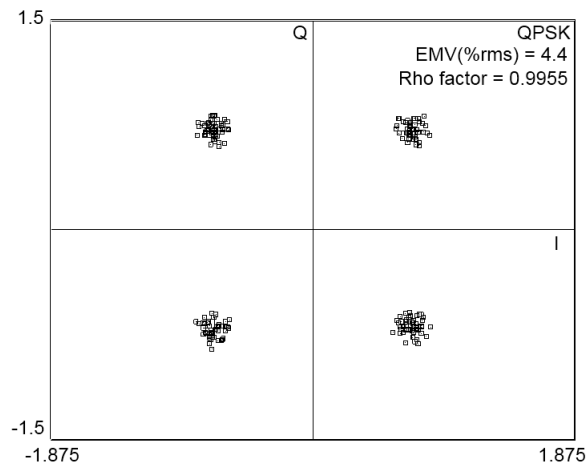


FIGURE 4.3 – Constellation du signal démodulé sans agression

La constellation obtenue présente 4 spots de données. Une bonne concentration des données sont mesurées autour des I et Q de référence. L'EVM est mesurée à 4.4%rms et le Rho factor à 0.9955 ce qui signifie que quasiment toute l'information est bien démodulée. Un signal d'agression est maintenant injecté sur la sortie du VCO. La puissance du signal d'agression à l'entrée de la sonde est fixée à 25 dBm, la fréquence du signal d'agression est fixée à 3.0395 GHz. Cette valeur est très proche de la fréquence d'oscillation de l'oscillateur local. La Fig. 4.4 présente la constellation alors obtenue.

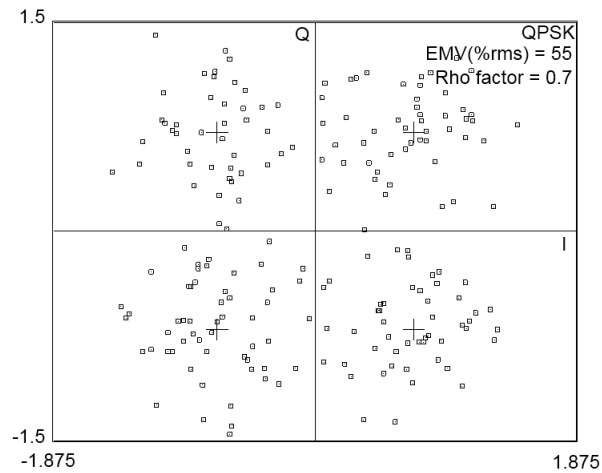


FIGURE 4.4 – Constellation du signal démodulé sous agression

Les points de données sont très dispersées. L'EVM est mesuré à 55%rms et le "Rho Factor" à 0.7, ce qui signifie que seul 70% des données mesurées sont identiques au signal de référence. L'injection d'un signal d'agression injecté sur l'oscillateur peut être assez néfaste pour la qualité du signal de réception. Observons l'influence de différents paramètres sur l'effet du signal d'agression sur la qualité du signal démodulé. Les Fig. 4.5 et Fig. 4.6 présentent l'évolution de l'EVM et du "Rho factor" en fonction de la fréquence du signal d'agression pour différentes puissances de ce dernier. Dans le cas de la Fig. 4.5, le "Symbol Rate" est fixé à 250 kbps et la bande passante du filtre IF est de 1 MHz. Dans le cas de la Fig. 4.6, le "Symbol Rate" est fixé à 1 Mbps et la bande bande passante du filtre IF est de 3 MHz. Sachant que la PLL est perturbée lorsqu'un signal d'agression de fréquence proche de celle du VCO est injecté, nous avons limité notre étude autour de la fréquence de fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase, soit 3.04 GHz.

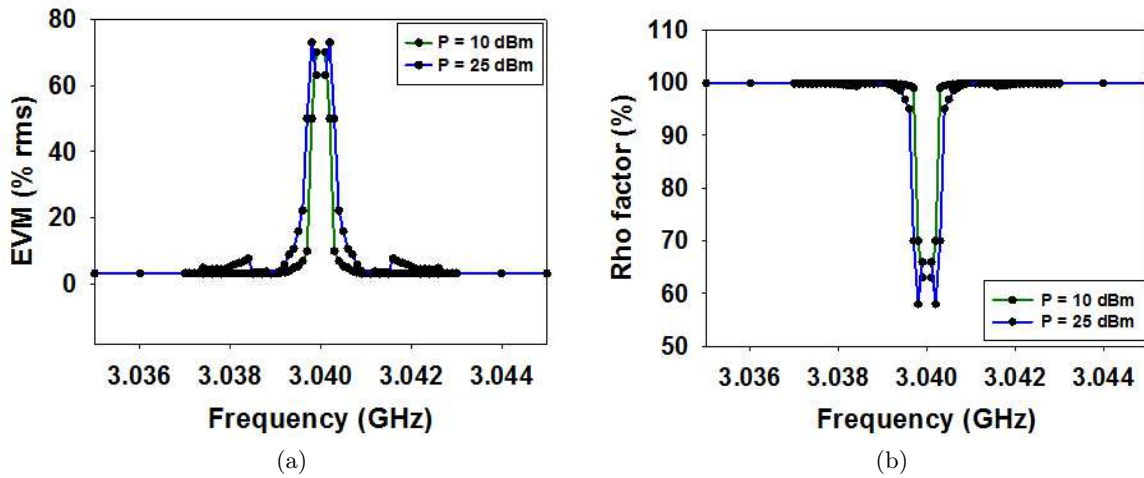


FIGURE 4.5 – (a) EVM (% rms) (b) Rho factor (%) lors de l’injection d’un signal d’agression sur la sortie du VCO pour un “Symbol Rate” de 250 kbps et un filtre IF de bande passante égale à 1 MHz

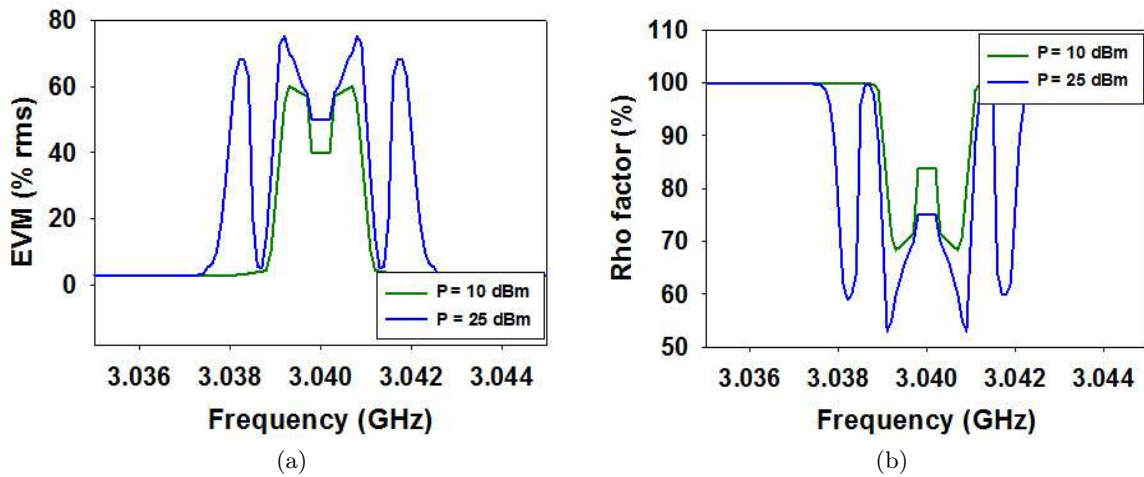


FIGURE 4.6 – (a) EVM (% rms) (b) Rho factor (%) lors de l’injection d’un signal d’agression sur la sortie du VCO pour un “Symbol Rate” de 1 Mps et un filtre IF de bande passante égale à 3 MHz

Premièrement, on observe que le signal démodulé est perturbé seulement lorsque la fréquence du signal d’agression est très proche de la fréquence de fonctionnement de la PLL. Lorsque la fréquence du signal d’agression s’éloigne un peu, aucun effet n’est mesuré. Si on regarde plus précisément la

bande de fréquence pour laquelle le récepteur est perturbé, on note que cette bande de fréquence est environ égale à la bande passante qu’occupe le signal modulé. En effet, sur la Fig. 4.5, la bande de fréquence pour laquelle le signal de réception est perturbé est égale à 1 MHz autour de la fréquence centrale de l’oscillateur local. Ceci correspond à l’encombrement spectral du signal modulé lorsque le “Symbol Rate” est de 250 ksps. Sur la Fig. 4.6, la largeur de bande de fréquence pour laquelle le signal démodulé est perturbé, est de l’ordre de 3 MHz, ce qui correspond à l’encombrement spectral du signal lorsque le “Symbol rate” est de 1 Msps. Il semblerait donc que le signal de réception soit perturbé du fait que le signal d’agression recouvre spectralement une partie du spectre du signal modulé.

On peut aussi observer l’influence des raies supplémentaires, lesquelles provoquent deux bandes de fréquence pour lesquelles le signal démodulé est perturbé. En effet, lorsque la puissance du signal d’agression à l’entrée de la sonde est de 25 dBm, puissance suffisante pour faire apparaître les raies supplémentaires, on observe sur la Fig. 4.6 que le signal démodulé est perturbé lorsque la fréquence du signal d’agression est comprise entre 3.0375 GHz et 3.0385 GHz, et entre 3.0425 GHz et 3.0435 GHz. Ces valeurs correspondent à la bande de fréquence pour laquelle les raies supplémentaires apparaissent. Dans la bande de fréquence comprise entre 3.0385 GHz et 3.0388 GHz, et entre 3.0422 GHz et 3.0425 GHz, aucune perturbation n’est observée. Lorsque la fréquence du signal d’agression appartient à la bande de fréquence qu’occupe le signal modulé, c’est-à-dire entre 3.0388 GHz et 3.0422 GHz, le signal démodulé est perturbé. Il est important de comprendre que l’apparition des raies supplémentaires ont un effet sur la démodulation du signal, seulement si elles apparaissent dans la bande de fréquence d’occupation du signal modulé. Ceci est le cas lorsque le “Symbol Rate” est de 1 Msps. Lorsque que le “Symbol Rate” est de 250 ksps, la bande de fréquence occupée par le signal modulé est de ± 500 kHz autour de la fréquence porteuse. Nous avons vu dans les études précédentes que les raies supplémentaires n’apparaient pas dans cette bande de fréquence, aucune bande latérale n’est observée.

4.4 Injection d’un signal d’agression modulé en amplitude

Injection sur la sortie du VCO

Le signal d’agression est maintenant modulé en amplitude. Les caractéristiques du signal d’agression sont : indice de modulation $m = 50\%$, fréquence du signal modulant $f_m = 100$ kHz.

Le signal d’agression est dans un premier temps injecté sur la sortie du VCO. La Fig. 4.7 et la

Fig. 4.8 présentent l'évolution du paramètre EVM et "Rho factor" en fonction de la fréquence du signal d'agression pour deux puissances de ce dernier. Le "Symbol Rate" pour la modulation et démodulation est respectivement fixé à 250 kpsps et 1 Msps.

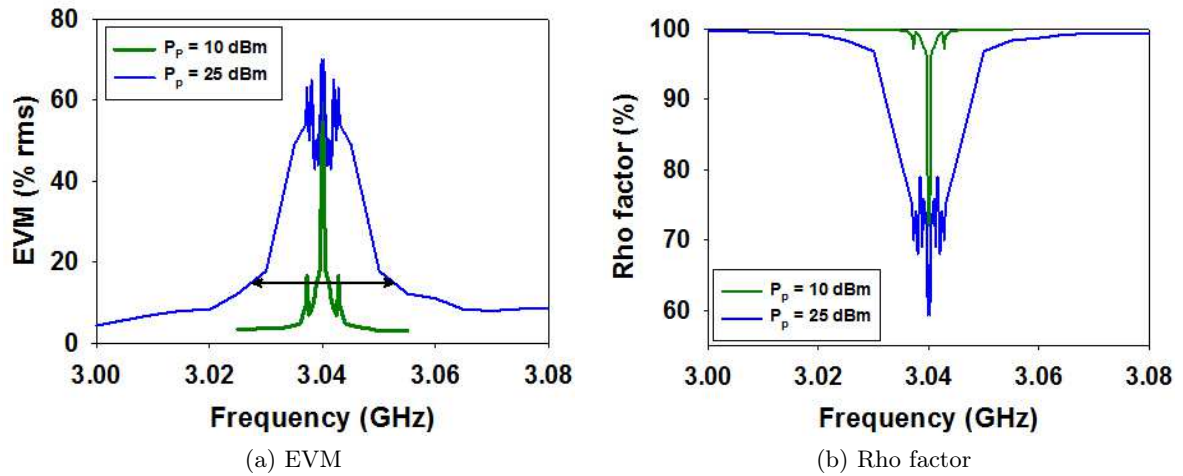


FIGURE 4.7 – (a) EVM (% rms) (b) Rho factor (%) lors de l'injection d'un signal d'agression modulé en amplitude sur la sortie du VCO : "Symbol Rate" = 250 kpsps

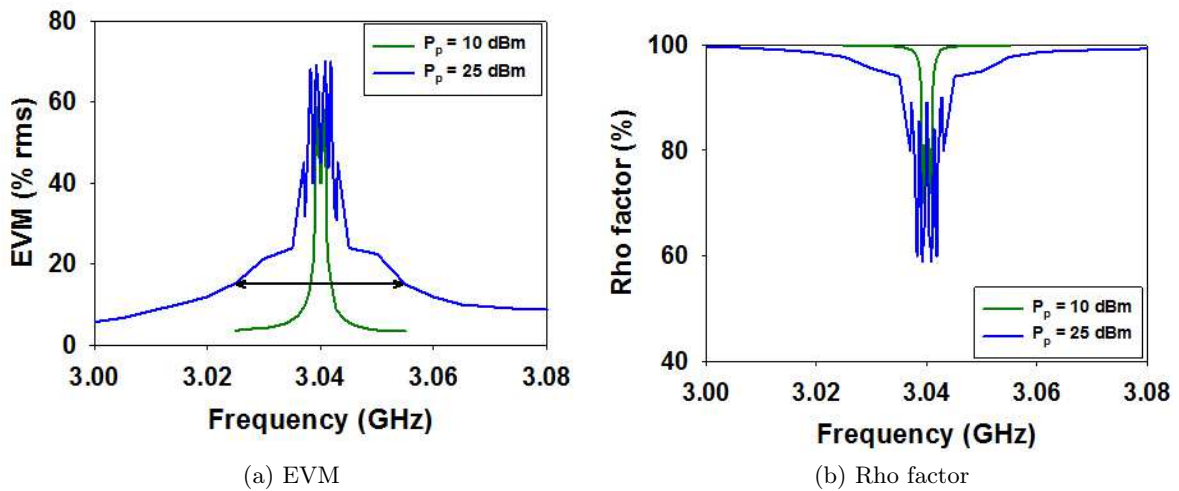


FIGURE 4.8 – (a) EVM (% rms) (b) Rho factor (%) lors de l’injection d’un signal d’agression modulé en amplitude sur la sortie du VCO : “Symbol Rate” = 1 Msps

On constate que l’injection d’un signal d’agression modulé en amplitude provoque une dégradation du signal démodulé. Cette dégradation apparaît principalement lorsque la fréquence du signal d’agression est proche de la fréquence de fonctionnement de la PLL. Cependant, il semblerait que la bande de fréquence pour laquelle le signal démodulé est perturbé, soit plus importante que lors de l’injection d’un signal d’agression purement sinusoïdal. En effet, lors de l’injection d’un signal purement sinusoïdal d’une puissance de 25 dBm, pour que le signal démodulé soit perturbé ($EVM > 15\%$), la fréquence du signal d’agression devait être comprise entre $\pm 500\text{ kHz}$ de la fréquence porteuse pour un “Symbol Rate” de 250 ksps et $\pm 2.2\text{ MHz}$ pour un “Symbol Rate” de 1 ksps. Lorsque le signal est modulé en amplitude, pour une même puissance du signal d’agression, l’EVM est supérieur à 15%, lorsque la fréquence du signal d’agression est comprise entre 3.025 GHz et 3.055 GHz soit à $\pm 15\text{ MHz}$ autour de la fréquence porteuse, et ce quelle que soit la valeur du “Symbol Rate”.

Injection sur le filtre actif

Le signal d’agression est maintenant injecté sur la piste B3 du filtre actif connectant l’entrée inverseuse de l’AOp et la résistance R”. Dans les études précédentes, nous avons vu que cette piste présentait une fréquence de résonance autour de 1.5 GHz. Nous avons observé que sur cette piste,

l'injection d'un signal d'agression modulé en amplitude à la fréquence de résonance, provoquait l'apparition d'un signal à la fréquence du signal modulant sur la tension de commande du VCO. Cela provoquait en retour la modulation du spectre de sortie de la PLL et donc une dégradation de sa pureté spectrale. Etudions l'effet de ce phénomène sur la qualité du signal démodulé par le récepteur, lorsque la PLL est utilisée comme oscillateur local. La Fig. 4.9 présente l'évolution de l'EVM et du "Rho factor" lorsqu'un signal d'agression modulé en amplitude est injecté sur cette piste, en fonction de la fréquence porteuse du signal d'agression. La fréquence du signal modulant du signal d'agression est fixée à 400 kHz et l'indice de modulation à 50%.

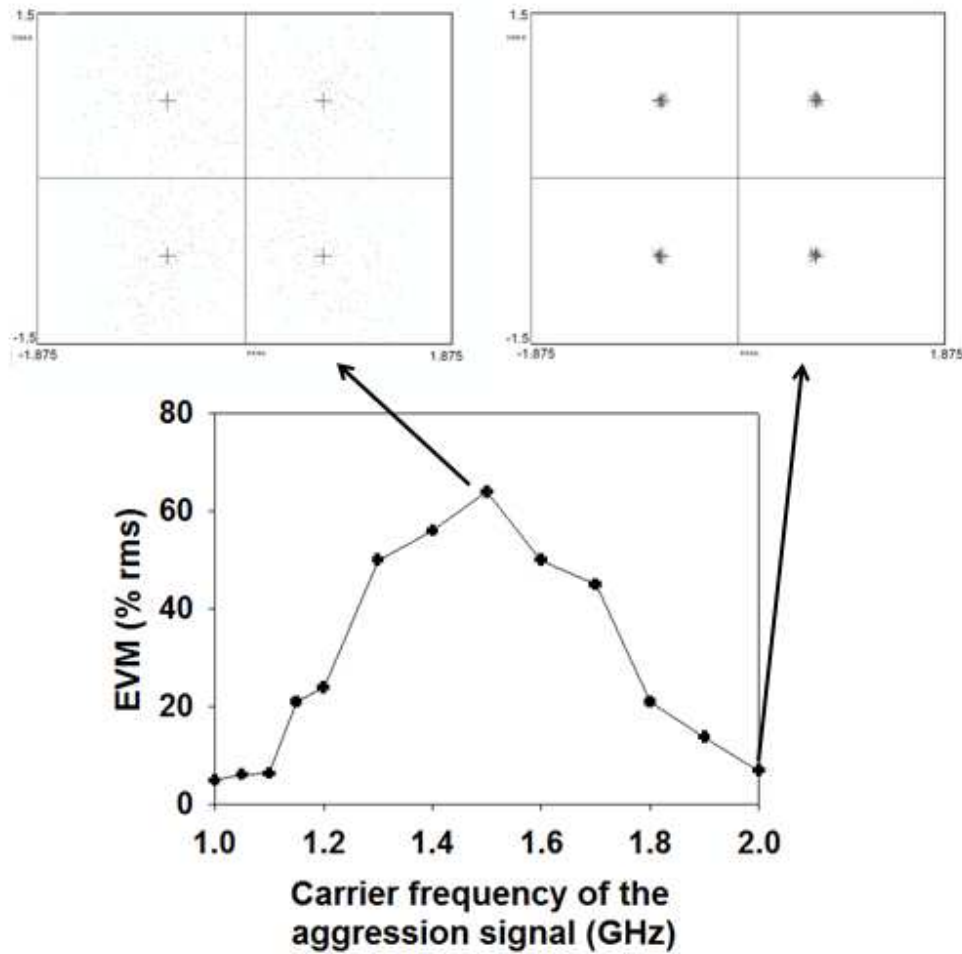


FIGURE 4.9 – Evolution de l'EVM lors de l'injection d'un signal modulé en amplitude en B3 sur le filtre actif de la PLL

On observe sur la Fig. 4.9 que le signal démodulé est perturbé lorsque la fréquence du signal d’agression se trouve autour de 1.5 GHz, c’est-à-dire autour de la fréquence de résonance de la piste sur laquelle est injecté le signal d’agression. Cela est dû au fait que le signal d’agression, modulé en amplitude, est démodulé par l’AOp. Cela provoque l’apparition d’un signal basse fréquence sur la tension de contrôle du VCO, entraînant une dégradation spectrale du signal de sortie de l’oscillateur local, et donc une perturbation du signal démodulé.

4.5 Injection d’un signal d’agression sinusoïdal modulé en amplitude par une impulsion

Injection sur la sortie du VCO Le signal d’agression est maintenant un signal sinusoïdal modulé en amplitude par une impulsion. Nous étudierons le cas où le signal d’agression est injecté sur la sortie du VCO. La puissance du signal d’agression à l’entrée de la sonde est fixée à 25 dBm. Cette puissance est suffisante pour provoquer durant la durée de l’impulsion le déverrouillage de la boucle à verrouillage de phase, comme nous l’avons vu dans les sections précédentes. La fréquence de la porteuse est fixée à 2.89 GHz. La Fig. 4.10 et la Fig. 4.11 présentent l’évolution de l’EVM et du “Rho factor” en fonction de la largeur de l’impulsion et de sa période.

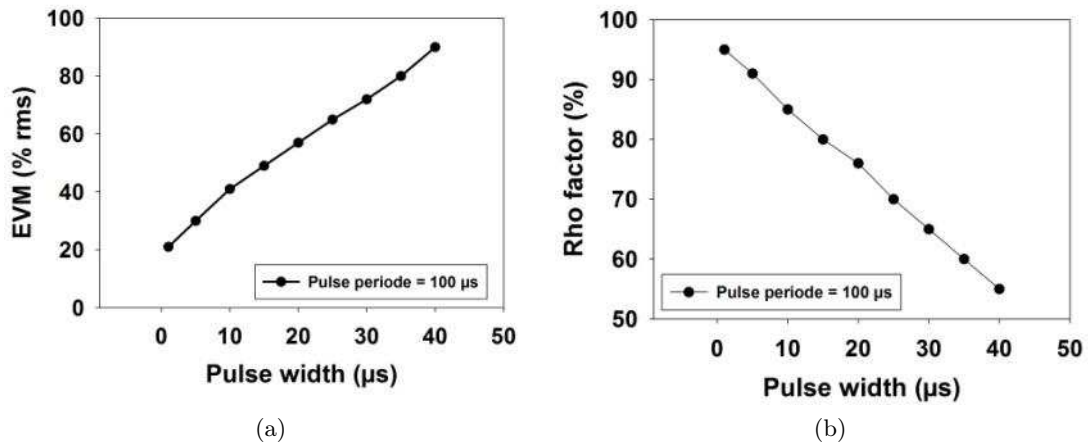


FIGURE 4.10 – Variation de l’EVM en fonction de la largeur d’impulsion

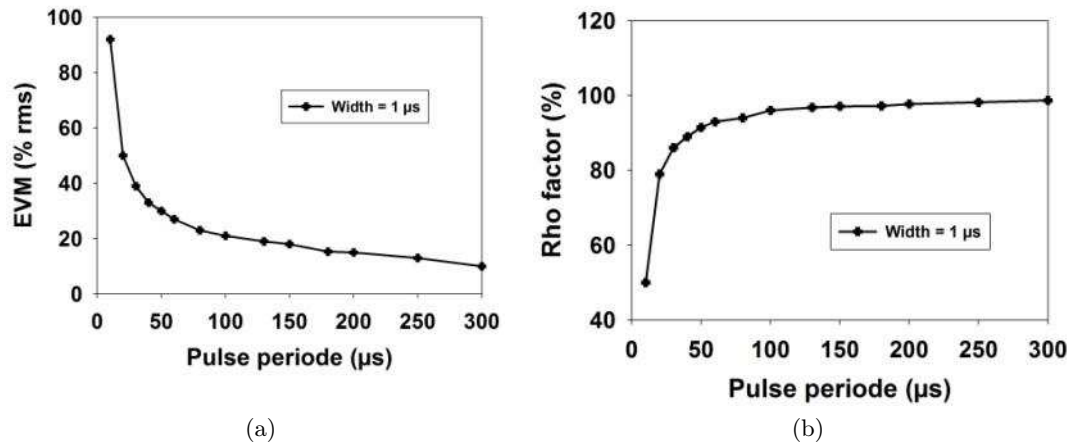


FIGURE 4.11 – Variation de l’EVM en fonction de la periode d’impulsion

D’après les Fig. 4.10 et la Fig. 4.11, il semblerait que la perturbation du signal démodulé augmente avec la largeur et la fréquence des impulsions servant à moduler le signal d’agression. Cette tendance est logique. En effet, lorsque le signal d’agression est injecté sur la boucle à verrouillage de phase, à chaque impulsion, la PLL se déverrouille provoquant la perte des données. Cependant, une fois la durée de l’impulsion terminée, la PLL se reverrouille et les données sont à nouveau récupérées. Aussi, plus l’impulsion est large, plus le temps où la PLL est déverrouillée est grand, et plus la quantité de données perdue sera grande. Plus la période de répétition des impulsions est petite, plus la quantité de données perdue sera importante. La totalité des données seront perdues si la boucle à verrouillage de phase est déverrouillée en permanence.

Chapitre 5

Conclusion

L'étude menée ici concernait la susceptibilité d'une boucle à verrouillage de phase (PLL). Le but était de déterminer les paramètres de modulation ou le type de signal d'agression le plus à même de causer le maximum de perturbation du circuit étudié. Pour réaliser ces études, nous avons utilisé un banc de susceptibilité en zone de champ proche. Le principe est d'utiliser une sonde de champ proche pour injecter un signal d'agression en des endroits bien localisés du circuit sous test. Localiser le point d'injection du signal d'agression permet alors de réaliser une analyse poussée des phénomènes de perturbation observés sur le circuit étudié.

Nous avons commencé l'étude de susceptibilité en injectant en différents endroits un signal d'agression purement sinusoïdal. Pour des puissances modérées du signal d'agression, nous avons pu observer des phénomènes d'intermodulation, des phénomènes d' "injection pulling" ainsi que des phénomènes, que nous expliquons pour l'instant par des oscillations sub-harmoniques. Le principal effet de ces différents phénomènes est l'apparition de raies indésirables sur le spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase. Plus la fréquence de l'agresseur est proche de la fréquence de fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase, plus le nombre de raies indésirables est important. On assiste alors à une modulation de la phase de sortie de la PLL, provoquant une dégradation importante de la pureté spectrale du système. Pour des puissances plus importantes, le signal d'agression peut provoquer le déverrouillage de la boucle à verrouillage de phase. L'injection d'un signal d'agression purement sinusoïdal nous a également permis de mettre en évidence des phénomènes de résonance sur les pistes autour du filtre passe bas actif de la boucle à verrouillage de phase, résonances qui ont été modélisées. Ces fréquences de résonance influencent peut la vulnérabilité de la PLL tant que le signal d'agression est purement sinusoïdal.

Par contre, ces fréquences de résonance ont un rôle très important lorsqu'un signal d'agression modulé en amplitude est injecté. Nous avons injecté deux types de signaux modulés en amplitude. Le premier était un signal sinusoïdal modulé en amplitude par une sinusoïde basse fréquence. Le deuxième type de signal modulé était un signal sinusoïdal modulé en amplitude par un train d'impulsions. Ce dernier type appartient aux signaux de type UWB du fait qu'il présente un spectre fréquentiel large bande. Nous avons montré que le filtre actif, construit autour d'un amplificateur opérationnel (AOp), pouvait démoduler le signal d'agression et provoquer l'apparition d'un signal alternatif sur la tension de commande du VCO, que le signal modulant soit sinusoïdal ou impulsionnel. L'amplitude de ce signal alternatif était alors suffisante pour moduler la phase du signal de sortie du VCO et entraîner la dégradation de la pureté spectrale de la boucle à verrouillage de phase. Premièrement, nous avons montré que l'amplitude du signal démodulé par l'amplificateur opérationnel était maximale lorsque la fréquence porteuse du signal d'agression était égale à la fréquence de résonance de la piste sur laquelle était injectée ce signal d'agression, et ce quel que soit le type de modulation d'amplitude. Deuxièmement, dans le cas d'une modulation par un signal sinusoïdal, une démodulation optimale est mesurée si la fréquence du signal modulant du signal d'agression est proche de la fréquence de boucle de la PLL. En effet, si la fréquence du signal modulant est trop importante, le signal est filtré par le filtre RC placé derrière l'AOp. La même constatation a été observée lorsque le signal d'agression est modulé par une impulsion. Si la largeur de l'impulsion est trop courte, la capacité du filtre n'a pas le temps de se charger, limitant de fait l'amplitude de l'impulsion apparaissant sur l'entrée de commande du VCO. De plus, il a été intéressant de montrer que dans le cas de l'injection d'un signal modulé par une impulsion, l'effet maximal était observé lorsque la largeur de l'impulsion était égale à la fréquence de boucle de la PLL. Cela vient du fait que l'impulsion se synchronise sur la fréquence de boucle provoquant l'apparition d'oscillations de plus fortes amplitudes sur l'entrée de commande du VCO. Les signaux d'agression modulés en amplitude ont ensuite été injectés en sortie de l'oscillateur commandé en tension. Les phénomènes d'intermodulation sont toujours présents ce qui dégrade la pureté spectrale du spectre de sortie de la boucle à verrouillage de phase. Il semble qu'il y ait une transposition du signal modulant du signal d'agression autour de la fréquence d'oscillation de la PLL. Ainsi plus un signal d'agression est spectralement large ou bruité, plus la qualité spectrale du signal de sortie de la PLL sera dégradée. Dans le cas où le signal modulant est une impulsion, nous avons montré que pour de fortes puissances, la PLL se déverrouillait pendant la durée de l'impulsion et se reverrouillait une fois l'impulsion terminée. Cette démodulation temporaire provoque l'apparition d'impulsions de fortes amplitudes sur l'entrée de commande du VCO. Comme lors de l'injection de l'agression sur l'AOp, pour que l'impulsion puisse atteindre son amplitude maximale, il est nécessaire que la durée de l'impulsion du signal modulant soit supérieure au temps

de verrouillage de la PLL. Si ce critère n'est pas respecté, la PLL n'a pas le temps de se déverrouiller totalement et l'effet du signal d'agression est moins efficace.

Enfin nous avons utilisé la boucle à verrouillage de phase comme oscillateur local dans un récepteur QPSK afin d'observer les effets néfastes que peut induire une perturbation de la PLL sur le signal démodulé. Le récepteur se compose de la PLL associée à un amplificateur HF, formant l'oscillateur local. Un mélangeur permet la transposition de fréquence et d'un analyseur de spectre vectoriel joue le rôle de filtre IF et de démodulateur. L'analyseur de spectre vectoriel permet de plus de montrer la constellation du signal démodulé et d'étudier certains paramètres qualifiant la qualité de la démodulation comme par exemple l'EVM ("Error Vector Magnitude") et le "Rho factor". Dans le cas d'un signal purement sinusoïdal, le signal démodulé est perturbé seulement lorsque la fréquence du signal d'agression est proche de la fréquence délivrée par la PLL. Il s'avère même que pour une perturbation efficace, la fréquence du signal d'agression doit être comprise dans la bande passante du signal modulé. Aussi, plus le "Symbol Rate" du signal modulé est élevé, plus le spectre du signal modulé est large et plus la bande de fréquence de perturbation du récepteur est importante. Lors de l'injection d'un signal modulé en amplitude, la bande de fréquence pour laquelle le signal démodulé est perturbé, est plus grande. Plus le spectre du signal d'agression est large et plus sa puissance est élevée, plus la bande de fréquence dans laquelle le récepteur est perturbé sera importante. Si la puissance du signal d'agression est suffisamment élevée, peut provoquer le déverrouillage de la PLL est donc entraîner un dysfonctionnement total de l'oscillateur local, ceci provoquera inévitablement la perte des données. Il est intéressant de constater que l'injection d'un signal modulé en amplitude par un train d'impulsions de forte puissance provoque le déverrouillage temporaire de la PLL, et entraîne une perte temporaire des données. Dans ce cas encore, plus la durée de l'impulsion est importante, plus le signal démodulé est perturbé. De la même façon plus la fréquence de répétition est élevée, plus la perturbation est importante. Notons que si la durée de l'impulsion est très inférieure au temps de verrouillage de la PLL, quasiment aucun effet de perturbation n'est observé.

Chapitre 6

Quelques règles de design

Le VCO Nous avons observé lors de l'injection d'un signal d'agression sur le VCO un phénomène d' "injection pulling". Ce phénomène est particulièrement ennuyant du fait permet le contrôle de la fréquence d'oscillation du VCO par le signal d'agression. Il parait donc judicieux lors de la réalisation d'un système de communication, d'asservir les VCOs.

Fréquence de boucle de la PLL Si la puissance de l'interférence est de l'ordre de grandeur de celle de sortie de la PLL, des phénomènes que nous pensons être des oscillations sub-harmoniques peuvent apparaitre. Si la PLL est utilisée comme oscillateur local au sein d'un récepteur, il est possible de limiter leur influence en choisissant correctement la fréquence de boucle de la PLL. D'une façon générale, une interférence est néfaste pour un récepteur si sa fréquence est comprise dans la bande du filtre IF.

De plus, sachant que les raies sub-harmoniques se trouvent à nfb , de la porteuse (fb la fréquence de boucle et n entier) il faut que fb respecte l'égalité suivante : Bande passante du filtre IF du récepteur $< fb$.

Isolation de la PLL Sachant que dans le cas d'un récepteur, l'interférence pénétrera préférentiellement par l'antenne, il est possible d'augmenter l'isolation de la PLL en ajoutant un circulateur entre la PLL et le mélangeur. L'ajout de ce circulateur limitera ainsi la puissance du signal d'agression dans la PLL et donc diminuera grandement les effets de l'agresseur.

Choix de la bande passante de l'Amplificateur Opérationnel Les études réalisées sur l'amplificateur opérationnel montrent qu'il peut démoduler un signal d'interférence, provoquant la perturbation de la PLL dans laquelle il était utilisé comme filtre de boucle. Le premier conseil que nous pouvons donner est d'éviter l'utilisation d'AOp pour concevoir le filtre de boucle d'une PLL et essayer autant que possible d'utiliser un filtre passif.

Pour la conception d'un filtre de boucle d'une PLL, il est préférable de choisir la fréquence de coupure de l'AOp légèrement supérieure à la fréquence de boucle que l'on souhaite réaliser. En règle générale, plus la fréquence de boucle d'une PLL sera faible, plus elle filtrera les signaux d'interférences. Le problème est que plus la fréquence de boucle d'une PLL est faible, plus la PLL se verrouille lentement. Dans certaines applications cela peut être gênant. Aussi même si une fréquence de boucle élevée est nécessaire, il est préférable de ne pas surdimensionner la fréquence de coupure de l'ampli.

Chapitre 7

Perspectives

Suite aux travaux présentés ici, beaucoup de perspectives peuvent être envisagées. L'étude de susceptibilité réalisée durant ce stage postdoctoral a concerné l'injection par sonde de champ proche d'interférences électromagnétiques sur le fonctionnement d'une boucle à verrouillage de phase. Des signaux purement sinusoïdaux, des signaux modulés en amplitude par un signal sinusoïdal et des signaux modulés en amplitude par un train d'impulsions ont été injectés. Il serait intéressant premièrement d'étendre le type d'agression à des signaux modulés en fréquence et des signaux purement impulsionnels. Deuxièmement, lors de l'injection d'un signal d'agression purement sinusoïdal sur la boucle à verrouillage de phase, nous avons observé l'apparition de phénomènes d'oscillation subharmoniques. Il faudrait approfondir la compréhension de la source de ces phénomènes. Outre les nombreuses expérimentations déjà réalisées ici, comprendre tous les comportements non-linéaires des circuits électroniques et les phénomènes qu'il en résultent permettrait de mieux comprendre les effets que peuvent induire une interférence électromagnétique sur le fonctionnement de ces circuits. Il serait alors plus aisé de déterminer quels types de signaux sont les plus à même de perturber une catégorie de circuits. Troisièmement, une autre perspective principale serait l'étude d'un cas réel de perturbation. Ceci pourrait permettre de valider cette étude. Enfin, nous avons étudié la susceptibilité électromagnétique d'une boucle à verrouillage de phase. Bien que cette PLL ait été insérée dans un récepteur, une étude de susceptibilité plus approfondie d'un système de communication ou encore un système de détection se rapprochant davantage d'un système utilisé dans des applications réelles, permettrait de tirer des conclusions plus précises et adaptées à d'autres systèmes.

Chapitre 8

Annexes

Boucle à verrouillage de phase

Le schéma bloc de la PLL peut être représenté comme sur la Fig. 8.1.

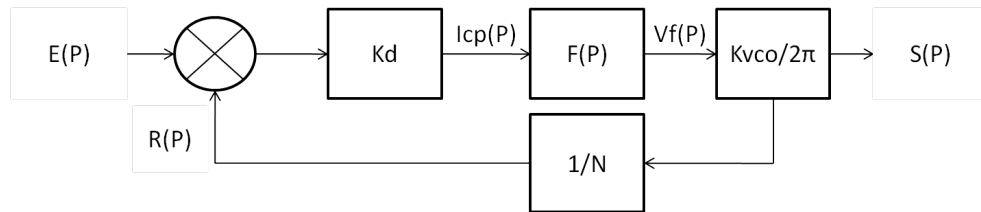


FIGURE 8.1 – Schéma bloc de la PLL

Pour calculer les différentes valeurs des résistances et capacités du filtre passe bas, nous utilisons le logiciel ADLSimPLL. Le résultat de la simulation réalisée est montré sur la fig. 8.2 présente la fréquence de sortie de la boucle à verrouillage de phase en fonction du temps. On constate que la fréquence du signal de sortie de la PLL (Phase Locked Loop) converge vers la fréquence désirée, soit 3.04 GHz, après un temps de 2 μ s.

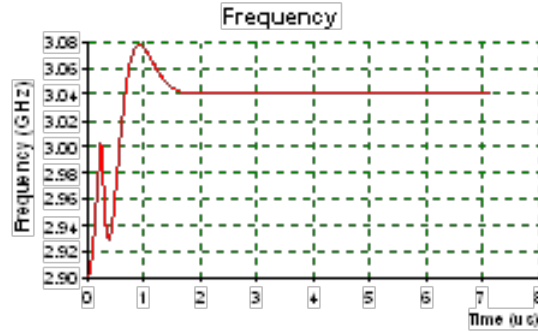


FIGURE 8.2 – Signal de simulation du fonctionnement de la PLL avec le logiciel ADLSimPLL.

Une autre méthode permettant de déterminer les différents paramètres de la PLL consiste à étudier sa fonction de transfert en boucle ouverte et en boucle fermée. Une fois les diagrammes de bode tracés, il est possible d'en déduire la fréquence de boucle de la PLL et la marge de phase, critère important permettant de déduire si la boucle à verrouillage de phase sera stable ou non. D'après le schéma bloc présenté sur la Fig. 8.1, l'expression mathématique de la fonction de transfert de la boucle ouverte T_{BO} et en boucle fermée T_{BF} de la boucle à verrouillage peuvent s'écrire de la façon suivante :

$$T_{BO}(p) = \frac{I_d G_0 K_{vco}}{N * p} \frac{(1 + T_{rc2} p)}{T_{cc} (1 + T_3 p) (1 + T_{rc3} p)} ; T_{BF}(p) = \frac{T_{BO}}{1 + T_{BO}}$$

La fonction de transfert du filtre peut quand à elle s'exprimer de la façon suivante : $F(p) = \frac{K_d}{N * p^2} \frac{(1 + T_{rc2} p)}{T_{cc} (1 + T_3 p) (1 + T_{rc3} p)}$.

Dans les équations précédentes,

$$T_{cc} = C_1 + C_2, T_{rc2} = R_2 C_2, T_3 = \frac{(R_2 C_1 C_2)}{T_{cc}}, T_{rc3} = R_3 C_3 \text{ et } G_0 = \frac{R_a + R_b}{R_a}.$$

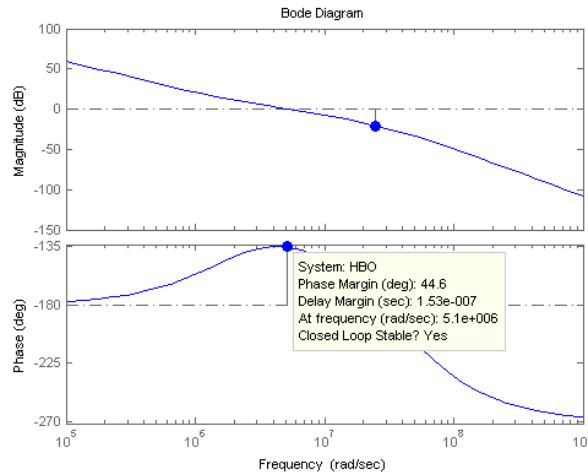
Les valeurs des composants sont présentées dans le Tab. 8.1.

| Kvco | Id | R2 | R3 | C1 | C2 | C3 | Ra | Rb | N |
|----------|------|-----|------|-------|--------|-------|------|------|----|
| 23 MHz/V | 5 mA | 590 | 1000 | 33 pF | 910 pF | 71 pF | 1000 | 1500 | 32 |

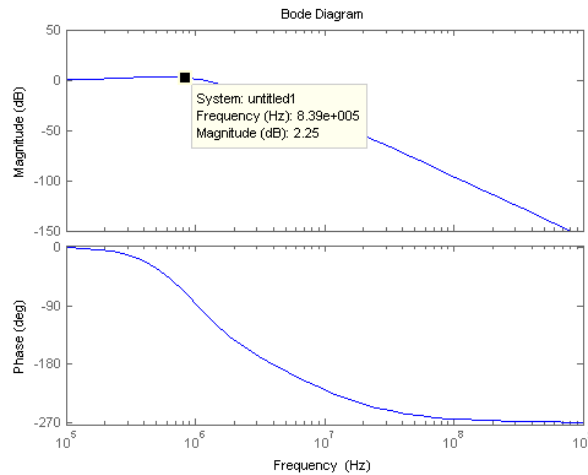
TABLE 8.1 – Valeur des composants

Le diagramme de bode de la fonction de transfert en boucle ouverte et en boucle fermée de la PLL ont été tracés en utilisant Matlab ce qui permet de vérifier la condition de stabilité de la boucle et

de déduire la valeur approximative de la fréquence de boucle. Les Fig. 8.3 présente le diagramme de bode de la PLL en boucle ouverte et en boucle fermée.



(a) Diagramme de bode en boucle ouverte



(b) Diagramme de bode en boucle fermée

FIGURE 8.3 – Diagramme de bode déduit de la fonction de transfert de la boucle à verrouillage de phase (a) en boucle ouverte et (b) en boucle fermée

En étudiant le diagramme de bode de la PLL en boucle ouverte, on en déduit que la PLL sera stable

en boucle fermée. Le diagramme de bode de la PLL en boucle fermée nous permet d'extraire la fréquence de boucle, dans notre cas elle est égale à 800 kHz environ.

Le bruit de phase de la PLL est mesuré puis simulé sous le logiciel ADIsimPLL 3.1. Les résultats sont présentés sur la Fig. 8.4.

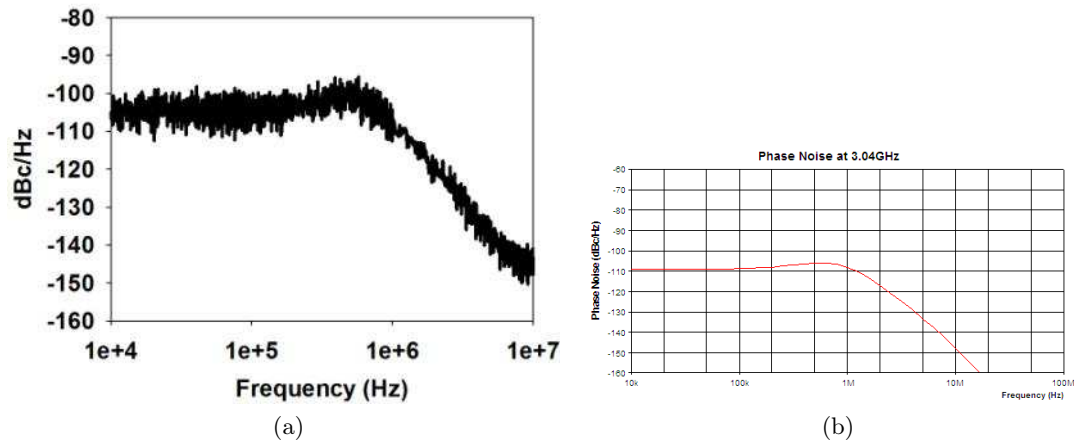


FIGURE 8.4 – Bruit de phase (a) mesuré et (b) simulé

Une très bonne concordance entre la mesure et la simulation est obtenue.

Le montage a aussi été modélisé sous le logiciel ADS et les résultats obtenus concordent bien avec ceux obtenus via ADLSimPLL. Une fois les simulations réalisées, le layout de la boucle à verrouillage de phase est dessiné.

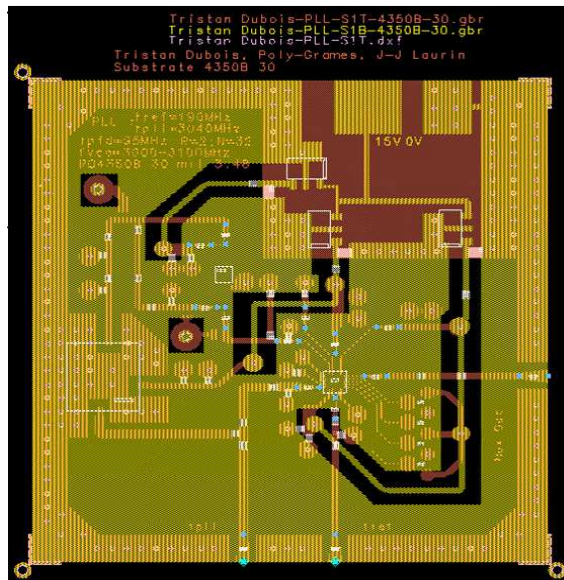


FIGURE 8.5 – Layout du circuit PLL.

La dimension du circuit est de 3545 mil soit environ 9 cm de côté. Des vias électro-plaqués ont été positionnés à 3 mm d'intervalle. Le substrat utilisé est du 4350B d'épaisseur 30 mil soit 0.762 mm. L'épaisseur de métallisation est 17.5 μm . Pour pouvoir modifier la longueur de certaines lignes, des résistances 0 Ω ont été soudées. Le réglage des coefficients de division se fera en soudant des résistances 0 Ω entre certaines broches du circuit " Comparateur de phase" et la masse ou le +Vcc. Le circuit Filtre passe bas, le VCO et le synthétiseur ont aussi été réalisés seuls afin d'aider à la compréhension des phénomènes observés. Leurs Layouts sont présentés sur la Fig. 8.6.

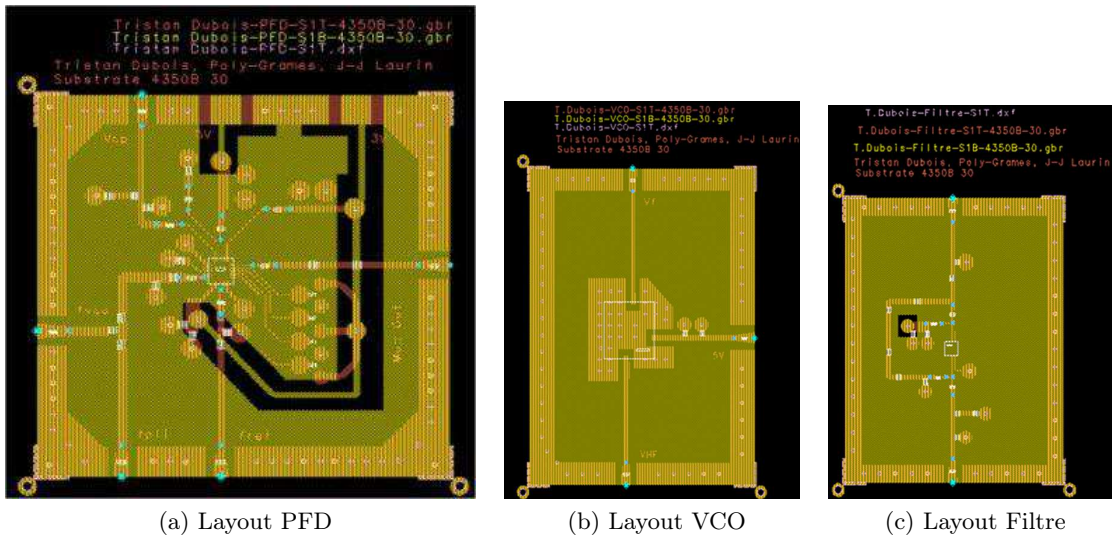


FIGURE 8.6 – Layout PLL dissociée

Calcul des résonances

Calcul de la tension de Thévenin entre les points C et D : Le schéma équivalent pour calculer la tension de Thévenin est représenté sur la Fig. 8.7

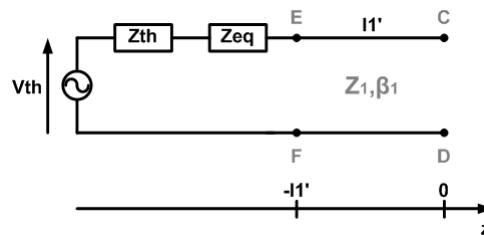


FIGURE 8.7 – Tension de Thévenin entre les points C et D

La tension en tout point de la ligne peut s'écrire comme la somme de la tension incidente et réfléchie. On peut alors écrire la tension $V(z)$ de la façon suivante :

$$V(z) = V_0^+(e^{-j\beta_1 z} + \Gamma_{CD}e^{j\beta_1 z}).$$

Lorsqu'aucune charge n'est connectée entre les points C et D, $\Gamma_{CD} = 1$. La tension entre les points C et D peut alors s'écrire comme :

$$V_{AB} = V(0) = 2V_0^+.$$

Pour déterminer V_0^+ , il suffit de déterminer l'impédance Z_{EF} ramenée entre les point E et F. On peut alors écrire que

$$Z_{EF} = Z_1 \frac{1}{j \tan(\beta_1 l'_1)}.$$

Le théorème du pond diviseur de tension nous permet alors d'écrire la tension aux bornes de Z_{EF} comme :

$$V_{in} = V(-l'_1) = V_0^+(e^{j\beta_1 l'_1} + e^{-j\beta_1 l'_1}) = V_{th} \frac{Z_{EF}}{Z_{EF} + Z_{th} + Z_{eq}}.$$

On peut alors en déduire V_0^+ et la tension de Thévenin entre les points C et D peut alors s'exprimer comme :

$$V_{CD} = V_{th} \frac{Z_{EF}}{Z_{EF} + Z_{th} + Z_{eq}} \frac{1}{\cos(\beta_1 l'_1)}.$$

Calcul de l'impédance équivalente de Thévenin entre les points C et D : L'impédance équivalente de Thévenin entre les points C et D correspond à l'impédance vue entre les points C et D lorsqu'aucune charge n'est connectée entre ces deux points et lorsque toutes les sources de tension sont court-circuitées. Le schéma permettant de calculer l'impédance de Thévenin est présenté sur la Fig. 8.8.

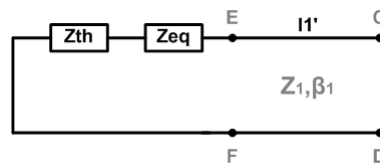


FIGURE 8.8 – Impédance de Thévenin entre les points C et D

L'impédance de Thévenin notée Z_{CD} peut alors s'écrire de la façon suivante :

$$Z_{CD} = Z_1 \frac{Z_{th} + Z_{eq} + Z_1 \tan(\beta_1 l'_1)}{Z + (Z_{th} + Z_{eq}) \tan(\beta_1 l'_1)}.$$

Impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel

Pour déterminer l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel, nous mesurons son coefficient de réflexion S11. Afin d'être dans les mêmes conditions que lors des mesures, l'amplificateur est contre réactionné et une tension continue de 2.4 V est appliquée à son entrée. La mesure est réalisée de la façon suivante. Dans un premier temps, le coefficient de réflexion du circuit lorsque l'amplificateur n'est pas soudé est mesuré. Dans un deuxième temps, l'amplificateur est soudé puis son coefficient de réflexion est à nouveau mesuré. La mesure de ce coefficient de réflexion est présenté sur la figure suivante.

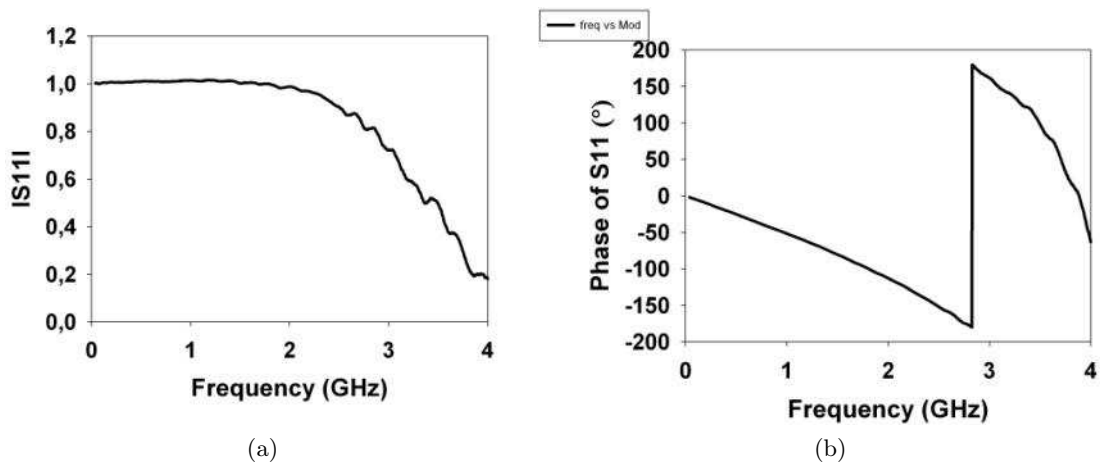


FIGURE 8.9 – Coefficient de réflexion sans AOp. (a) module du S11, (b) Phase du S11

On constate que lorsque l'AOp n'est pas connecté au circuit, le module du coefficient de réflexion vaut 1 jusqu'à une fréquence de 2 GHz, puis diminue. Il semble qu'au delà d'une fréquence de 2 GHz, bien que la piste sur laquelle est injecté le signal soit laissée en circuit ouvert, le signal se propage dans le reste du circuit. La raison vient probablement du fait qu'il existe un couplage entre les différentes pistes du routage. Cette mesure ne permet pas de remonter au coefficient de réflexion de l'amplificateur opérationnel. Au-delà de 2 GHz la mesure ne sera plus valable. La mesure de l'argument du coefficient de réflexion de la piste sans AOp présente une phase diminuant avec la fréquence. Cette variation de phase est totalement logique du fait que la calibration de l'analyseur de réseau n'est pas faite dans le plan de l'amplificateur opérationnel. Nous tiendrons compte de cette erreur de phase lors de la mesure du coefficient de réflexion de l'amplificateur opérationnel.

L'amplificateur opérationnel est ensuite positionné sur le circuit. Il est alimenté puis une tension

continue de 2.5 V est appliquée sur son entrée. Son coefficient de réflexion entre 100 MHz et 2 GHz est mesurée. Après avoir tenu compte du retard électrique de la piste sur laquelle l'AOp est soudé, on calcule son impédance par la relation $Z_{aop} = Z_c \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}}$, avec Z_c égal 50Ω . Les parties réelle et imaginaire de l'impédance sont présentées sur la Fig. 8.10. Sur cette même figure est représentée la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'un dipôle RLC série. La résistance est notée R_{aop} , la capacité est C_{aop} et l'inductance est notée L_{aop} . Les valeurs de ces trois composants sont choisies pour avoir une bonne concordance avec la mesure.

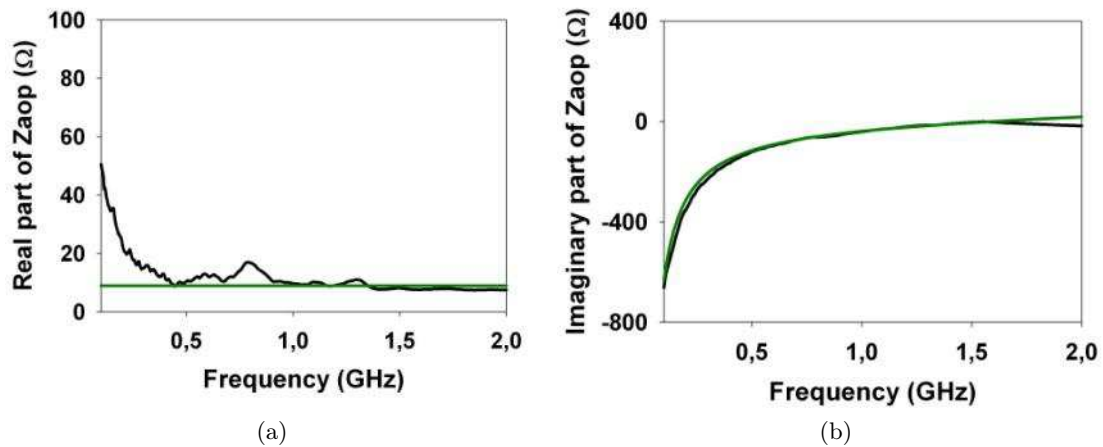


FIGURE 8.10 – Mesure de l'impédance de l'AOp et de l'impédance de R_{aop} , C_{aop} et L_{aop} en série. (a) partie réelle, (b) partie imaginaire

La partie réelle de l'impédance de l'AOp mesurée et de l'impédance de l'ensemble R_{aop} , C_{aop} , L_{aop} , sont en bon accord pour des fréquences au-delà de 500 MHz. En dessous de ces fréquences, la mesure présente une impédance plus proche de 50 Ohms. Sachant dans notre cas que les résonances apparaissent au-delà de 500 MHz, la modélisation de l'entrée de l'amplificateur opérationnel par un réseau R_{aop} , C_{aop} , L_{aop} est convenable. La partie imaginaire de l'impédance de l'AOp mesurée et de l'impédance de l'ensemble R_{aop} , C_{aop} , L_{aop} concordent très bien.

Bibliographie

- [1] Ramdani, M., Sicard, E., Boyer, A., Ben Dhia, S., Whalen, J.J., Hubing, T.H., Coenen, M., and Wada, O., “The Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits ;Past, Present, and Future,” *Electromagnetic Compatibility IEEE Transactions on*, volume 51, no. 1, pp. 78 –100, ISSN 0018-9375, feb. 2009
- [2] Dubois, T., Jarrix, S., Penarier, A., Nouvel, P., Gasquet, D., Chusseau, L., and Azais, B., “Near-Field Electromagnetic Characterization and Perturbation of Logic Circuits,” *Instrumentation and Measurement IEEE Transactions on*, volume 57, no. 11, pp. 2398 –2404, ISSN 0018-9456, nov. 2008
- [3] Jarrix, S., Dubois, T., Adam, R., Nouvel, P., Azais, B., and Gasquet, D., “Probe Characterization for Electromagnetic Near-Field Studies,” *Instrumentation and Measurement IEEE Transactions on*, volume 59, no. 2, pp. 292 –300, ISSN 0018-9456, feb. 2010
- [4] Razavi, B., “The Role of PLLs in Future Wireline Transmitters,” *Circuits and Systems I Regular Papers IEEE Transactions on*, volume 56, no. 8, pp. 1786 –1793, ISSN 1549-8328, aug. 2009
- [5] Adler, R., “A Study of Locking Phenomena in Oscillators,” *Proceedings of the IRE*, volume 34, no. 6, pp. 351 – 357, ISSN 0096-8390, june 1946
- [6] Britt, Charles L. and Palmer, David F., “Effects of CW Interference on Narrow-Band Second-Order Phase-Lock Loops,” *Aerospace and Electronic Systems IEEE Transactions on*, volume AES-3, no. 1, pp. 123 –135, ISSN 0018-9251, jan. 1967
- [7] Blanchard, A., “Interferences in Phase-Locked Loops,” *Aerospace and Electronic Systems IEEE Transactions on*, volume AES-10, no. 5, pp. 686 –697, ISSN 0018-9251, sept. 1974
- [8] Yoon, Chang and Lindsey, W., “Phase-Locked Loop Performance in the Presence of CW Interference and Additive Noise,” *Communications IEEE Transactions on*, volume 30, no. 10, pp. 2305 – 2311, ISSN 0090-6778, oct 1982

- [9] Sue, M.K., "Effects of CW Interference on the Carrier Tracking Loop of the Deep Space Network," *Electromagnetic Compatibility IEEE Transactions on*, volume EMC-26, no. 3, pp. 120–128, ISSN 0018-9375, aug. 1984
- [10] Endo, T. and Chua, L.O., "Chaos from phase-locked loops," *Circuits and Systems IEEE Transactions on*, volume 35, no. 8, pp. 987–1003, ISSN 0098-4094, aug 1988
- [11] Liu, Z.F., Man, K.F., Tang, K.S., and Zhong, G.Q., "Controlling chaos in phase-locked loop," *Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE*, volume 3, 31 1998
- [12] Sarkar, B.C. and Hati, R., "Chaos from second-order PLL in presence of CW interference," *Electronics Letters*, volume 35, no. 15, pp. 1217–1218, ISSN 0013-5194, 22 1999
- [13] Razavi, B., "A study of injection locking and pulling in oscillators," *Solid State Circuits IEEE Journal of*, volume 39, no. 9, pp. 1415–1424, ISSN 0018-9200, sept. 2004
- [14] Dubois, T., *Etude de l'effet d'ondes electromagn ?tiques sur le fonctionnement de circuits electroniques. Mise en place d'une methode de test des systemes*, Ph.D. thesis, Universit ? Montpellier 2, 2009
- [15] Fiori, F., "A new nonlinear model of EMI-induced distortion phenomena in feedback CMOS operational amplifiers," *Electromagnetic Compatibility IEEE Transactions on*, volume 44, no. 4, pp. 495–502, ISSN 0018-9375, nov 2002
- [16] Gago, J., Balcells, J., Gonzalez, D., Lamich, M., Mon, J., and Santolaria, A., "EMI Susceptibility Model of Signal Conditioning Circuits Based on Operational Amplifiers," *Electromagnetic Compatibility IEEE Transactions on*, volume 49, no. 4, pp. 849–859, ISSN 0018-9375, nov. 2007
- [17] Fiori, F. and Crovetto, P., "Demodulation of Radio Frequency Interference in CMOS Operational Amplifiers," *IEICE Trans Electroni*, volume E86, pp. 2309–2319, 2003
- [18] Karsi, M.F. and Lindsey, W.C., "Effects of CW interference on carrier tracking," *Military Communications Conference, 1994. MILCOM '94. Conference Record, 1994 IEEE*, 2-5 1994
- [19] Karsi, Murat Fatih, *Effect of interference on carrier synchronization*, Ph.D. thesis, University of southern California, 1998
- [20] Karsi, M.F. and Lindsey, W.C., "Effects of multiple CW interferers on carrier synchronization," *Global Telecommunications Conference, 1994. GLOBECOM '94. Communications : The Global Bridge., IEEE*, 28 1994

- [21] T. Dubois, S. Jarrix, J. Raoult A. Penarier P. Nouvel B. Azais D. Gasquet, "Electromagnetic Susceptibility Studies of Op. Amp. And a VCO for a PLL Application," *Workshop International EMC Compo*, 2009
- [22] Li, Chien-Jung, Hsiao, Chieh-Hsun, Wang, Fu-Kang, Horng, Tzyy-Sheng, and Peng, Kang-Chun, "A Rigorous Analysis of a Phase-Locked Oscillator Under Injection," *Microwave Theory and Techniques IEEE Transactions on*, volume 58, no. 5, pp. 1391 –1400, ISSN 0018-9480, may 2010