

UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTÉ des Sciences et Techniques

Année : 2006

Thèse N° 29-2006

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Spécialité : Télécommunications

présentée et soutenue par

Cyril GOURDON

le 28 juin 2006

Simulation en bruit et conception d'OCT MMIC à très faible
bruit de phase pour applications automobiles et
télécommunications

Thèse dirigée par Juan OBREGON et Jean-Christophe NALLATAMBY

JURY :

M. Michel PRIGENT	Professeur de l'Université de Limoges	Président
M. Joaquin PORTILLA	Professeur de l'Université de Bilbao	Rapporteur
M. Rémi BRENDEL	Professeur à l'ENSMM, Besançon	Rapporteur
M. J.C. NALLATAMBY	Maître de conférences de l'Université de Limoges	Examineur
M. Marc CAMIADE	Ingénieur UMS d'Orsay	Examineur
M. Juan OBREGON	Professeur émérite de l'Université de Limoges	Examineur
M. Christophe LAPORTE	Ingénieur CNES de Toulouse	Invité
M. Jean-Pierre CANCES	Maître de conférences HDR, ENSIL Limoges	Invité
M. Raymond QUERE	Professeur de l'Université de Limoges	Invité

**united
monolithic
semiconductors**



CONFIDENTIEL, DIFFUSION RESTREINTE

CONFIDENTIEL, DIFFUSION RESTREINTE

A Samuel,
A Marie-Ange,

CONFIDENTIEL, DIFFUSION RESTREINTE

Remerciements:

Ce travail a été réalisé conjointement au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes de l'Université de Brive la Gaillarde et de la société UMS (United Monolithic Semiconductors) à Orsay. Je remercie monsieur le professeur Michel Prigent pour m'avoir accueilli dans son équipe de recherche à l'IRCOM mais aussi d'avoir accepté la présidence de ce jury de thèse ainsi que Monsieur Marc Camiade de m'avoir accueilli dans le département "Product Line" d'UMS.

Toute ma reconnaissance va aux deux personnes qui ont efficacement dirigé ce travail et lui ont permis d'aboutir : Jean-Christophe Nallatamby et le professeur Emérite Jean Obrégon en tant que co-directeur de la thèse.

J'exprime ma gratitude à Monsieur Rémi Brendel, professeur à l'Ecole Supérieure de Mécanique et des Microtechniques de Besançon et Monsieur Joaquin Portilla, professeur de l'Université Del Pais Vasco, pour avoir accepté de juger ce travail en qualité de rapporteurs.

J'adresse mes remerciements à messieurs Jean Pierre Cancès, Maître de conférence à l'ENSIL de Limoges, Christophe Laporte, Docteur en électronique au CNES (Toulouse), et Raymond Quéré, professeur de l'Université de Limoges d'avoir accepté de participer à ce jury.

Pour m'avoir efficacement guidé et aidé dans mes développements à Orsay, je remercie plus particulièrement Philippe Cortèse, Arnaud Sion, Rémi Sevin et Denis Domnesque. Je remercie aussi toutes les personnes des équipes de conception et de modèle d'UMS pour les bons moments passés ensemble et pour la bonne humeur qui règne dans les groupes.

Je ne saurais oublier de remercier les personnes du « Bocal » qui vont bientôt finir leur doctorat : Julien Lhortolary et Charles Teyssandier, pour les activités extra-travail et leur complicité.

Mes remerciements vont également à Marie-Claude Lerouge et Hélène Breuzard pour leur aide dans le traitement des aspects logistiques et administratifs liés à cette thèse.

CONFIDENTIEL, DIFFUSION RESTREINTE

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	2
CHAPITRE I Les OCT dans les radars et les systèmes de télécommunications	7
I Introduction	8
II Généralités sur les applications de télécommunications.....	9
II.1 Les réseaux des systèmes de télécommunications	9
II.2 Les modulations utilisées dans les télécommunications	15
II.3 Canaux de transmissions – Multiplexage temporel	16
II.4 La nécessité du très faible bruit dans les systèmes de télécommunications	18
III Généralités sur les radars	19
III.1 Dans les applications automobiles	19
III.2 Le radar mis en équation	29
III.3 Les différents types de radar	30
III.4 La linéarité dans les radars.....	34
IV Généralités sur les OCT microondes et millimétriques	35
IV.1 Définition générale d'un oscillateur harmonique.....	35
IV.2 Principales caractéristiques des OCT.....	36
IV.3 Architectures d'OCT harmonique	38
V Conclusion	42
CHAPITRE II Modèle non linéaire de TBH incluant des sources de bruit cyclostationnaires.....	43
I Introduction	44
II Le bruit dans les semi-conducteurs [].....	45
II.1 Le bruit de diffusion [].....	45
II.2 Les bruits de jonction	45
II.3 Les bruits en excès	46
III Modèle de transistor bipolaire à hétérojonction.....	48
III.1 Principe de fonctionnement des TBH	48
III.2 Modèle grand signal du TBH	51
IV Déterminations des sources de bruit cyclostationnaires BF de la technologie HB20M (UMS).....	53
IV.1 Définition des sources de bruit cyclostationnaires.....	53
IV.2 Présentation du banc de mesure de bruit basse fréquence	63
IV.3 Détermination du modèle de bruit basse fréquence [].....	67
IV.4 Modèle des sources de bruit cyclostationnaires dans ADS.....	86
V Conclusion	91
CHAPITRE III Configurations des systèmes radars et méthode d'optimisation des oscillateurs.....	92
I Introduction	93
II Configuration du radar SRRS (24 GHz)	94

III	Configuration du radar FLRS (77 GHz)	95
III.1	Schéma d'un radar utilisant une boucle de verrouillage	96
III.2	Schéma d'un radar utilisant un processeur	97
IV	Technologies utilisées (HB20M & H02U-10)	98
IV.1	Pourquoi utiliser deux technologies?	98
IV.2	Filière HB20M de la fonderie d'UMS (Europe)	98
IV.3	Filière H02U-10 de la fonderie WIN (Asie)	100
IV.4	Modèles électriques non linéaires des transistors TBH.....	101
V	Conception des oscillateurs.....	107
V.1	Etude linéaire d'un oscillateur	107
V.2	Etude non linéaire de l'oscillateur	118
V.3	Synthèse de l'optimisation	120
VI	Conclusion	122
CHAPITRE IV Résultats de simulations et de mesures des OCT.....		123
I	Introduction	124
II	Les OCT existants et les objectifs du travail	125
II.1	Dans les applications automobiles	125
II.2	Dans les applications de télécommunications	127
III	Conception des MMIC développés pour les applications radar automobiles.....	128
III.1	Conception du MMIC développé aux SRRS.....	128
III.2	Conception des MMIC développés aux FLRS.....	136
IV	Conception des MMIC développés pour les applications de télécommunications	148
IV.1	Oscillateur conçu sur la filière HB20M.....	148
IV.2	Oscillateur conçu sur la technologie H02U-10.....	151
V	Synthèse.....	155
VI	Conclusion.....	157
CONCLUSION GENERALE		158
BIBLIOGRAPHIE		161

INTRODUCTION GENERALE

Depuis quelques décennies, le grand public assiste à un bouleversement de son mode de vie en raison des innovations technologiques appliquées en matière de réseaux de téléphonie mobile mais aussi de sécurité routière. Ces deux domaines ont ouvert de nouveaux marchés pour l'industrie électronique hyperfréquence en créant de fortes demandes en nouveaux systèmes microondes et millimétriques. Les nouvelles technologies offrent les avantages de présenter des faibles coûts et de s'adapter rapidement aux demandes des consommateurs.

Le développement de l'ensemble de ces systèmes repose sur l'élaboration de modules complexes regroupant plusieurs fonctions électroniques réalisées par des circuits MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit). Le choix de la technologie MMIC fournit une solution compétitive pour la production des modules. Elle est aujourd'hui apte à répondre aux demandes du grand public ; ces circuits étant très performants et à faible coût de fabrication. De plus, la taille des circuits, les améliorations de la fiabilité des technologies et de l'assemblage des divers éléments induisent des modules de taille réduite qu'il est possible d'insérer facilement dans les téléphones portables ou les automobiles.

Que ce soit dans le domaine des télécommunications ou dans le domaine des radars automobiles, l'émission d'une onde électromagnétique nécessite une antenne et une source qui génère un signal. Cette source est un oscillateur contrôlé en tension (OCT) capable de générer une fréquence variable dans une bande d'accord donnée. Les OCT sont aussi appelés : VCO (Voltage Controlled Oscillator).

Le travail développé dans ce mémoire a pour but de concevoir et de réaliser des oscillateurs contrôlés en tension suivant des cahiers de charges imposés par les clients. L'objectif principal est de minimiser les phénomènes parasites de la source de fréquence et plus particulièrement le bruit de phase qui limite les performances des systèmes. Pour optimiser ce bruit de phase, nous avons besoin de déterminer les causes qui génèrent ce bruit dans les transistors, et de faire un modèle précis de ces sources de bruit.

C'est pourquoi nous consacrerons une partie du mémoire à l'explication d'un nouveau modèle de bruit conçu à partir de sources de bruit cyclostationnaires basse fréquence.

Mais qu'est ce qu'un phénomène cyclostationnaire ? Nous apporterons une réponse à cette question et nous mettrons en évidence que les sources de bruit basse fréquence des transistors sont bien cyclostationnaires. Ensuite, nous expliquerons la méthode d'extraction des sources de bruit à partir de mesures réalisées sur des transistors de la filière TBH (Transistor Bipolaire à Hétérojonction) faible bruit : HB20M de la société UMS (United Monolithic Semiconductors). Puis nous détaillerons l'implantation du modèle de bruit, composé de ces sources, dans un logiciel de simulation. Cela dans le but de pouvoir comparer les simulations avec les mesures et de prévoir les performances en bruit des futures conceptions.

Les circuits réalisés ont suivi une démarche logique de fabrication. La méthode de conception d'oscillateurs tout intégrés contrôlés en tension, sera évoquée dans ce mémoire. Cette méthodologie qui comporte deux étapes fournira aux concepteurs l'ensemble des actions et des conditions nécessaires, à la réalisation de sources hyperfréquences optimisées en bruit de phase.

Pour attester de l'efficacité de cette méthodologie et du nouveau modèle de bruit, nous comparerons les résultats des oscillateurs conçus à différentes fréquences centrales avec l'état de l'art existant.

Mais avant de rentrer dans le cœur du sujet, nous présenterons dans un premier temps les domaines d'applications pour lesquels nous avons développé ce modèle de bruit et cette méthodologie de conception. C'est à dire les systèmes de télécommunications permettant l'acheminement d'un message dans les différents réseaux ainsi que les applications radar automobiles et leur évolution d'une sécurité passive vers une sécurité active.

La conclusion générale permettra de développer les investigations futures ouvertes par ce travail.

CONFIDENTIEL, DIFFUSION RESTREINTE

CONFIDENTIEL, DIFFUSION RESTREINTE

CHAPITRE I
Les OCT dans les radars et les systèmes de
télécommunications

I Introduction

Les développements de systèmes pour la sécurité routière et les télécommunications suivent les développements des avancées technologiques qui permettent de produire des systèmes dédiés au grand public. Dès qu'il y a des enjeux financiers, il y a la course aux développements.

Dans le secteur des télécommunications, l'augmentation du nombre des téléphones portables et la demande de transfert des données est de plus en plus forte. De plus la quantité de données à transférer est de plus en plus grande. C'est pourquoi il se développe des transmissions hertziennes inter stations de base.

Dans le secteur automobile, la sécurité routière et la fluidité du trafic constituent des enjeux financiers importants. D'après l'organisation mondiale de la santé, les accidents de la route font chaque année 1,2 million de morts et 50 millions de blessés dans le monde. Dans les pays à revenu faible ou intermédiaire, les accidents de la route coûtent 65 milliards de dollars, soit un équivalent de 2 % de leur produit national brut. Si l'on n'améliore pas la sécurité routière, le nombre de morts sur les routes augmentera selon les estimations de 80 % dans les pays à revenu faible ou intermédiaire [1]. En France la diminution du nombre d'accidents a débuté lors de mise en place des radars automatiques, fixes ou embarqués, en 2003, destinés à contraindre les conducteurs à réduire leur vitesse de circulation et à changer leur comportement. Le nombre de radars ne cessera d'augmenter jusqu'à atteindre un millier en décembre 2005. D'autres moyens sont étudiés dans les laboratoires et les entreprises industrielles pour créer des systèmes de prévention faible coût. En effet les systèmes comme l'ABS (Antilock Braking System) ou l'Airbag se généralisent dans les automobiles « de tout le monde » et d'autres systèmes tels que les radars anticollisions ou de détection avant impact commencent à voir le jour.

Dans cette partie, nous aborderons les généralités sur le fonctionnement des systèmes de télécommunications puis des radars utilisés dans les automobiles et nous présenterons une fonction importante utilisée dans tous les systèmes : l'oscillateur.

II Généralités sur les applications de télécommunications

Depuis le développement de la téléphonie mobile, le nombre de téléphones ne cesse d'augmenter ainsi que le volume des informations à aiguiller sur les réseaux.

Le téléphone portable a subi l'effet de mode, et de l'adolescent à la personne âgée, presque tout le monde l'utilise. Ceci pose des problèmes dans le routage des informations. En effet, si l'on prend l'exemple d'une communication entre un téléphone mobile et un téléphone fixe, on comprend rapidement la complexité du routage. Le téléphone mobile est connecté à une station de base qui est connectée aux réseaux filaires réservés au mobile, qui, lui, est connecté aux réseaux filaires des téléphones fixes. Si le téléphone mobile est en mouvement il peut alors changer de station de base durant la connexion. On comprend la complexité de l'aiguillage des informations pour maintenir la communication. L'ensemble de ces réseaux forme un réseau maillé unique avec des nœuds inévitables pour le routage des informations. C'est pourquoi il faut améliorer et diversifier les réseaux de communications afin de faire circuler les informations sans être contraint de passer par des nœuds de communication donnés.

L'évolution du téléphone mobile permet de faire des photos, de se connecter à Internet, de faire de la visio-téléphonie, etc. Ceci induit une augmentation importante du volume des informations qui transitent sur les différents réseaux. C'est pourquoi il faut trouver des solutions pour augmenter leurs débits ou réduire la longueur des trajets des messages.

Nous allons présenter succinctement les réseaux de télécommunications avec des évolutions envisagées pour l'amélioration des transmissions des informations et le principe de fonctionnement des systèmes de télécommunications tel que le GSM (Global System for Mobile), puis nous exposerons la nécessité d'un faible niveau de bruit de phase dans les oscillateurs.

II.1 Les réseaux des systèmes de télécommunications

Les réseaux de téléphonie mobile que nous utilisons aujourd'hui souffrent de lacunes en termes de débit, de consommation, de flexibilité, de sécurité. De nouvelles architectures de réseaux

sont donc proposées, depuis les réseaux radio maillés jusqu'aux réseaux « ad hoc ». Un mariage entre ces différents types de réseaux garantira peut-être le succès à long terme de la communication sans fil?

II.1.1 Réseaux existants : réseau sans fil à station de base

Les réseaux sans fil que nous utilisons aujourd'hui, tel que le GSM, UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), Wi-Fi (Wireless Fidelity) ou le GPRS (General Packet Radio Service), sont ce que nous appelons des réseaux sans fil à station de base. Ils souffrent d'un coût de déploiement important aux infrastructures fixes interconnectées de manière filaire. Pour en illustrer la complexité la Figure 1 présente l'infrastructure hiérarchisée du réseau GSM [2].

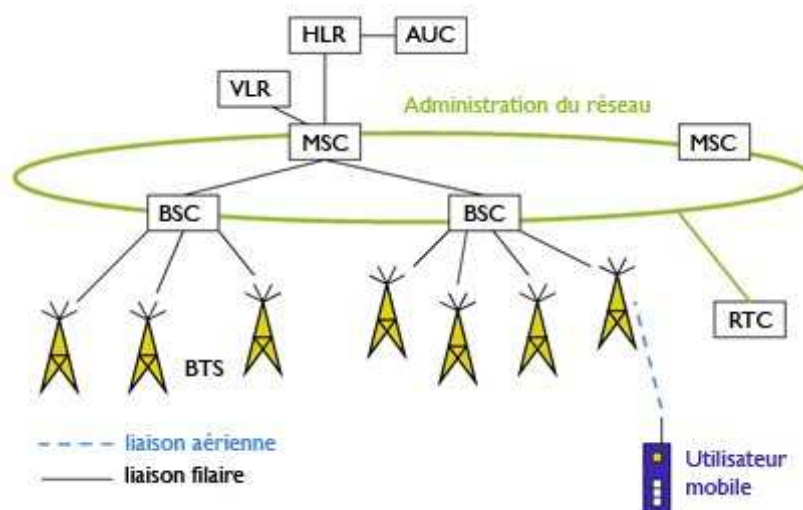


Figure 1 Structure du réseau GSM

- Les stations de base ou BTS (Base Transceiver Station) sont les antennes qui sont chargées de communiquer avec les téléphones portables. La zone de communication couverte par une station de base est appelée cellule – d'où le terme de réseau cellulaire.
- Les contrôleurs de station de base ou BSC (Base Station Controller) sont chargés de gérer un ensemble de stations de base.

- Les centres de communication de service mobile ou MSC (Mobile service Switching Centre) doivent organiser les communications dans le réseau.
- Les enregistreurs de localisation de visiteurs ou VLR (Visitor Location Register) sont des bases de données, associées aux centres de communication, qui stockent les informations de localisation précises des utilisateurs mobiles.
- L'enregistrement de localisation nominal ou HLR (Home Location Register) est une base de données centrale contenant les informations des abonnés.
- Le centre d'authentification des abonnés ou AUC (Authentication Centre) est une base de données chargée d'assurer l'authentification des utilisateurs.
- Il y a également une passerelle vers le Réseau Téléphonique Commuté (RTC) classique afin d'assurer les communications d'un GSM vers un poste fixe et vice versa.

Au coût de déploiement s'ajoute la nécessité de perpétuellement faire évoluer la configuration du réseau pour offrir la meilleure qualité de service possible. Ainsi les opérateurs réévaluent périodiquement le placement des stations de base, la taille des cellules, les fréquences attribuées à chaque cellule, etc. Tous ces paramètres influent directement sur la qualité des connexions.

En comparaison, les coûts sont, bien sûr, moindres dans les réseaux de plus faible envergure tels que les réseaux Wi-Fi. Néanmoins, l'immaturation de la norme et notamment en termes de sécurité oblige la mise en place de protections telles que les « pare-feu » ; ce qui contribue à dégrader les performances, déjà bien basses, du débit. C'est pourquoi on apprécie les connexions filaires qui offrent des débits plus raisonnables.

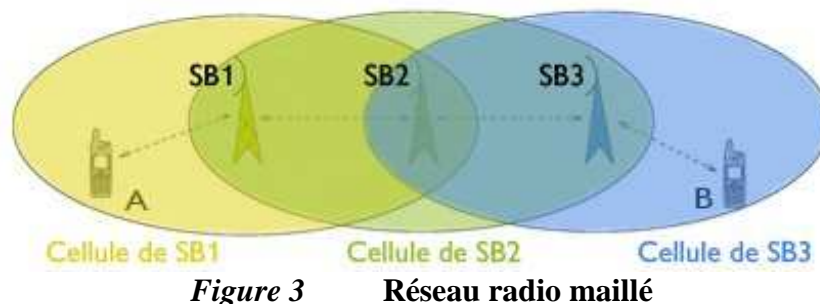
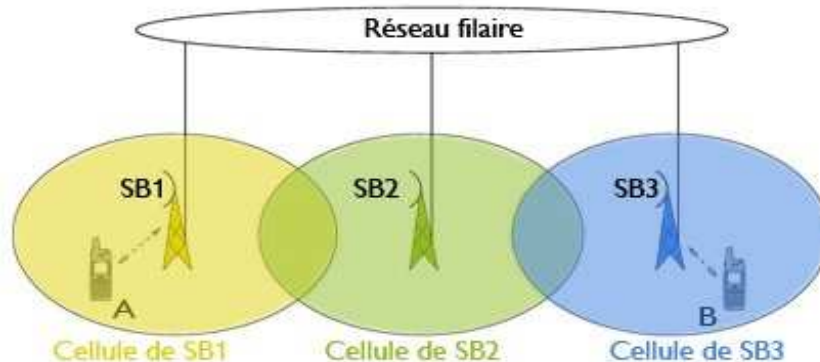
A long terme, le succès de la communication sans fil est conditionné par les réponses qu'elle saura donner aux quatre défis qui lui sont posés aujourd'hui : haut-débit, faible consommation, sécurité et flexibilité/accessibilité/auto-configuration. Aucune solution existante, aujourd'hui, ne

répond à ces quatre critères. C'est pourquoi de nouvelles architectures de réseaux sont proposées. Nous allons indiquer un panorama des ces différentes alternatives.

II.1.2 Les différentes architectures envisagées

II.1.2.1 Les réseaux radio maillés terrestres

Pour déployer à moindre coût un réseau sans fil à l'échelle d'une ville, on peut utiliser un réseau radio maillé, représenté sur la Figure 3, aussi appelé « mesh network » ; il est constitué d'un ensemble de stations de base couvrant une zone visée. La différence avec les réseaux à station de base, représenté sur la Figure 2 et vus précédemment, est qu'ici les stations de base utilisent également une liaison radio pour communiquer entre elles. Ainsi, les stations de base agissent comme des relais radio pour les communications des mobiles.



II.1.2.2 Les réseaux satellitaires

Les réseaux satellitaires constituent une variante très intéressante des réseaux maillés. En effet, les satellites des réseaux de téléphonie satellitaires comme Iridium ou Teledesic peuvent être vus comme des stations de base qui se relaient entre elles les informations des mobiles. A l'échelle de tels réseaux, les téléphones peuvent être considérés comme fixes, et ce sont les satellites qui sont mobiles.

Dans ce type de réseau, la couverture de la terre est réalisée grâce à certain nombre de satellites placés en orbite basse. Les satellites communiquent ensemble, et il suffit d'une station terrestre pour assurer l'interconnexion entre les téléphones satellitaires et les réseaux terrestres.

II.1.2.3 Les réseaux « pair-à-pair »

Si plusieurs mobiles sont à portée de communication, ils peuvent échanger directement des informations sans l'aide d'une station de base. Ce mode de communication est connu sous le terme de « mode ad hoc » simple-saut.

Cette manière d'échanger des messages peut être pratique lors de réunions où tous les participants sont dans l'espace confiné de la salle de réunion. C'est le cas idéal où le graphe des communications possibles forme un graphe complet, représenté à gauche sur la Figure 4. Par contre, dans le second cas illustré à droite de la Figure 4, celui d'un graphe non complet, le mobile D ne pourra échanger des informations avec le mobile A puisqu'ils ne sont pas connectés directement.

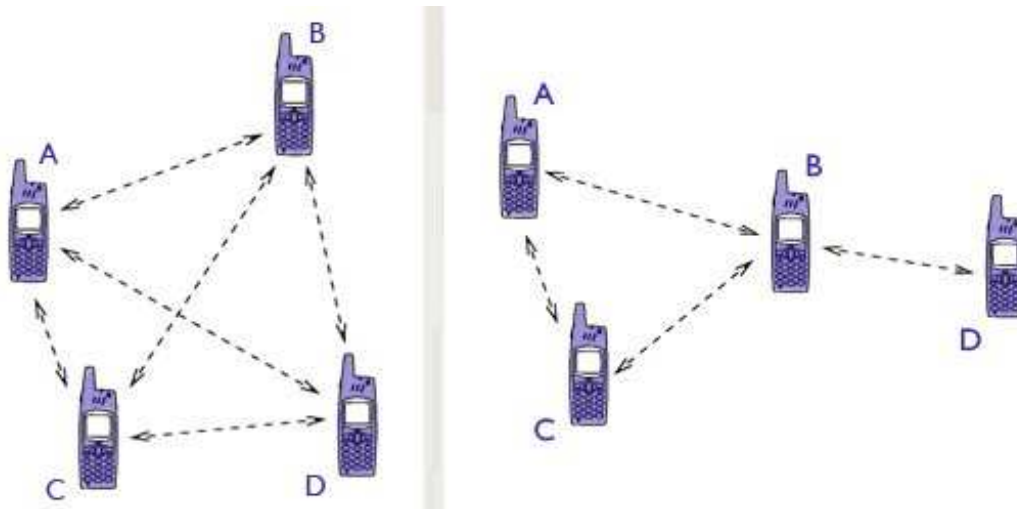


Figure 4 Graphe complet et graphe non complet

Dans un réseau « ad hoc » mobile, constitué de stations munies d'une interface de communication radio, un nœud du réseau peut communiquer directement avec ses voisins, c'est à dire ceux qui sont à porté de communication de sa propre interface, et fait office de routeur pour les autres mobiles du réseau. Ainsi dans l'exemple précédent du graphe non complet, le nœud B pourra relayer les messages du mobile D vers le mobile A. Ce type de réseaux, appelé aussi « MANET » pour Mobile Ad hoc NETwork, est utile quand aucune connexion filaire n'est disponible. Dans ce cas, les nœuds communiquent en acheminant les messages par routage multi-saut.

Le mode « ad hoc » multi-saut a de nombreux avantages en comparaison des modes de communications avec station de base ; par exemple, concernant la consommation énergétique. Un mobile émet plus de messages en mode « ad hoc » qu'en mode infrastructure. Il doit à la fois transmettre ses propres informations mais également les données des autres mobiles pour lesquels il fait office de routeur. On pourrait donc penser que ce mode est plus gourmand en énergie. Néanmoins les portées de communications peuvent être largement réduites en mode « ad hoc », dix mètres au lieu de cent mètres en mode infrastructure. Cette diminution de la portée des communications permet d'économiser beaucoup d'énergie, puisque la consommation énergétique varie proportionnellement au carré de la distance de communication. De plus, diminuer les puissances d'émission permet également de limiter les risques de collisions entre les communications.

II.2 Les modulations utilisées dans les télécommunications

L'émission d'une onde électromagnétique de forme purement sinusoïdale ne permet pas la transmission d'informations. Pour que ce soit possible, il faut faire varier un des paramètres caractérisant la sinusoïde. Cette sinusoïde est appelée fréquence porteuse ou simplement porteuse. Les trois paramètres sur lesquels il est possible d'agir sont : l'amplitude, la fréquence ou la phase. Ce processus est appelé : modulation [3].

La Figure 5 représente les trois types de modulation dans le cas de signaux binaires, composés uniquement de 1 et de 0. Le diagramme A de la Figure 5 est une modulation d'amplitude de type tout ou rien. La transmission du bit 0 correspond à l'absence de porteuse. Inversement, le bit 1 correspond à la présence de la porteuse.

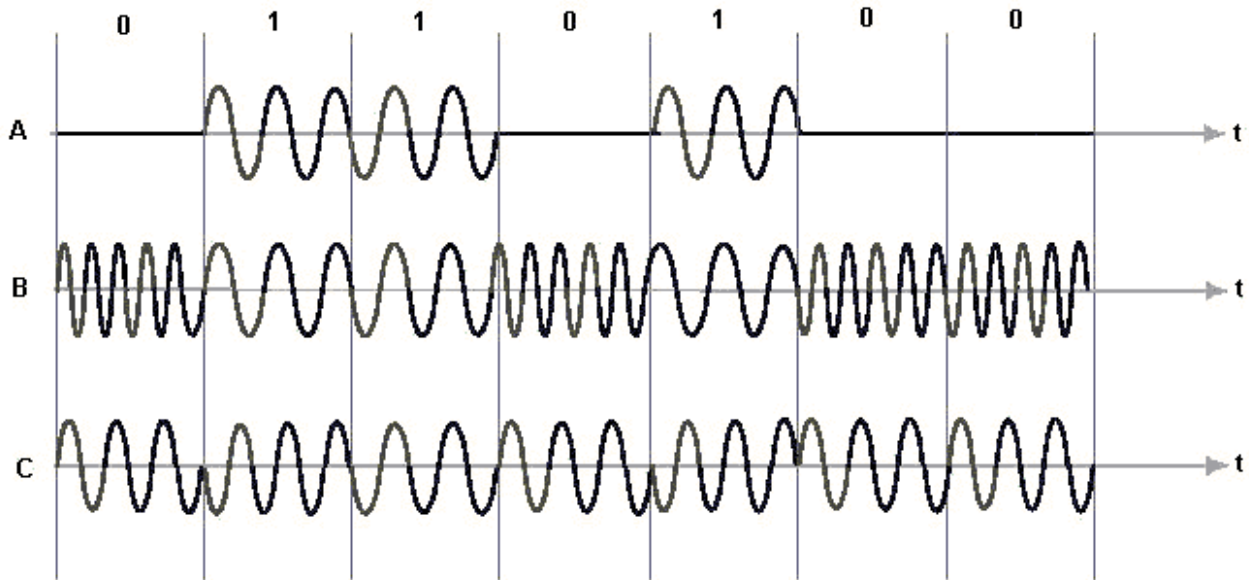


Figure 5 Modulations d'amplitude, de fréquence et de phase

Le diagramme B de la Figure 5 décrit le principe de la modulation de fréquence : elle est désignée par l'abréviation FSK (Frequency Shift Keying). La transmission des bits 0 et 1 correspond à l'émission de deux fréquences différentes. Le réseau GSM utilise la modulation GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) qui est une forme évoluée de la modulation FSK. Elle est réalisée en faisant passer le signal binaire, avant modulation, au travers d'un filtre passe-bas,

pour remplacer les fronts montants et descendants par des transitions progressives, ce qui diminue la largeur spectrale du signal modulé. Il en résulte que, pour un même débit binaire, la modulation GMSK a comme avantage d'occuper une largeur de bande moins importante que la modulation FSK classique. Une porteuse GSM modulée occupe une largeur de 200 kHz : 100 kHz de part et d'autre de la fréquence porteuse. Le diagramme C, correspond à la modulation de phase, donnée ici pour information. Les bits 0 et 1 sont transmis en faisant varier la phase de la porteuse.

II.3 Canaux de transmissions – Multiplexage temporel

Une liaison entre un téléphone mobile et une antenne-relais utilise deux canaux de transmission : un pour la voie montante et un pour la voie descendante. Un canal est constitué d'une onde radio (la porteuse) dont la fréquence varie dans une plage de 200 kHz de largeur et pendant un huitième du temps.

La Figure 6 illustre le principe utilisé : une antenne-relais transmet vers 3 téléphones mobiles, notés P1, P2 et P3, au moyen d'une porteuse dont la fréquence nominale est de 950 MHz dans le sens descendant et 905 MHz dans le sens montant. Le message binaire module la fréquence instantanée de la porteuse dans une plage étroite centrée autour de la fréquence nominale. La porteuse ainsi modulée occupe une largeur de 200 kHz comprise entre 949,9 MHz et 950,1 MHz. Durant un premier intervalle de temps T1, d'une durée de 577 μ s, la porteuse est utilisée pour transmettre vers le téléphone P1. Cet intervalle de temps est appelé : « time slot », dans la terminologie GSM. Ensuite, le téléphone P2 reçoit pendant le second « time slot », T2. De la même manière, le téléphone P3 recevra les informations qui lui sont destinées pendant le troisième « time slot », T3, et ainsi de suite s'il y a d'autres téléphones mobiles dans la cellule. Une porteuse peut ainsi être partagée par huit téléphones mobiles. A la fin du « time slot », T1, le téléphone P1 devra attendre pendant sept « time slots » avant de recevoir à nouveau. La transmission d'un canal (c'est-à-dire une conversation) se fait donc de manière discontinue. Ce procédé est appelé : multiplexage temporel ou encore TDMA pour « Time Division Multiple Access ».

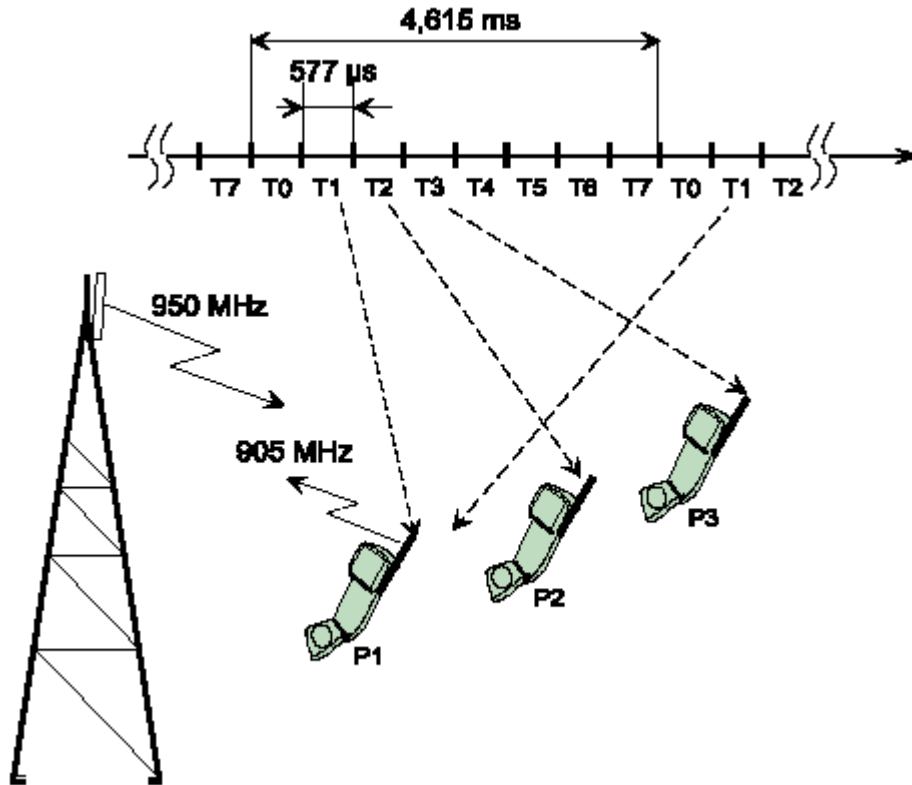


Figure 6 Canal de transmission GSM

Un « time slot » comprend un train de 148 bits d’une durée de 3.7 μs, ce qui correspond à 547.6 μs. Ce train de 148 bits est appelé « burst ».

La fréquence de transmission, entre un téléphone mobile et une BTS, est modifiée pour chacun des « burts ». La Figure 7 correspond au cas où la BTS utiliserait 3 porteuses, de fréquence f1, f2 et f3. Chaque porteuse comporte 8 « time slots » numérotés de 0 à 7. Le premier « burst » est transmis à la fréquence f1, le deuxième (c’est-à-dire 8 « time slots » plus tard) à la fréquence f2 et le troisième à la fréquence f3. Pour les « burts » suivants, on recommence le cycle f1, f2, f3, et ainsi de suite.

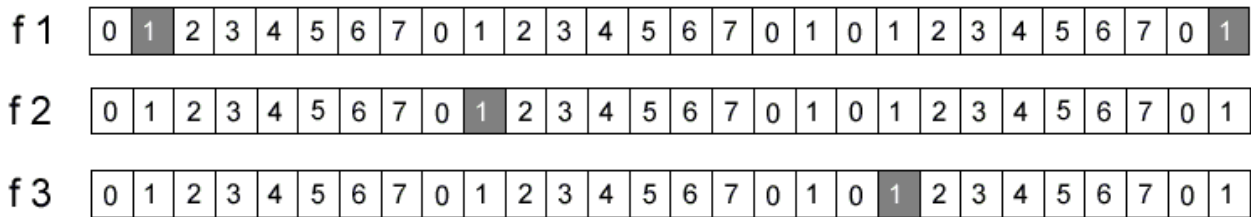


Figure 7 Saut de fréquence

Le procédé est appelé « frequency hopping » en anglais ; il a comme avantage d’offrir une transmission dont la qualité moyenne est améliorée. En effet, la qualité d’une liaison radio (mesurée par le taux d’erreurs) peut varier avec la fréquence de la porteuse. En pratique, une BTS GSM utilise au moins trois ou quatre fréquences sur lesquelles les sauts peuvent être effectués. Il existe même des réseaux GSM dans lesquels la porteuse réalise des sauts sur 20 fréquences différentes.

II.4 La nécessité du très faible bruit dans les systèmes de télécommunications

L’utilisation d’un grand nombre de fréquences porteuses dans les réseaux GSM nécessite de très bonnes performances en bruit de phase et des modulations améliorées.

En effet les bandes de fréquence utilisées dans les applications de télécommunications sont fixées et ne peuvent pas être agrandies. C’est pourquoi, dans l’optique d’utiliser un grand nombre de fréquences porteuses il faut réduire au maximum le niveau de bruit de phase qui est un facteur limitant sur la proximité des canaux. En effet si le niveau de bruit de phase d’une fréquence porteuse est dégradé, alors il aura des perturbations dans les canaux de fréquences juxtaposées.

Pour transmettre la parole, il faut commencer par transformer le signal analogique en signal numérique à l’aide d’un convertisseur analogique-numérique. Ce signal occupe une certaine largeur de bande de fréquence qu’il faut réduire pour le transport. Afin de la diminuer, il existe des combinaisons de plusieurs modulations. Ensuite le signal est acheminé vers le destinataire et la transformation inverse est réalisée par un convertisseur numérique-analogique. Dans cette dernière étape le problème du bruit de phase peut engendrer des conversions erronées.

III Généralités sur les radars

L'idée du radar (Radio Detection And Ranging) germa en 1900 dans l'esprit de Nikola Tesla qui exprima la possibilité de détecter la présence d'objets à l'aide d'ondes électromagnétiques. Elle fut mise en pratique en 1904 par Christian Hülsmeier avec son TELEMobiloscope. Mais la véritable éclosion de cette technique se situe entre 1930 et 1940 au moment où les recherches se sont développées simultanément dans de nombreux pays [4].

Le principe de base du radar est de détecter des objets à distance. Pour cela il est constitué d'un émetteur qui génère le signal suivi d'un récepteur qui détecte le signal réfléchi et d'une antenne qui capte les ondes hertziennes en espace libre, Figure 8.

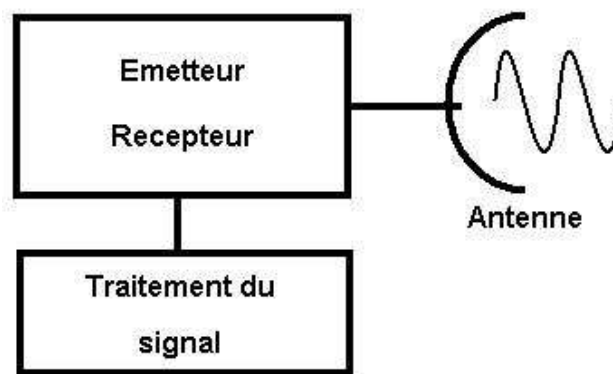


Figure 8 représentation simplifiée du radar

III.1 Dans les applications automobiles

III.1.1 Les transports terrestres

L'évolution des transports terrestres est aujourd'hui un enjeu vital pour la population, les acteurs économiques et les pouvoirs publics. A un titre ou à un autre, nous sommes tous concernés dans notre vie quotidienne. Cet enjeu revêt des dimensions multiples, car il concerne aussi bien les conditions de vie et la qualité de l'environnement que la performance d'un secteur économique et la compétitivité de nos industries. La nécessité de trouver des solutions aux problèmes de la mobilité

de la population et des biens, conduit les ministères chargés de la recherche, des transports, de l'industrie, de l'environnement, à s'engager dans de nouveaux programmes.

La demande de transport est en forte croissance (à l'horizon 2010 +20 % pour les voyageurs et +39 % pour les marchandises). Le secteur des transports joue un rôle essentiel dans le fonctionnement économique et social (15 % du produit intérieur brut, 3 millions d'emplois directs ou indirects). L'intégration européenne et l'élargissement vont amplifier ces tendances. Le défi de la sécurité routière et la saturation des infrastructures sont des enjeux nationaux et internationaux capitaux pour la France. Les impacts environnementaux sont importants : contribution majeure dans les émissions de gaz à effet de serre, pollutions locales et nuisances sonores. La dépendance énergétique du secteur est source de fragilité.

La recherche aide à trouver des solutions : développement des transports collectifs de voyageurs, rééquilibrage du fret en faveur du mode ferroviaire, réduction de la mortalité routière, développement de véhicules plus propres et plus économes.

III.1.1.1 Enjeux et perspectives des radars

Nous avons pu voir dans l'introduction qu'il faut trouver des solutions aux problèmes de la mobilité de la population. C'est pourquoi les radars pour véhicules intelligents sont apparus pour répondre à un certain nombre de besoins. Ceux-ci peuvent simplement se résumer à deux axes principaux :

- Améliorer la sécurité des transports routiers
- Rendre la conduite plus agréable, plus confortable pour les automobilistes

La sécurité routière au sein des véhicules individuels comme des véhicules utilitaires ou de transport en commun, au même titre que la sécurité ferroviaire, est un des axes prioritaires du Gouvernement. C'est pourquoi il a été lancé des recherches et des développements sur des systèmes tel que le radar, afin d'apporter au final, une assistance au conducteur dans ses déplacements quotidiens. Comme pour la plupart des systèmes de sécurité automobile, le radar anticollision est

basé sur une technologie provenant du milieu aéronautique. Mais les situations rencontrées dans le milieu routier sont souvent bien plus complexes que celles rencontrées dans le ciel. Prenons le cas d'une voiture en dépassement arrivant en face de vous : le conducteur doit estimer rapidement la position, la vitesse et la distance de la voiture qui dépasse. Cet exemple, illustre bien la complexité devant une situation pourtant classique.

Le radar identifie les véhicules en mouvement, ainsi que leurs sens de déplacement. Par contre, il distingue très difficilement les voies de circulation, compliquant l'utilisation du système sur petites routes (risque d'alerte pour les véhicules circulant sur l'autre voie ou pour les cibles dans l'axe de la route). Les situations rencontrées sur voies rapides sont généralement plus faciles à évaluer. Les voies de circulations commencent à se dessiner et les vitesses et sens de circulation des cibles sont moins ambigus.

III.1.1.2 Les évolutions du radar

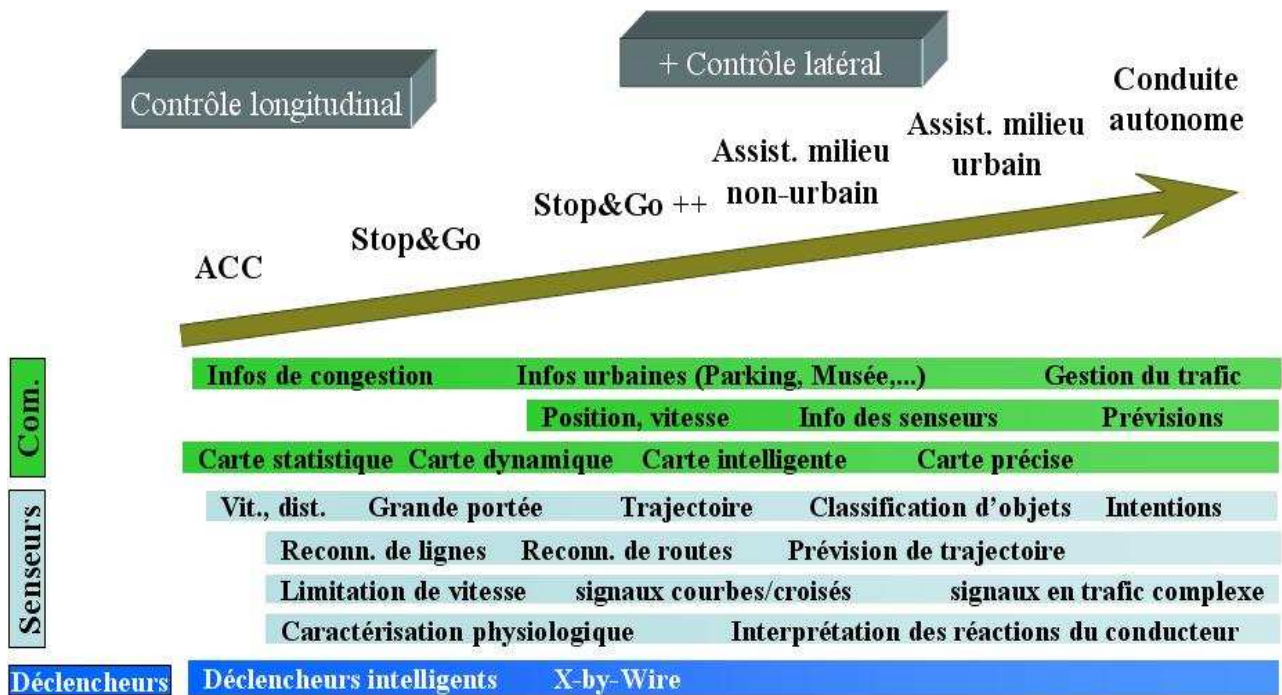
Les premiers modèles de radar ACC (Autonomous Cruise Control) sont commercialisés depuis quelques années maintenant. Ces systèmes remplissent aujourd'hui simplement une fonction de confort, la plupart de ces systèmes sont passifs, c'est-à-dire qu'ils jouent principalement un rôle de détection et d'alerte. Le développement annexe d'un certain nombre d'autres systèmes de confort et de sécurité va permettre de faire évoluer cette position vers une coopération nécessaire entre tous les types de capteurs : les aides à la conduite, avec les systèmes d'alerte entre véhicules, les radars anti-collision, la détection de l'hypovigilance, les systèmes d'information embarqués intégrant la localisation GSM ou GPS (Global Positioning System)... Les dispositifs de perception de l'environnement, avec l'amélioration de la vision de nuit ou par temps de brouillard... Les technologies vocales, pour des instructions du conducteur données au véhicule, mais aussi pour les indications données par le véhicule à son conducteur, seront des systèmes communicants entre eux. Il ne faut pas oublier la place du conducteur qui restera longtemps le principal élément décisif dans le véhicule.

Pour atteindre les objectifs fixés (conduite autonome, plus sûre, gestion du trafic automatisée...), il va falloir que ces systèmes deviennent actifs : ils devront être aptes à prendre une

décision suivant un ensemble de paramètres et ils agiront directement sur la voiture (vitesse, direction, équipements de sécurité...).

Au-delà des systèmes capables d’agir directement sur le véhicule, il va également falloir faire communiquer les véhicules entre eux. Ceci simplifiera grandement les contraintes posées par l’élaboration de tels systèmes et permettra une meilleure prise de décision, plus rapide. Par exemple, une voiture devant freiner brusquement dans un virage devra pouvoir prévenir les voitures situées à l’entrée du virage et n’ayant aucune visibilité directe (donc ne pouvant pas savoir que cette voiture a dû freiner). On simplifiera ainsi grandement les systèmes de détection, ceux-ci étant épaulés par la partie communicante.

De même, « la route » pourra et devra communiquer avec les véhicules, pour les mêmes raisons que celles évoquées ci-dessus : prévenir, informer, aider les systèmes embarqués.



Source Thales Group

Figure 9 Evolution des radars pour les automobiles

On peut voir sur le diagramme de la Figure 9 les différentes évolutions qui sont prévues, tant au niveau des applications que des techniques et des méthodes. On voit l'importance de l'introduction d'un contrôle latéral pour arriver à couvrir tout le périmètre autour du véhicule.

Le but est d'arriver à une conduite autonome et à une gestion du trafic complètement automatisée. Pour cela, l'accent est placé sur la prévision et la réaction anticipée, que ce soit par rapport au comportement du conducteur, à la route ou aux autres véhicules. L'évolution de la complexité et du nombre de signaux à traiter est également mise en avant.

Dans la voiture de demain il y aura des systèmes de détection à la périphérie de la voiture tous reliés aux commandes importantes du véhicule : direction, freins, moteur... mais aussi aux systèmes de sécurité tel que la ceinture, l'airbag...

III.1.1.3 Solutions technologiques des radars

Historiquement, le sonar intéressait fortement les industriels car cette technologie était déjà bien établie. Mais cette solution a vite été abandonnée vu sa portée très limitée et sa sensibilité aux perturbations. Il est tout de même parfois utilisé actuellement pour les systèmes d'aide au parking.

Les technologies basées sur des systèmes optiques, telles les caméras passives et le LIDAR (Light Detection And Ranging), sont vues comme des solutions très intéressantes à divers égards, mais leur difficulté d'utilisation par temps à faible visibilité reste le principal défaut face au développement du radar hyperfréquence. Même si le lidar connaît une commercialisation notamment au Japon, l'utilisation des technologies optiques ne se fera, à long terme, certainement qu'en complément du radar à onde millimétrique.

L'utilisation de radar hyperfréquence pose un problème de choix de la fréquence de fonctionnement du système. C'est un problème majeur pour des raisons de brouillage et de compatibilité avec d'autres systèmes utilisant la même fréquence. La bande passante dans le spectre radio est une denrée rare, car très demandée, et son utilisation est donc très réglementée. Allouer une fréquence, et qui plus est une bande passante pour une application n'est pas chose aisée et

demande beaucoup de réflexion. Il faut arriver à satisfaire les exigences des systèmes entrants tout en ne perturbant pas les autres systèmes. Les bandes de fréquences allouées pour les radars des véhicules intelligents se situent entre 76 GHz et 81 GHz et autour de 24 GHz jusqu'à ces dernières années.

A l'heure où on entend beaucoup parler des portables et de la nocivité potentielle de leurs émissions, on peut se demander si ce genre de système n'est pas dangereux. En effet, on présente un véhicule possédant nombre de systèmes émettant dans toutes les directions. Y a-t-il danger ? Tout d'abord, pour les personnes situées dans le véhicule, elles sont protégées par celui-ci et les radars étant directifs, la puissance est rayonnée à l'extérieur du véhicule. De plus, ces systèmes sont pour l'instant prévus pour fonctionner uniquement sur autoroute et/ou uniquement à partir d'une certaine vitesse, ce qui réduit les risques d'exposition prolongée. En tout cas, c'est un problème à ne pas négliger !

Etant donné que l'on souhaite détecter tout autour du véhicule, il est nécessaire d'utiliser de plus en plus de systèmes placés dans des endroits différents du véhicule. Outre les contraintes mécaniques que cela impose, les radars se doivent donc d'être de plus en plus petits tout en conservant leurs caractéristiques et leurs performances. Ceci n'est pas sans poser des problèmes techniques au niveau de la fabrication de tels systèmes.

La portée : On veut bien évidemment détecter loin, plus particulièrement détecter dans une zone qui est la plus large possible autour de la voiture, en ne laissant aucune zone non couverte dans les abords directs du véhicule.

La détection : il faut détecter le mieux possible, c'est-à-dire arriver à discerner les divers objets détectés et à savoir à quoi chacun correspond, ceci dans toutes les conditions. L'augmentation de la portée et de la couverture vient amplifier ce problème.

Le brouillage : il ne faut pas que les systèmes se brouillent entre eux ou avec d'autres systèmes fonctionnant à la même fréquence. D'où l'utilité d'utiliser plusieurs modes de modulation.

La CEM (compatibilité électromagnétique) : un fort champ électromagnétique, comme celui produit par les lignes à haute tension, perturbe fortement le fonctionnement de tout circuit électronique. Il faut impérativement empêcher que de tels problèmes surviennent en protégeant les équipements.

Les problèmes mécaniques : suivant les endroits où ils sont placés, il peut y avoir des problèmes de vibration, de température, d'humidité...

Tout ceci dans le but d'avoir des systèmes fiables à 100 %. En effet, vu que ces systèmes pourraient venir agir directement sur le comportement du véhicule et gérer automatiquement le trafic routier, nous ne pouvons pas nous permettre la moindre erreur. Il faut également penser à l'introduction de systèmes de test en temps réel qui, s'il y a problème, coupent les systèmes défectueux pour les empêcher d'agir de façon erronée.

Les technologies numériques/analogiques joueront donc prochainement dans les transports terrestres un rôle comparable à celui qu'elles jouent depuis une quinzaine d'années déjà dans l'aéronautique. Les technologies numériques/analogiques constituent donc une des principales sources d'innovations :

- Innovation au bénéfice du client, du conducteur ou du passager, puisqu'elles sont à la base des améliorations de la sécurité, d'assistance à la conduite et de la gestion des consommations d'énergie.
- Dans le cadre de l'industrie les innovations entraînent des délais de conception de nouveaux modèles plus courts et par conséquent la réduction des coûts de production.

L'électronique embarquée va croître fortement en importance relative dans le coût de fabrication d'une voiture, en passant de 25 % en 2000 à 40 % en 2010 selon les projections de la société THALES. Ces systèmes sont destinés au grand public, ce qui impose de très fortes contraintes au niveau du surcoût à l'achat pour avoir un véhicule équipé de tels systèmes. Un coût

trop important rendrait le produit invendable. Les conceptions de tels systèmes ne vont donc pas être évidentes, tant les contraintes qui leurs sont imposées sont fortes.

III.1.1.4 La configuration des radars automobile

Ces détecteurs déterminant la proximité d'objets, sont composés d'un radar Anticollision de moyenne portée dit FLRS (Forward Looking Radar System) placé à l'avant de l'automobile, puis des radars de courte portée dit SRRS (Short Range Radar System) placés à l'arrière et sur les cotés du véhicule, Figure 10, [5], [6].

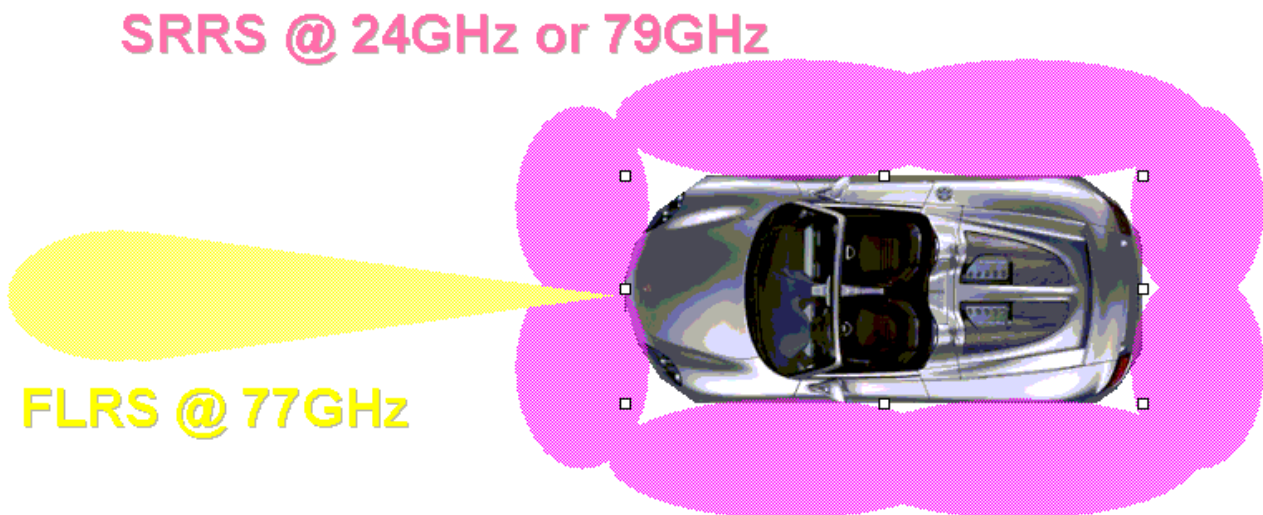


Figure 10 Représentation de la couverture radar de la voiture

Entre autres accessoires automobiles développés pour le futur, le détecteur microonde est actuellement bien avancé et devient une des applications principales basées sur des MMIC AsGa (Arséniure de Gallium) ou SiGe (Silicium Germanium). La configuration du réseau de radars autour de la voiture est relativement complexe avec plus de huit radars, courte ou moyenne portée.

Le FLRS fonctionnant dans la bande 76-77 GHz permet une détection d'objets jusqu'à 150 m à l'avant du véhicule. L'angle de détection est de +/- 5°. La version commerciale disponible est limitée à une détection d'objets mobiles. Elle est vendue pour des camions et des modèles de voiture haut de gamme : les camions Volvo et Man, et les voitures Touareg, Passat, Phaeton, ainsi que la Classe S utilisent cette technologie.

Le SRRS basé sur les radars microondes est placé tout autour du véhicule. La distance de détection est située entre 10 cm et 10 m. La plage de fréquence allouée pour le fonctionnement du radar est de 24.15 GHz +/- 2.5 GHz. Cette plage de fréquence restera disponible jusqu'au 30 juin 2013. le nombre de véhicules possédant des radars SRRS fonctionnant à 24 GHz ne doit pas excéder 7 % du parc automobile Européen d'ici 2013. Depuis le 8 juillet 2004, la CEPT (Conférence Européenne des Postes et des Télécommunications) a déterminé que la bande de fréquence qui se prêtait le mieux à un développement des systèmes radar était celle des 76-81 GHz [7]. En effet d'après la Figure 11 qui représente l'atténuation atmosphérique des ondes suivant les conditions de temps, on constate que la bande choisie est un bon compromis entre la fréquence de fonctionnement du radar et l'atténuation due aux éléments atmosphériques, limiteurs de la propagation.

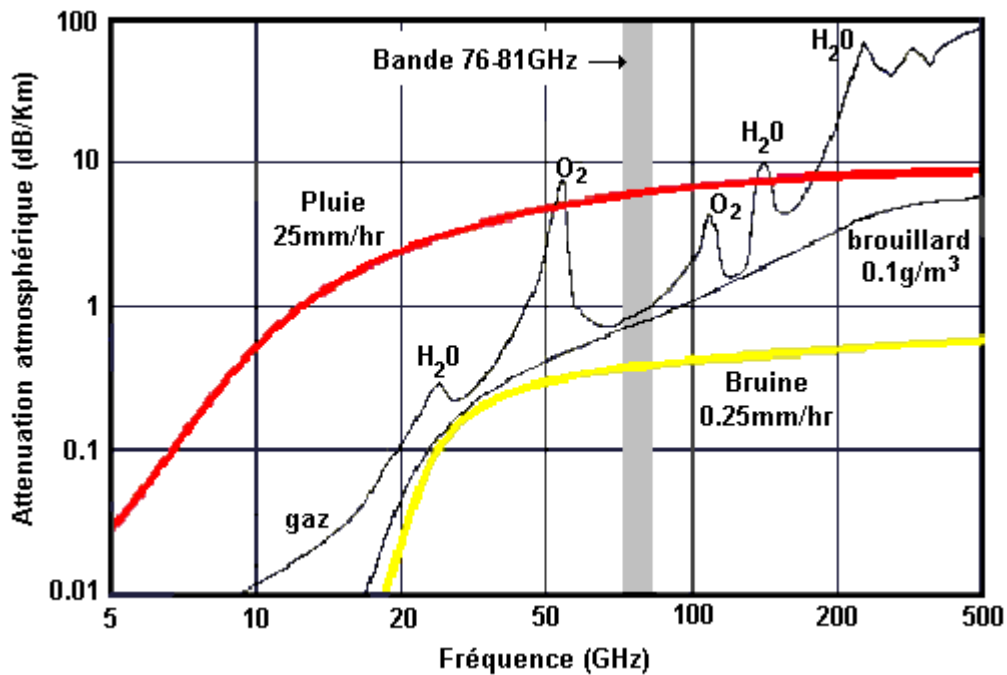


Figure 11 Atténuation des micro-ondes dans l'atmosphère suivant les différentes conditions

Huit radars seront placés autour du véhicule (deux sur les cotés, deux devant et deux derrière) et utiliseront différentes modulations pour différencier les applications suivantes :

- Le déclenchement des airbags avant impact
- L'aide aux changements de file (évite les angles morts des rétroviseurs)
- L'aide au stationnement

III.1.2 Le péage Automatique des autoroutes [8]

Au-delà des préoccupations gouvernementales sur la sécurité routière, il y a aussi un enjeu financier sur la fluidification du réseau routier. Ceci peut être amélioré sur les grands axes autoroutiers, avec la généralisation des péages automatiques, Figure 12.

L'ASECAP, l'Association Européenne des Concessionnaires d'Autoroutes et d'Ouvrages à Péage, composée de 112 sociétés européennes s'engage à pouvoir fournir à tous les usagers intéressés un équipement à bord basé sur la technologie microondes à courte portée (faibles émissions de puissance), centrée autour de la fréquence 5.8 GHz et utilisable sur tous les réseaux européens. Les efforts effectués par les opérateurs pour parvenir à une homogénéité du système de télépéage à travers l'Europe, permettront dans un futur proche une évolution vers un dispositif compact et faible coût. Par la suite les systèmes de télépéage se dirigeront vers des technologies satellitaires et de communications mobiles et ceci dans le but d'éviter une nouvelle fragmentation des marchés.

La généralisation du télépéage permet de réduire les files d'attente aux gares de péage et en certains points particulièrement congestionnés du réseau. Les systèmes de télépéage contribuent de manière significative à la réduction du risque d'accident et donc à l'augmentation de la sécurité des voyageurs sur les barrières de péage. De plus ils permettent aussi de prévenir l'impact négatif sur l'environnement de l'implantation de nouvelles barrières de péage ou l'extension des plates-formes existantes.



Figure 12 Péage automatique autoroutier

III.2 Le radar mis en équation

L'équation radar permet de déterminer la puissance reçue en fonction des paramètres de l'antenne et de la distance de l'objet. Celle-ci s'écrit :

$$P_r = P_e G_e G_r \frac{\lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 D_e^2 D_r^2 \alpha^2}$$

- P_r : puissance reçue
- P_e : puissance émise
- G_e et G_r : gains d'émission et de réception
- D_e et D_r : distances entre la cible et l'antenne d'émission et de réception
- σ : surface équivalente radar de la cible par unité d'angle solide
- α : coefficient introduit par les pertes de l'antenne

- λ : longueur d'onde du signal
- A : perte de propagation du signal pour un trajet aller

Dans le cas où le radar utiliserait la même antenne en émission et en réception : radar automobile par exemple, alors l'équation devient :

$$P_r = P_e G^2 \frac{\lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 D^4 \alpha A^2}$$

III.3 Les différents types de radar

Actuellement il y a deux types de radar utilisés dans l'automobile : Le radar impulsionnel et le radar à onde continue FM-CW (Frequency Modulated Continuous Wave). Ces deux types de radar sont présentés à la suite.

III.3.1 Radar à émission continue (FM-CW)

Ce radar consiste à émettre un signal modulé linéairement en fréquence pendant un intervalle de temps connu. A la réception du signal, nous comparons le signal émis à la fréquence f_e et le signal reçu à la fréquence f_r et nous déterminons une fréquence de battement du radar $f_b = f_r - f_e$. Dans le cas d'une cible fixe, elle donne uniquement une information de distance. Dans le cas d'une cible mouvante, l'effet Doppler entraîne une variation de la fréquence de battements et elle résulte de la combinaison d'une fréquence liée à la distance d , et d'une fréquence de Doppler f_d liée à la vitesse de la cible [9].

Les modulations les plus souvent utilisées sont : la modulation en dents de scie [10] et la modulation en toit, Figure 13.

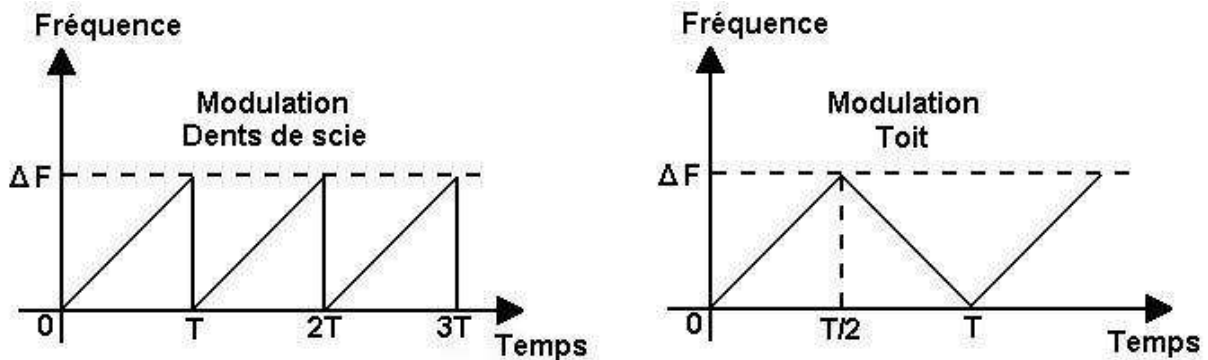


Figure 13 Modulation à onde continue

Afin de présenter le principe de fonctionnement du radar FM-CW qui consiste à émettre une onde hyperfréquence modulée en fréquence, on va détailler l'exemple d'une modulation en toit, Figure 14.

Dans le cas d'un obstacle fixe :

La fréquence de battement f_b est notée : $f_b = \frac{2t_o}{T} \Delta F = \frac{4D}{cT} \Delta F$, on en déduit directement la distance D de l'objet.

- t_o : temps de parcours du signal RF émis et réfléchi par la cible (un aller retour). Il est défini dans la Figure 14
- T : période de la modulation (une rampe croissante et décroissante)
- ΔF : bande de fréquence de la modulation
- c : célérité de la lumière = 3.10^8 ms^{-1}

Dans le cas d'un obstacle mobile :

En étudiant la fréquence de battement on trouve deux fréquences intermédiaires différentes ΔF_1 et ΔF_2 correspondant respectivement à la rampe montante et descendante. Ceci est dû à l'effet

Doppler. Donc la mesure renseigne sur la distance de l'objet : D , et aussi sur sa vitesse relative : V_r , par les équations suivantes. λ représente la longueur d'onde du signal.

$$D = \frac{cT}{4\Delta F} \left(\frac{\Delta F_1 + \Delta F_2}{2} \right) = \frac{cT}{4\Delta F} f_b \quad \text{et} \quad V_r = \frac{\lambda}{2} \left(\frac{\Delta F_1 - \Delta F_2}{2} \right) = \frac{\lambda}{2} f_d$$

avec $\Delta F_1 = f_b + f_d$ et $\Delta F_2 = f_b - f_d$ et $f_d = \frac{2V_r}{\lambda}$

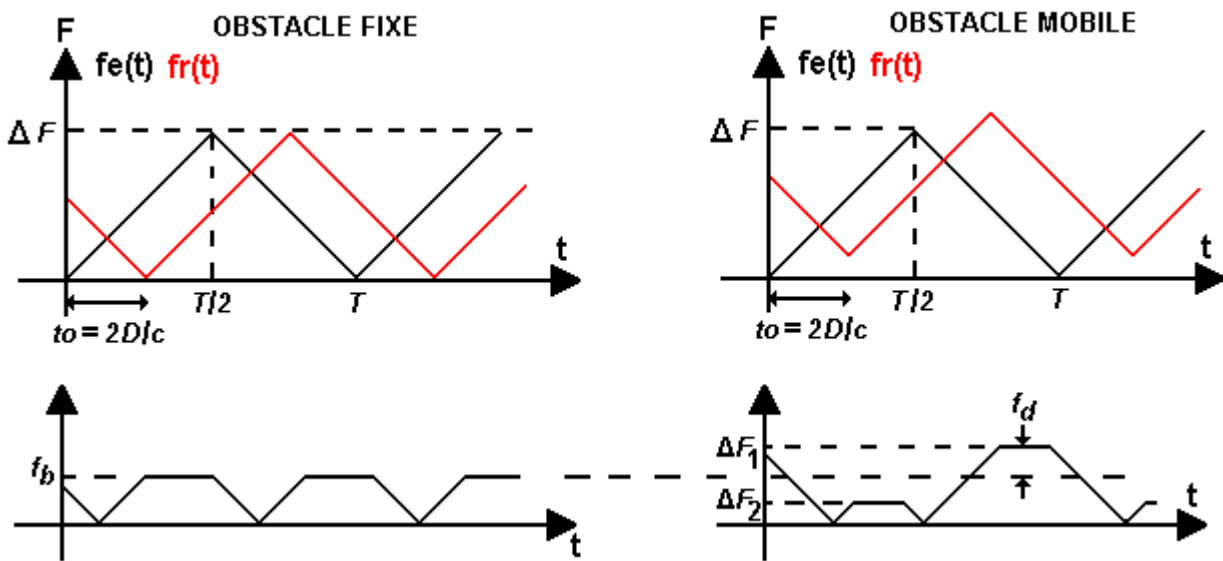


Figure 14 Cas de Modulation en toit

III.3.2 Radar impulsionnel

Le radar impulsionnel consiste à générer des impulsions de durée temporelle τ_i , de fréquence f_0 et à mesurer le temps de vol de l'onde τ_v entre la cible et l'antenne du radar, en aller retour. Les impulsions sont espacées d'un temps τ_e .

La résolution du radar est l'aptitude à discriminer deux objectifs qui sont à la même distance. La résolution est déterminée par la durée de l'impulsion τ_i , plus celle-ci est petite et meilleure est la résolution. En contre partie plus la durée de l'impulsion est petite et plus la puissance d'émission du signal est faible et ceci limite la portée de détection du radar. C'est pourquoi il faut faire un

compromis entre la résolution et la portée du radar. Pour obtenir un bon fonctionnement du radar il faut que le signal réfléchi soit reçu avant qu'une autre impulsion soit émise, c'est à dire que : τ_v doit être inférieur à τ_e .

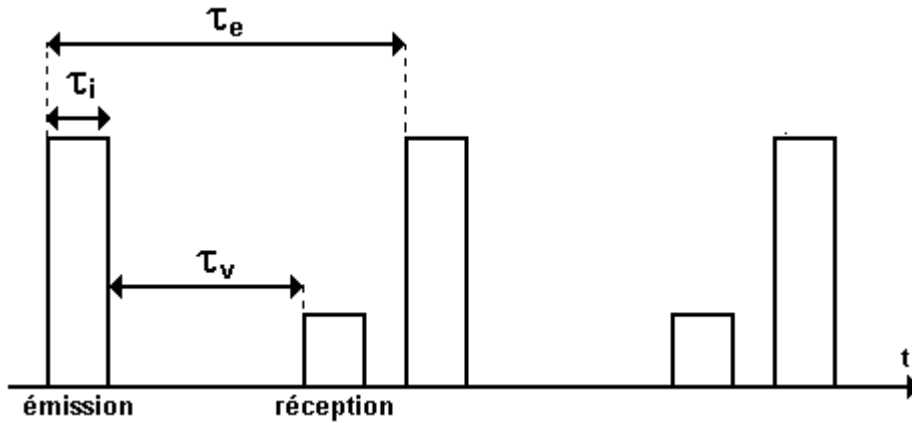


Figure 15 signaux d'émission et de réception du radar impulsionnel

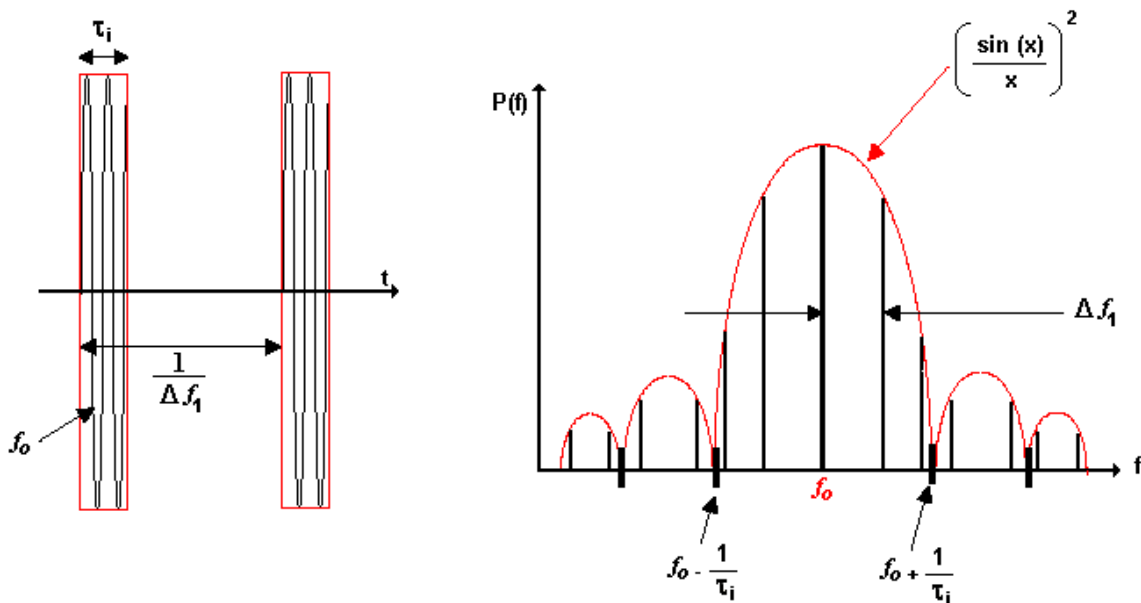


Figure 16 Train d'impulsion et spectre associé

La Figure 16 représente un train d'impulsion de durée τ_i répété tous les $\Delta\tau_1$ dans une fenêtre temporelle grande et finie. Dans le domaine fréquentiel l'impulsion est composée de fréquences espacées de Δf_1 en partant de la fréquence porteuse f_0 . Si le signal écho détecté tombe sur une des

raies composant le spectre du pulse alors il ne peut être distingué et le radar est dit aveugle. La fréquence aveugle de battement du radar est $f_b = n \Delta f_1$ avec $n = 1, 2, 3$. Pour éviter ces problèmes, le radar doit fonctionner dans la zone où la fréquence de battement est inférieure à Δf_1 [11].

III.4 La linéarité dans les radars

Les radars utilisant les deux modulations vues précédemment se doivent d'avoir une bonne linéarité de modulation de fréquence. C'est à dire que la variation de la fréquence en fonction de la tension de commande doit être la plus linéaire possible. Dans le but de déterminer avec précision la fréquence de battement du radar il faut que la mesure de la largeur de bande à 3 dB du signal, soit la plus faible possible.

Pour exemple, sur la Figure 17 on compare le spectre d'un signal reçu par un radar libre (a) et celui d'un signal reçu par le même radar associé à une boucle de correction (b), alors nous nous apercevons que les largeurs de bandes à 3 dB des spectres sont différentes. En effet dans le cas du radar seul, la largeur de bande à 3 dB du signal reçu est de 80 kHz, et dans le cas du radar associé à une boucle de correction, la largeur de bande du signal reçu à 3 dB devient 10 kHz.

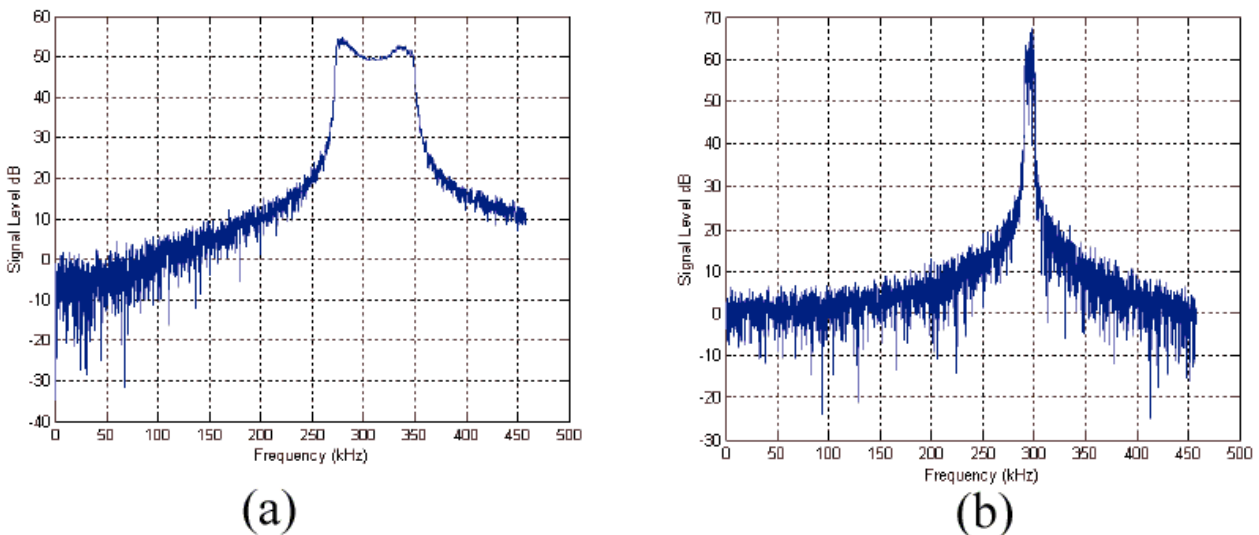


Figure 17 Comparaison des spectres du signal reçu par un radar libre (a) et le même radar possédant une correction (b)

Nous voyons alors que d'après l'exemple il est plus aisé de déterminer la fréquence de battements avec précision lorsque que le système est plus linéaire. D'où l'importance de la linéarité dans les systèmes radar.

IV Généralités sur les OCT microondes et millimétriques

De nos jours Les OCT microondes et millimétriques sont principalement utilisés dans deux domaines : le domaine automobile dans les différents types de radar et le domaine des télécommunications dans les stations de base. Depuis peu, il émerge un nouveau domaine, celui de la sécurité qui utilise aussi des radars.

IV.1 Définition générale d'un oscillateur harmonique

IV.1.1 Quelques définitions

OCT harmonique : oscillateurs contrôlés en tension, par opposition avec les oscillateurs de relaxation, délivrent en théorie une fréquence pure pour une tension fixe de polarisation des varactors.

ORD : oscillateur comprenant un résonateur diélectrique, c'est à dire que la partie active de l'oscillateur est sur un MMIC et le circuit résonnant est sur un substrat juxtaposé. Le résonateur est couplé par une ligne gravée sur un substrat avec de bonnes performances diélectriques, et est associé à un objet diélectrique disposé de manière à créer un filtre très sélectif passe bande.

Varactor : diode polarisée en inverse dont la capacité de jonction change avec la tension de polarisation appliquée à ces bornes. Le varactor est utilisé dans les résonateurs pour faire varier leur fréquence de résonance.

Buffer : circuit amplificateur constitué au moins d'un étage. Il permet d'obtenir une bonne isolation entre deux circuits et peut aussi servir d'amplificateur de signal.

IV.1.2 Principe de fonctionnement

Tous les oscillateurs sont composés d'une ou plusieurs parties résonnantes et d'une ou plusieurs parties actives. Les parties actives et résonnantes sont bouclées entre elles. Les parties actives assurent l'amplification, la stabilisation du signal par saturation, et servent à compenser les pertes des parties résonnantes. Les résonateurs composés d'éléments passifs (capacité et self inductance) et d'un varactor assurent la fréquence fondamentale d'oscillation et une bande d'accord de l'OCT. L'oscillateur délivre un signal périodique ou modulé à partir d'une alimentation de polarisation continue [12] et du signal externe de modulation.

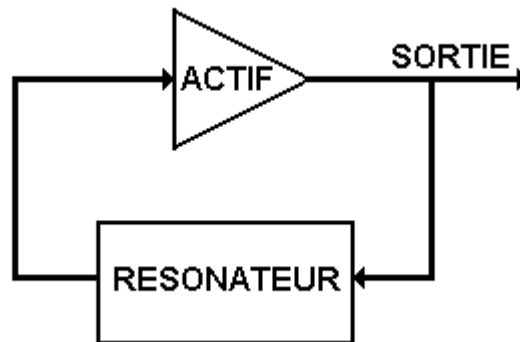


Figure 18 Représentation schématique simplifiée d'un oscillateur

IV.2 Principales caractéristiques des OCT

IV.2.1 La fréquence d'oscillation, f_o

La fréquence centrale d'oscillation se calcule lorsque le varactor est polarisé par une tension fixe et dont sa valeur se situe au milieu de la plage de tension nécessaire. Le résonateur peut alors être assimilé à un circuit RLC parallèle qui génère un signal de fréquence propre définie par

$$\text{l'équation suivante : } f_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}$$

IV.2.2 La bande d'accord de l'OCT

La bande d'accord de l'OCT est directement liée à l'influence des varactors dans le résonateur. Elle dépend du nombre de varactors du résonateur et des tensions de polarisation

appliquées aux bornes de ces varactors. Plus nous désirons une bande d'accord large et plus l'influence du ou des varactors doit être importante.

IV.2.3 Le bruit de phase

Le bruit de phase est l'élément le plus important des OCT. C'est généralement lui qui limite les performances d'un système radar. Nous utilisons de plus en plus des structures d'OCT harmoniques afin de diminuer le bruit de phase. En effet de par leur structure nous obtenons une amélioration sur le niveau de bruit de phase, [13], par rapport à un OCT conventionnel [14].

Nous verrons par la suite lors des conceptions d'oscillateurs présentés qu'il est difficile d'obtenir toutes les caractéristiques optimisées en même temps. Il faudra faire des compromis entre certaines caractéristiques telles que la bande d'accord et le bruit de phase.

IV.2.4 La linéarité

Il existe plusieurs définitions de la linéarité, nous présentons ici uniquement celle qui nous servira par la suite. Comme nous l'avons vu précédemment cette notion est importante pour la sensibilité des radars. De plus, par conception les OCT ont une variation de la fréquence en fonction de la tension de commande non linéaire. C'est pourquoi il faut associer des dispositifs internes ou externes à l'oscillateur pour augmenter sa linéarité.

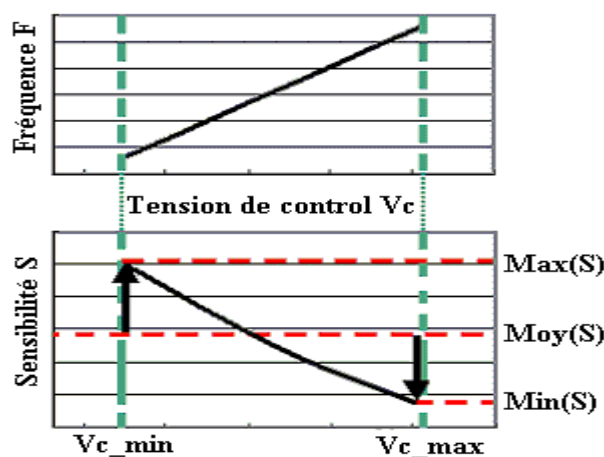


Figure 19 représentation de la définition de la linéarité

La définition de la linéarité [15] est représentée sur la Figure 19. Nous fixons une plage de tension qui est déterminée de façon à obtenir la plage de fréquence utile. Ensuite nous comparons la courbe obtenue avec la courbe idéale qui est une droite. Le calcul de la linéarité est présenté ci après et est donné en pourcentage.

$$\begin{cases} \text{Linearity}(+) = \frac{\text{Max}(S) - \text{Moy}(S)}{\text{Moy}(S)} \times 100[\%] \\ \text{Linearity}(-) = \frac{\text{Min}(S) - \text{Moy}(S)}{\text{Moy}(S)} \times 100[\%] \end{cases}$$

IV.2.5 La puissance de sortie

La puissance de sortie des OCT harmoniques est généralement faible, c'est pourquoi nous la contrôlons en ajoutant des buffers en sortie. En saturant les derniers étages nous limitons les variations de la puissance des OCT, essentiellement liées aux variations des performances des composants en température.

IV.3 Architectures d'OCT harmonique

Les trois architectures d'oscillateur harmonique sont présentées ci après. Elle permettent toutes les trois d'avoir des sorties à une fréquence fondamentale (f_0) et une sortie à la fréquence harmonique deux ($2f_0$). Il est relativement facile d'obtenir des sorties à la fréquence fondamentale. La sortie à la fréquence harmonique deux, est directement liée à la configuration symétrique de l'oscillateur et à la mise en commun des émetteurs de chaque transistor. En effet les courants qui arrivent au point commun peuvent se décomposer en série de Fourier : $I = \sum_{i=0}^n I_n \cos(\omega_n t + \varphi_n)$ et sont en opposition de phase. Ce qui entraîne en ce point que les signaux de fréquence paire s'ajoutent et les signaux de fréquence impaire s'annulent.

IV.3.1 Oscillateur en anneau “Ring”

Dans le schéma de la Figure 20, l’oscillateur en anneau est composé de deux résonateurs et de deux transistors TBH. Le bouclage du signal RF, se fait en suivant le chemin : Collecteur (T1) - Résonateur - Base (T2) - Collecteur (T2) - Résonateur - Base (T1). Il est possible d’avoir deux sorties à la fréquence fondamentale, sur les bases des transistors repérées par les points A et B. De plus, La réunion des émetteurs permet une sortie à la fréquence harmonique deux, au point C. Ce type d’OCT est symétrique suivant l’axe [AB].

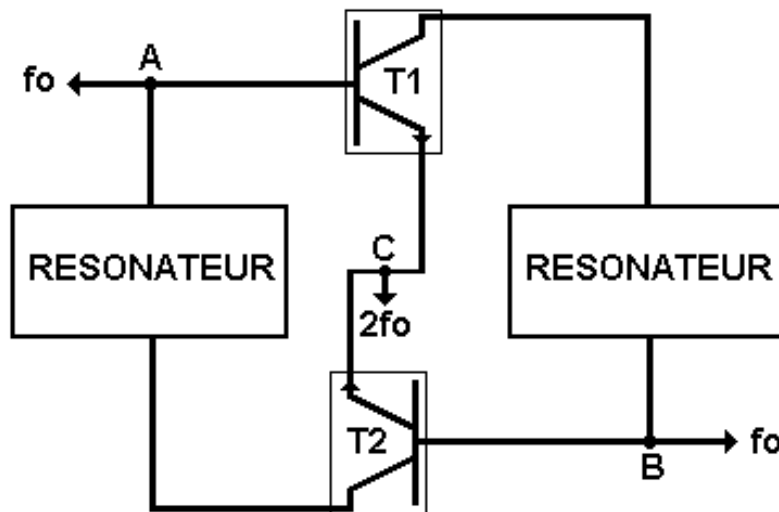


Figure 20 Schéma simplifié d’un oscillateur en anneau

Cette structure pose des problèmes de conception. Les différentes conceptions possibles entraînent toujours une dissymétrie dans OCT, ce qui peut causer une augmentation du niveau de bruit de phase.

IV.3.2 Oscillateur croisé “Cross coupled”

Dans le schéma de la Figure 21, l’oscillateur croisé est composé d’un seul résonateur et de deux transistors TBH. Le bouclage du signal RF, se fait en suivant le chemin : Collecteur (T1) - Base (T2) - Collecteur (T2) - Base (T1). Le résonateur est en parallèle sur les collecteurs de chaque transistor, connecté aux points A et B. La structure permet deux sorties à la fréquence

fondamentale, sur les bases des transistors. De plus, La réunion des émetteurs permet une sortie à la fréquence harmonique deux, au point C. Ce type d'OCT est symétrique suivant l'axe [AB].

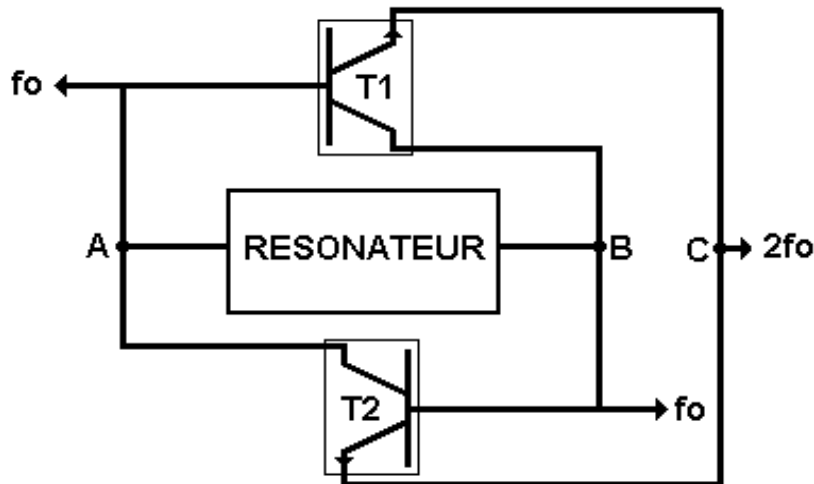


Figure 21 Schéma simplifié d'un oscillateur croisé

Cette structure n'utilise qu'un seul résonateur, donc on peut croire que l'on va gagner de la surface sur le MMIC. Mais la complexité du résonateur, qui doit être parfaitement symétrique suivant l'axe [AB], entraîne des difficultés au niveau de la conception ainsi qu'au niveau de la jonction des deux émetteurs.

IV.3.3 Oscillateur "Pushpush"

Dans le schéma de la Figure 22, l'oscillateur « Pushpush » est composé de deux résonateurs et de deux transistors TBH. Le bouclage du signal RF, se fait en suivant le chemin : Emetteur (T1) - Base (T1) - Résonateur - Résonateur - Base (T2) - Emetteur (T2). Dans cette configuration les points A et B sont des masses virtuelles pour l'OCT. La structure permet deux sorties à la fréquence fondamentale, sur les bases des transistors. De plus, la réunion des émetteurs permet une sortie à la fréquence harmonique deux, au point C. Ce type d'OCT est symétrique suivant l'axe [ABC].

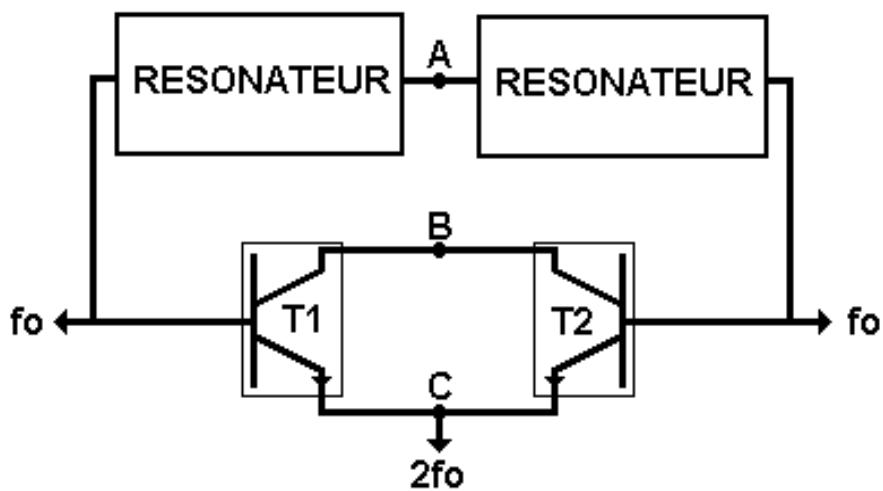


Figure 22 Schéma simplifié d'un oscillateur «Pushpush»

Cette structure est celle que nous avons choisie lors de la conception des différents OCT, présentés ci-après. Elle ne pose pas de problème majeur au niveau du dessin, en effet nous pouvons parfaitement respecter la symétrie du circuit tout en ayant des sorties RF facilement disponibles.

V Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les généralités sur les applications de télécommunications et les axes de progression envisagés. Nous avons aussi évoqué les avancées et évolutions des radars automobiles anticollision ou de courte portée avec une description générale de leur fonctionnement.

Dans ces deux domaines, les systèmes de télécommunications et les radars automobiles, nous utilisons des oscillateurs au sein des systèmes dans le but de générer la fréquence porteuse de l'information. C'est pourquoi nous avons abordé les généralités sur cette fonction électronique qui reste de nos jours l'une des plus importantes fonctions analogiques avec l'amplificateur de puissance. L'oscillateur sera mis en avant dans le reste du travail.

Dans l'intention d'améliorer les performances des oscillateurs en niveau de bruit de phase il est nécessaire de connaître ses causes et de pouvoir les simuler avec une grande précision. Pour cela nous avons développé un modèle de bruit composé de sources de bruit cyclostationnaires basse fréquence que nous présenterons dans la suite. Ainsi que la méthode de conception utilisée pour réaliser les oscillateurs et enfin les performances obtenues.

CHAPITRE II

Modèle non linéaire de TBH incluant des sources de bruit cyclostationnaires

I Introduction

La caractérisation en bruit des systèmes est une étape incontournable de la conception. Parmi ces parasites le bruit basse fréquence qui est converti autour des signaux utiles mérite une attention particulière car il génère un bruit de phase important autour de la fréquence d'oscillation appelée aussi porteuse. C'est le niveau du bruit de phase qui limite la portée d'un radar, c'est le bruit qui dégrade la qualité d'une image télévisuelle, c'est le bruit qui limite la précision de positionnement d'un satellite, c'est le bruit qui dégrade la qualité des transmissions de données...

C'est pourquoi pour concevoir des sources de fréquence avec un très faible niveau de bruit de phase, il est nécessaire et important de connaître et prendre en compte au mieux les sources de bruits des éléments actifs tels que les transistors.

Dans ce chapitre, nous allons présenter un nouveau modèle de bruit basse fréquence basé sur des sources de bruit cyclostationnaires. Dans un premier temps nous expliquerons la théorie d'un processus cyclostationnaire puis montrerons que les sources de bruit basse fréquence dans un semi-conducteur sont cyclostationnaires. Ensuite nous détaillerons les mesures d'extraction d'un modèle électrique de transistor bipolaire à hétérojonction réalisé sur la technologie TBH nommée HB20M de la société UMS (United Monolithic Semiconductors), composé de sources de bruit cyclostationnaires. Puis l'implantation de ce modèle électrique dans le simulateur ADS (Advanced Design System) sera expliquée.

II Le bruit dans les semi-conducteurs [16]

Les déplacements d'électrons dans les semi-conducteurs conduisent à des fluctuations de tension et de courant qui limitent le fonctionnement des systèmes. Deux grandes catégories de bruit se distinguent : les bruits dits en excès ou basse fréquence et les bruits irréductibles que sont le bruit thermique et le bruit de grenaille. Nous présenterons rapidement les différents bruits basse-fréquence qui sont susceptibles de pénaliser le fonctionnement d'un transistor.

II.1 Le bruit de diffusion [17]

Le bruit de diffusion est dû à des variations de la trajectoire ou de la vitesse des porteurs de charge, en raison d'interactions et de collisions avec le réseau cristallin d'un semi-conducteur. Ce bruit se distingue par un spectre indépendant de la fréquence : c'est un bruit blanc. Le bruit de diffusion ou bruit thermique est créé par l'agitation thermique des porteurs de charge au sein d'un conducteur, qui affecte leurs trajectoires et provoque des collisions aléatoires. Ce bruit représente le bruit résiduel d'un semi-conducteur car il subsiste même en l'absence de champ électrique. Sa densité spectrale de courant s'exprime en fonction de l'admittance équivalente du conducteur selon la relation :

$$S_I(f) = 4 \cdot k \cdot T \cdot G$$

- k : constante de Boltzmann $\approx 1,38 \cdot 10^{-23}$
- T : température en kelvin
- G : conductance du semi-conducteur

II.2 Les bruits de jonction

Deux types de bruits sont propres aux jonctions : le bruit de grenaille et le bruit d'avalanche.

Le bruit d'avalanche apparaît lorsqu'un fort champ électrique existe au niveau d'une jonction polarisée en inverse et provoque la rupture de liaisons atomiques, créant une amplification du bruit de grenaille.

Le bruit de grenaille, également appelé « shot noise » [18], est dû au passage des porteurs de charge à travers une barrière de potentiel comme celle créée par une jonction idéale. Il s'agit également d'un bruit blanc dont la densité spectrale de courant dépend du courant I qui la traverse et de la charge des porteurs q :

$$S_I(f) = 2 \cdot q \cdot I$$

II.3 Les bruits en excès

Ces bruits sont présents aux basses-fréquences et leur spectre est décroissant en fonction de la fréquence. Ils regroupent le bruit de génération-recombinaison (GR), le bruit de scintillation et le bruit RTS (Random Telegraph Signal).

Le bruit de scintillation, dit bruit en $\frac{1}{f}$ ou « flicker noise », possède une densité spectrale de courant de bruit inversement proportionnel à la fréquence [19] :

$$S_I(f) = K \cdot \frac{I^a}{f^\alpha}$$

- K : constante caractéristique du composant
- I : courant traversant le composant
- a : constante comprise entre 0,5 et 2,5
- α : constante comprise entre 0,8 et 1,4

Les mécanismes mis en oeuvre dans ce type de bruit étant complexes et variant d'un dispositif à l'autre, l'origine de ce bruit est, aujourd'hui encore, largement débattue. S'il est reconnu que le bruit en $\frac{1}{f}$ est lié à des fluctuations de conductivité, il n'est en revanche pas encore clairement établi si son origine provient des fluctuations du nombre de porteurs de charge ou des fluctuations de la mobilité des porteurs [20]. Il existe donc deux modèles pour représenter ce bruit [21] : celui de M^c Whorter impute le bruit 1/f à des fluctuations du nombre de porteurs tandis que celui de Hooge l'attribue à des fluctuations de mobilité.

Le bruit de génération-recombinaison intervient dans les semi-conducteurs où des captures et des émissions de porteurs provoquent une fluctuation du nombre de porteurs de charge [22], [23]. Le nombre de porteurs participant à la conduction est donc variable, ce qui provoque des variations de tension/courant qui constituent le bruit de GR. L'origine de ces fluctuations peut être la transition d'un électron de la bande de conduction vers la bande de valence (génération), la transition d'un trou de la bande de valence vers la bande de conduction (recombinaison) ou encore le phénomène de piégeage-dépiégeage qui représente la capture (respectivement l'émission) d'un porteur par un défaut du réseau cristallin.

Nous rappelons l'expression de la densité spectrale de courant généré par un processus de génération-recombinaison dans un échantillon de semi-conducteur de volume V parcouru par un courant moyen I. Dans le cas simple de transitions entre une bande et des pièges possédant tous le même niveau d'énergie, le spectre du bruit de GR est de type lorentzien :

$$S_I(f) = \left(\frac{I}{n \cdot V} \right)^2 \cdot 4 \cdot \overline{\Delta N^2} \cdot \frac{\tau}{1 + \omega^2 \cdot \tau^2}$$

Où n est la densité volumique de porteurs de charge, $\overline{\Delta N^2}$ est la valeur quadratique moyenne des fluctuations du nombre de porteurs, $\tau = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c}$ est un temps de relaxation caractéristique d'un niveau de piège, et ω est la pulsation.

Outre la qualité du cristal, le courant de bruit de génération-recombinaison étant proportionnel au carré du courant, la limitation de ce phénomène dépend donc de la minimisation du courant.

Enfin, le bruit RTS qu'on appelle également bruit « burst », bruit en créneaux ou bruit « popcorn » se manifeste sous la forme d'un courant ayant une amplitude à deux états stables (autour d'un niveau de référence pris en l'absence de bruit) et dont la transition entre ces deux états est très rapide. Ce type de bruit est lié au piégeage-dépiégeage d'un porteur de charge, ce qui conduit à une fluctuation aléatoire de la conductance [24].

Le spectre d'un signal RTS pur est également lorentzien :

$$\frac{S_N}{N^2} = \frac{S_I}{I^2} = \frac{S_V}{V^2} = \frac{\overline{\Delta N^2}}{N^2} \frac{4 \cdot \tau_p}{1 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau_p)^2}$$

N représente le nombre de porteurs, $\overline{\Delta N^2}$ est la valeur quadratique moyenne des fluctuations du nombre de porteurs et τ_p est le temps de relaxation.

III Modèle de transistor bipolaire à hétérojonction

Nous présentons ce modèle qui est utilisé par la technologie TBH HB20M d'UMS. Le principe du transistor bipolaire à hétérojonction et le modèle grand signal issu de la structure du transistor sont présentés dans la thèse de Stéphane Augaudy [25].

III.1 Principe de fonctionnement des TBH

Le principe de fonctionnement du TBH est proche de celui du transistor bipolaire à homojonction [26], [27]. La présence de l'hétérojonction entraîne l'augmentation de la barrière de potentiel entre l'émetteur et la base vue par les trous ; ce qui favorise le coefficient d'émission. L'étude phénoménologique d'un TBH est donc équivalente à celle d'un transistor bipolaire à homojonction ; la différence se traduit essentiellement par un décalage entre les caractéristiques courant / tension $I_e=f(V_{be})$.

$$\text{Transistor bipolaire à homojonction : } I_{se} = I_s \left(e^{\frac{q \cdot V_{be}}{N \cdot K \cdot T}} - 1 \right)$$

$$\text{Transistor bipolaire à hétérojonction : } I_{se} = I_s \left(e^{\frac{q \cdot V_{be}}{N \cdot K \cdot T} - \frac{\Delta E_v}{KT}} - 1 \right)$$

- I_s : courant de saturation de la diode
- V_{be} : tension base-émetteur
- N : facteur d'idéalité de la diode
- K : constante de Boltzmann
- T : température en Kelvin
- ΔE_v : discontinuité des bandes de valence

Dans le cas du transistor bipolaire à hétérojonction le gain en courant β est proportionnel à $\exp(\frac{\Delta E_v}{KT})$ avec $\Delta E_v \gg \Delta E_c$. Ceci explique que le gain du transistor est plus important.

L'hétérojonction est constituée par la juxtaposition de deux semi-conducteurs différents présentant des largeurs de bande interdite (ou gap) différentes (GaAlAs / GaAs, GaInP / GaAs, InP / GaInPAs, etc., ...) [28], [29]. Les schémas de bande Figure 23 et Figure 24 présentent les différences entre une homojonction et une hétérojonction classique GaAlAs / GaAs de type NPN.

E_c et E_v représentent respectivement les niveaux d'énergie de conduction et de valence et E_{fe} , E_{fc} et E_f le niveau d'énergie de fermi.

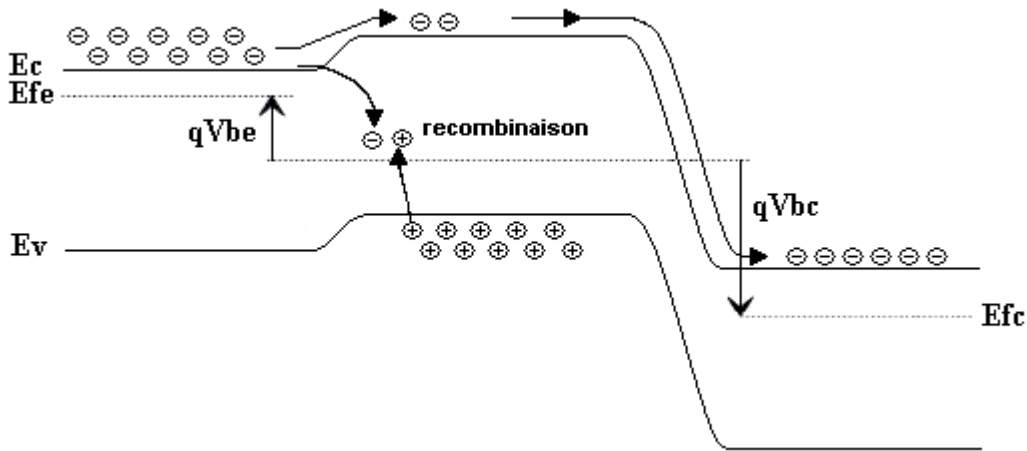


Figure 23 Bandes d'énergie sous polarisation normale d'un transistor à homojonction

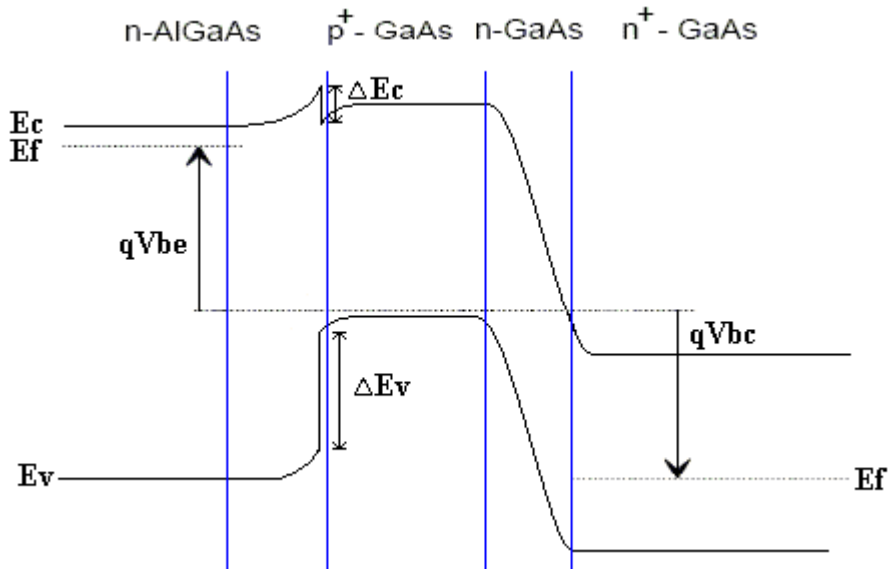


Figure 24 Structure de bande sous polarisation normale d'un transistor à hétérojonction

La réalisation des transistors microondes à hétérojonction se fait de façon verticale par rapport au substrat. L'épaisseur des couches, et notamment celle critique de la base, est contrôlée par les techniques d'épitaxie, ce qui permet d'obtenir facilement des épaisseurs de seulement quelques dizaines de nanomètres. Les dimensions transverses déterminent en fait la surface de la jonction, et se satisfont des méthodes d'insolation optique. La Figure 25 présente une vue en coupe simple du transistor bipolaire à hétérojonction.

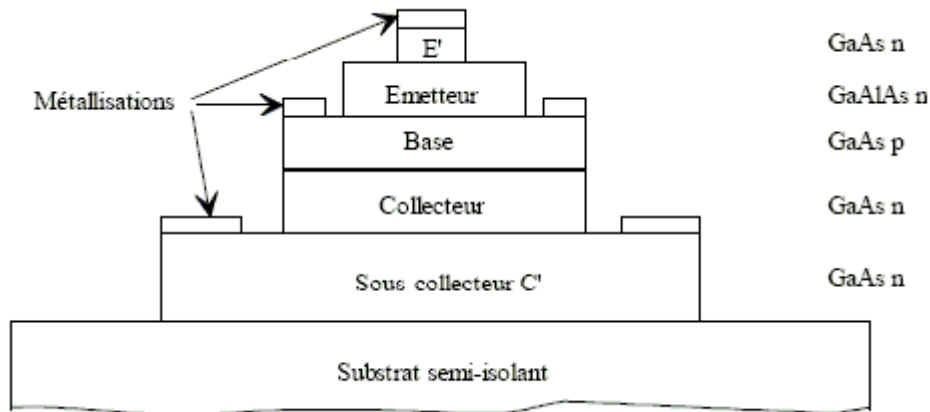


Figure 25 Vue en coupe du transistor bipolaire à hétérojonction AlGaAs / GaAs

Les hétérostructures permettent, par leurs diagrammes de bande associés, de concilier un fort dopage de la base (donc une faible résistance de base) et une barrière importante pour les porteurs minoritaires de la jonction base-émetteur (donc un rendement d'injection et un gain important).

III.2 Modèle grand signal du TBH

L'analyse de la structure du transistor bipolaire à hétérojonction permet de déduire une première topologie du modèle grand signal à éléments localisés. Cette topologie de modèle grand signal est déduite d'une analyse du comportement électrique petit signal du transistor bipolaire à hétérojonction. Sur la Figure 26 nous présentons une vue en coupe de la structure d'un transistor composé d'un seul doigt d'émetteur sur laquelle nous avons superposé le schéma électrique équivalent. I_{c_t} représente la source de courant commandée par les tensions V_{be} et V_{ce} du transistor et C_{bc_ex} , C_{bc_in} , C_{be} représentent les capacités de jonctions non linéaires. R_c , R_e , R_{bb} modélisent les résistances de contacts métalliques et R_{in} la résistance de base intrinsèque. C_{ce} symbolise la capacité qu'il existe entre le collecteur et l'émetteur.

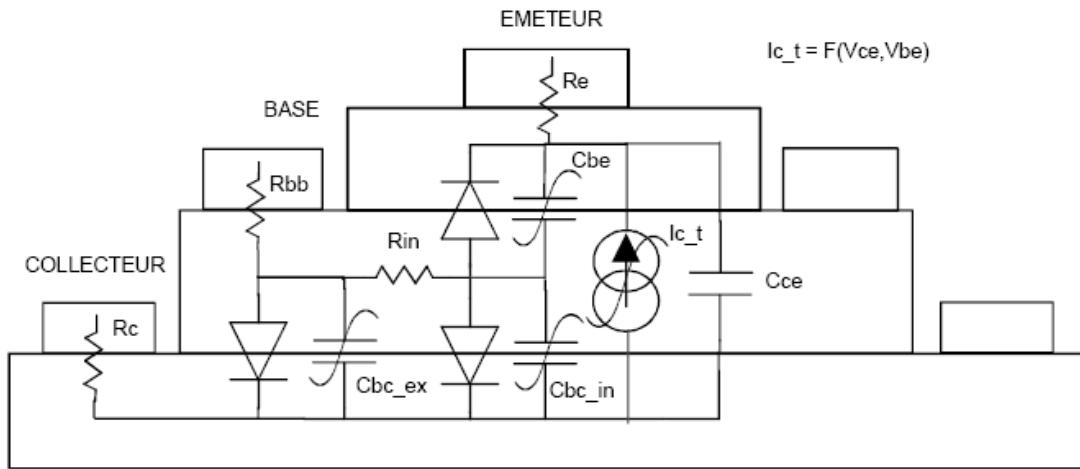


Figure 26 Vue en coupe d'un transistor TBH mono-doigt avec la superposition du schéma électrique grand signal

Pour compléter le modèle grand signal celui-ci doit tenir compte des éléments d'accès du transistor tels que les inductances parasites ou bien les capacités de plots. Le schéma équivalent grand signal peut alors se mettre sous la forme de la Figure 27.

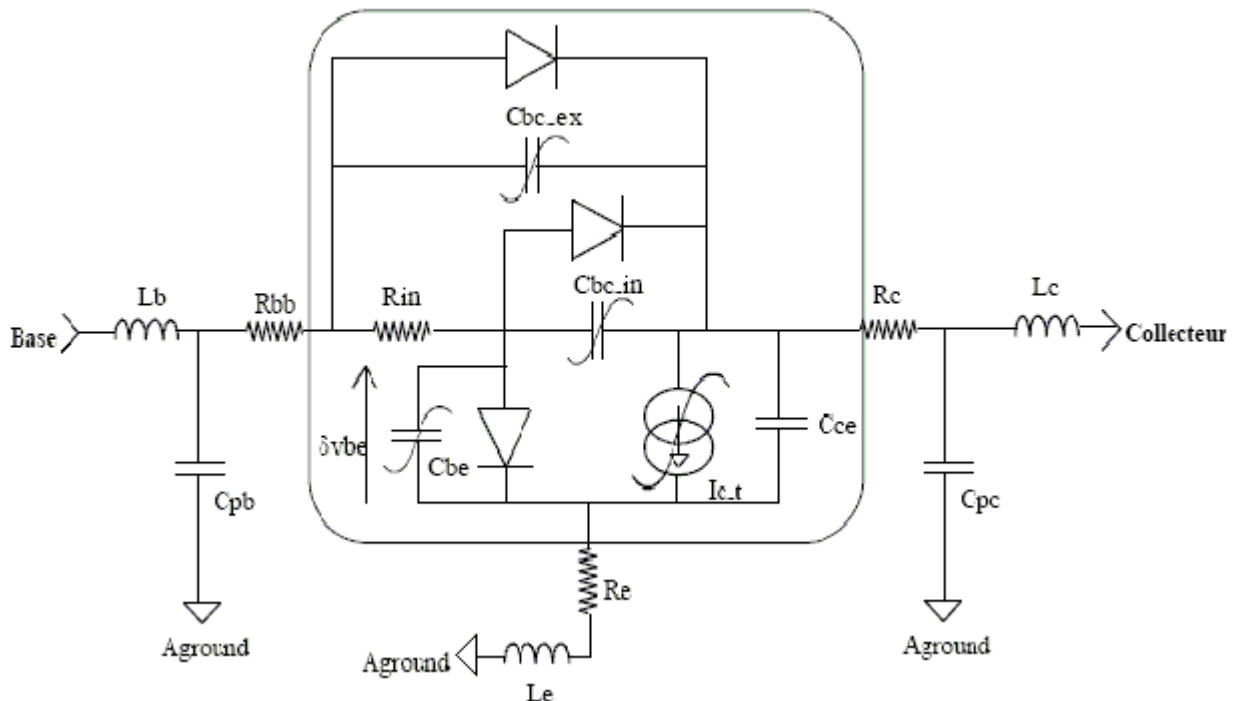


Figure 27 Modèle grand signal issu de la structure du transistor TBH

Chaque élément discret traduit par sa nature les comportements locaux de la structure physique du transistor. Ainsi, l'effet fondamental du transistor est représenté par la source de courant non-linéaire I_c . La modélisation de la jonction base émetteur est réalisée par une diode en parallèle sur une capacité non linéaire C_{be} . De la même manière, la jonction base collecteur est modélisée par une diode en parallèle sur une capacité, distribuées entre la base et le collecteur. Les éléments R_{bb} , R_c représentent les résistances parasites d'accès dues en partie aux contacts ohmiques et à la résistance intrinsèque du matériau. La résistance de base est une grandeur importante pour le fonctionnement hyperfréquence du transistor, puisque la valeur de la fréquence maximale d'oscillation dépend directement de cette résistance. De même, R_e représente la résistance d'accès de l'émetteur due en partie au contact ohmique. Les éléments L_b et L_c , représentent les inductances parasites du transistor, induites par les ponts de connexions base émetteur et base collecteur. L'élément L_e , représente l'inductance liée à la mise à la masse de l'émetteur, dans le cas d'un montage émetteur commun, par l'intermédiaire de « Via holes ». Les capacités de plots C_{pb} et C_{pc} , représentent les capacités parasites situées respectivement sous les zones de contacts ohmiques et le substrat semi-isolant.

IV Déterminations des sources de bruit cyclostationnaires BF de la technologie HB20M (UMS)

IV.1 Définition des sources de bruit cyclostationnaires

IV.1.1 Définition de la cyclostationnarité au sens large

La définition suivante est donnée dans le livre de W.A. Gardner [30]. Elle peut être appliquée à tous les phénomènes qui ont des propriétés périodiques.

Un procédé nommé $X(t)$ est dit cyclostationnaire au sens large si sa fonction d'autocorrélation et sa moyenne sont périodiques de période T :

$$m_x(t+T) = m_x(t) = E\{X(t)\} \quad [1]$$

$$\text{et} \quad R_X(t_1, t_2) = E\{X(t_1), X(t_2)\} \quad [2]$$

Quels que soient t , t_1 et t_2 .

Nous focalisons notre attention sur la fonction d'autocorrélation. L'équation ci dessus peut être exprimée comme :

$$R_X\left(t + T + \frac{\tau}{2}, t + T - \frac{\tau}{2}\right) = R_X\left(t + \frac{\tau}{2}, t - \frac{\tau}{2}\right) \quad [3]$$

De plus $R_X\left(t + \frac{\tau}{2}, t - \frac{\tau}{2}\right)$, qui est une équation à deux variables indépendantes t et τ , est périodique en t de période T pour chaque valeur de τ . Alors R_X peut être exprimé en série de Fourier comme :

$$R_X\left(t + \frac{\tau}{2}, t - \frac{\tau}{2}\right) = \sum_{\alpha} R_X^{\alpha}(\tau) \cdot e^{i2\pi\alpha t} \quad [4]$$

avec $\{R_X^{\alpha}\}$ les coefficients de Fourier qui s'expriment ainsi :

$$R_X^{\alpha}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_X\left(t + \frac{\tau}{2}, t - \frac{\tau}{2}\right) \cdot e^{-i2\pi\alpha t} dt \quad [5]$$

où α couvre tous les multiples entiers de la fréquence fondamentale $1/T$.

Ce modèle d'équation R_X est adéquat pour un phénomène avec une seule périodicité. Cependant, pour un phénomène comportant plusieurs périodicités, le modèle peut être généralisé. Il suffit que α couvre tous les multiples entiers de toutes les fréquences fondamentales concernées, comme $1/T_1, 1/T_2, 1/T_3, \dots$, et l'équation [5] doit être modifiée comme suit :

$$R_X^{\alpha}(\tau) = \lim_{Z \rightarrow \infty} \frac{1}{Z} \int_{-Z/2}^{Z/2} R_X\left(t + \frac{\tau}{2}, t - \frac{\tau}{2}\right) \cdot e^{-i2\pi\alpha t} dt \quad [6]$$

De tels procédés sont dits quasi- cyclostationnaires au sens large, par analogie avec le fait que la fonction $R_X(t + \frac{\tau}{2}, t - \frac{\tau}{2})$ est une fonction dit quasi-périodique. Plus généralement, un procédé non stationnaire $X(t)$ fait apparaître une cyclostationnarité s'il existe une fréquence α pour laquelle le coefficient de Fourier défini par l'équation précédente est différent de zéro.

De plus la densité spectrale de ce processus est, elle aussi, périodique.

$$S_X(t, f) = \sum_{\alpha} S_X^{\alpha}(f) e^{i2\pi\alpha t} \stackrel{\Delta}{=} \int_{-\infty}^{+\infty} R_X\left(t + \frac{\tau}{2}, t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-i2\pi\tau f} \cdot d\tau \quad [7]$$

IV.1.2 Les sources de bruit BF sont-elles cyclostationnaires ?

Nous allons prendre l'exemple du courant qui traverse un semi-conducteur, Figure 28.

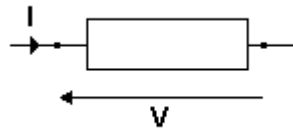


Figure 28 Semi-conducteur traversé par un courant

L'équation du courant traversant une résistance linéaire homogène s'écrit :

$$I = q \cdot A \cdot n_0 \cdot v = q \cdot A \cdot n_0 \cdot \mu_0 \cdot E \quad [8]$$

Où q est la charge des porteurs qui traversent le semi-conducteur, A est la surface traversée de l'échantillon, n_0 représente la densité des porteurs, v la vitesse des porteurs, μ_0 est la mobilité des porteurs et E le champ électrique dans la résistance.

Le courant de bruit local est induit par deux types de fluctuations basses fréquences : les fluctuations du nombre des porteurs de charge liées aux taux d'occupation des pièges et la fluctuation de la mobilité des porteurs. Pour une décomposition au premier ordre du courant nous obtenons :

$$\delta i = q \cdot A \cdot \delta n_0(x) \cdot v + q \cdot A \cdot n_0 \cdot \delta \mu_0(x) \cdot E = \delta i_{GR} + \delta i_{1/f} \quad [9]$$

La fluctuation du nombre des porteurs, δn_0 induit un bruit de génération-recombinaison dont la densité spectrale s'écrit :

$$\frac{S_{\delta n_0}(x, \omega)}{n_0^2} = \frac{K_n(x)}{1 + \omega^2 \cdot \tau^2} \quad [10]$$

avec K_n et τ fonctions du signal appliqué

La fluctuation de la mobilité des porteurs, $\delta \mu_0$ induit un bruit en $\frac{1}{f}$ dont la densité spectrale s'écrit :

$$S_{\delta \mu_0}(x, \omega) = \frac{K_\mu(x)}{\omega^n} \quad [11]$$

avec K_μ fonction du signal appliqué

IV.1.2.1 Source de bruit de génération-recombinaison

En présence d'une tension de polarisation continue la vitesse des porteurs v_{DC} est constante, la source de bruit locale δi_{GR_0} , est définie par l'équation suivante [31] :

$$\delta i_{GR_0} = q \cdot A \cdot \delta n_0 \cdot v_{DC} \quad [12]$$

Nous allons nous intéresser à l'effet d'un piège de constante de temps τ . Il est évident que le modèle est généralisable à plusieurs pièges puisque leurs effets s'ajoutent quadratiquement. Si la fluctuation basse fréquence du nombre de porteurs est décrite sous forme de pseudo sinusoides $\delta n_{BF}(\Omega_n, t)$, nous obtenons pour chacune d'elles :

$$\delta n_{BF}(t) = \delta n_n \cdot \cos(\Omega_n \cdot t + \varphi_n) \quad [13]$$

Dans la relation précédente, $\overline{\delta n_n^2}$ représente la densité spectrale de la fluctuation basse fréquence des porteurs de pulsation Ω_n , et variant en $\frac{K}{1 + \Omega_n^2 \cdot \tau^2}$. φ_n est la phase aléatoire et τ est la constante de temps du piège considéré. Il en résulte une source de Norton de courant de bruit :

$$\delta i_{GR}(t) = q \cdot A \cdot v \cdot \delta n_{BF}(t) = q \cdot v \cdot A \cdot \delta n_n \cdot \cos(\Omega_n \cdot t + \varphi_n) \quad [14]$$

Calculons à présent la source de bruit résultante, en présence d'un signal déterministe HF. La tension aux bornes du semi-conducteur est fonction de la tension de polarisation et de la tension HF. C'est pourquoi la vitesse des porteurs est composée d'une vitesse constante et d'une vitesse HF :

$$v \rightarrow v_{DC} + \tilde{v}_{HF} \quad [15]$$

avec

$$\tilde{v}_{HF} = v_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) \quad [16]$$

La source de bruit [14] s'écrit alors :

$$\delta i_{GR}(t) = q \cdot A \cdot \delta n_n \cdot (v_{DC} + \tilde{v}_{HF}) \cdot \cos(\Omega_n \cdot t + \varphi_n) \quad [17]$$

$$\delta i_{GR}(t) = \delta i_{GR_0} + \delta i_{GR_n}(t) \quad [18]$$

avec

$$\delta i_{GR_n}(t) = q \cdot A \cdot v_0 \cdot \delta n_n \cdot \cos(\Omega_n \cdot t + \varphi_n) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) \quad [19]$$

La relation [19] s'écrit aussi :

$$\delta i_{GR_n}(t) = q \cdot A \cdot v_0 \cdot \delta n_n \cdot \{ \cos((\omega_0 + \Omega_n) \cdot t + (\varphi_0 + \varphi_n)) + \cos((\omega_0 - \Omega_n) \cdot t + (\varphi_0 - \varphi_n)) \} \quad [20]$$

Il en résulte que dans un semi-conducteur, bien que le phénomène de bruit de génération recombinaison des porteurs soit un phénomène basse fréquence, la source de courant de bruit résultante est translatée autour des composantes du spectre RF à ω_0 . Ce modèle est généralisable à plusieurs pièges et l'association du bruit BF induit par chaque piège contribue au bruit GR total situé autour de la fréquence porteuse.

Dans le calcul précédent la source de courant de bruit GR, en présence de signaux HF devient quasi-périodique de période $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$ et par conséquence cyclostationnaire.

IV.1.2.2 Source de bruit en 1/f

Le bruit en $\frac{1}{f}$ provient de la fluctuation de la mobilité μ des porteurs (Hooge), qui engendre une fluctuation de la vitesse des porteurs dans le semi-conducteur.

$$\delta v = \delta \mu \cdot E \quad [21]$$

En présence d'un champ électrique constant E_{DC} , la source de bruit locale $\delta i_{(1/f)_0}$, est définie par l'équation suivante :

$$\delta i_{(1/f)_0} = q \cdot A \cdot n_0 \cdot \delta \mu_0 \cdot E_{DC} \quad [22]$$

Nous allons nous intéresser à une variation de mobilité des porteurs. Il est évident que le modèle est généralisable à plusieurs variations qui s'ajoutent quadratiquement. Si la fluctuation basse fréquence de la mobilité des porteurs est décrite sous forme de pseudo sinusoïdes $\delta \mu_{BF}(\Omega_n, t)$, nous obtenons pour chacune d'elles :

$$\delta \mu_{BF}(t) = \delta \mu_n \cdot \cos(\Omega_n \cdot t + \varphi_n) \quad [23]$$

Dans la relation précédente, $\overline{\delta\mu_n^2}$ représente la densité spectrale de la fluctuation basse fréquence de la mobilité des porteurs de pulsation Ω_n , et variant en $\frac{K}{\Omega_n^p}$, avec φ_n la phase aléatoire. Il en résulte une source de Norton de courant de bruit :

$$\delta i_{(1/f)}(t) = q \cdot A \cdot n_0 \cdot E \cdot \delta\mu_{BF}(t) = q \cdot A \cdot n_0 \cdot E \cdot \delta\mu_n \cdot \cos(\Omega_n \cdot t + \varphi_n) \quad [24]$$

Calculons à présent la source de bruit résultante, en présence d'un signal déterministe HF. Nous avons le champ électrique aux bornes du semi-conducteur qui est fonction du champ électrique continu et du champ électrique HF :

$$E \rightarrow E_{DC} + \tilde{E}_{HF} \quad [25]$$

avec

$$\tilde{E}_{HF} = E_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) \quad [26]$$

La source de bruit [24] s'écrit :

$$\delta i_{(1/f)}(t) = q \cdot A \cdot n_0 \cdot \delta\mu_n \cdot (E_{DC} + \tilde{E}_{HF}) \cdot \cos(\Omega_n \cdot t + \varphi_n) \quad [27]$$

$$\delta i_{(1/f)}(t) = \delta i_{(1/f)_0} + \delta i_{(1/f)_n}(t) \quad [28]$$

avec

$$\delta i_{(1/f)_n}(t) = q \cdot A \cdot n_0 \cdot \delta\mu_n \cdot E_0 \cdot \cos(\Omega_n \cdot t + \varphi_n) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) \quad [29]$$

La relation [29] s'écrit aussi :

$$\delta i_{(1/f)_n}(t) = q \cdot A \cdot n_0 \cdot \delta\mu_n \cdot E_0 \cdot \{\cos((\omega_0 + \Omega_n) \cdot t + (\varphi_0 + \varphi_n)) + \cos((\omega_0 - \Omega_n) \cdot t + (\varphi_0 - \varphi_n))\} \quad [30]$$

Il en résulte que dans un semi-conducteur, bien que le phénomène de bruit en $\frac{1}{f}$ soit un phénomène basse fréquence, il est translaté autour des composantes du spectre RF. Ce modèle est généralisable à plusieurs mobilités de porteurs et l'association du bruit BF induit par chaque mobilité, contribue au bruit $\frac{1}{f}$ total situé autour de la fréquence porteuse.

Dans le calcul précédent la source de courant de bruit en $\frac{1}{f}$, en présence de signaux HF devient quasi-périodique de période $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$ et par conséquence cyclostationnaire.

IV.1.3 Généralisation de l'expression d'une source de bruit locale

Les fluctuations de densité de courant sont dues aux fluctuations des porteurs ou aux fluctuations de leur vitesse ou aux variations de la mobilité. L'expression générale d'une source de bruit locale peut se déduire de l'équation [8].

Le courant de la source de bruit local est :

$$\delta i = q \cdot A \cdot \delta n_0 \cdot \mu_0 \cdot E + q \cdot A \cdot n_0 \cdot \delta \mu_0 \cdot E = \delta i_{GR} + \delta i_{1/f} = I \cdot \frac{\delta n_0}{n_0} + I \cdot \frac{\delta \mu_0}{\mu_0} \quad [31]$$

En généralisant nous obtenons l'équation suivante :

$$\delta i = I \cdot \frac{\delta P}{P} \quad [32]$$

Où P est le paramètre représentant n_0 , v ou μ_0 et δP la partie fluctuante du paramètre P .

Quand un signal périodique est appliqué à un semi-conducteur, le courant I devient périodique jusqu'à la vitesse de saturation des porteurs. Le paramètre P peut être constant ou périodique. Il est constant lorsqu'il représente les densités de porteurs majoritaires dans une résistance ou la vitesse

de diffusion des porteurs minoritaires dans une zone quasi neutre. Il est périodique lorsqu'il représente la densité des porteurs minoritaires ou la vitesse de dérive des porteurs dans une zone en présence du champ E .

La partie fluctuante δP est un processus passe-bas et peut être considéré comme dépendant en moyenne de la valeur du signal appliqué.

Le produit I par $\frac{\delta P}{P}$ peut conduire soit à des sources de bruit cyclostationnaires, soit à des sources de bruit linéaires ou quasistationnaires. Les sources de bruit sont cyclostationnaires si P est une fonction périodique et elles sont linéaires si P est constant.

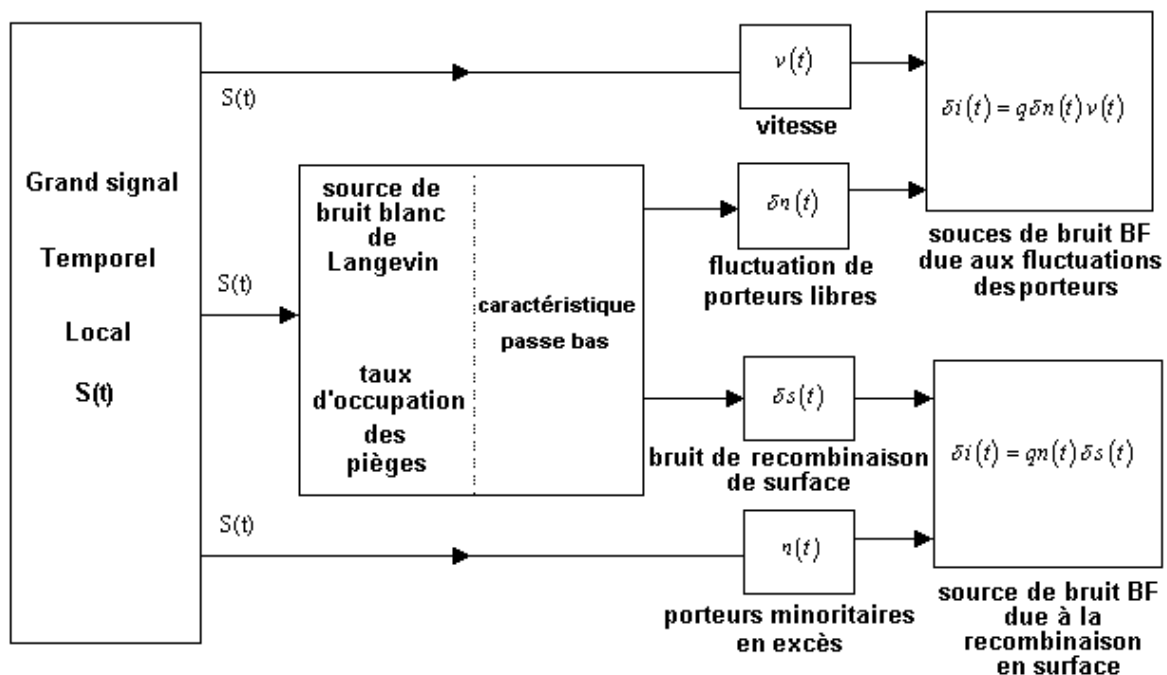


Figure 29 Génération des sources de courant de bruit basse fréquence de GR

Le schéma de la Figure 29 représente la génération des sources de courant de bruit basse fréquence de génération-recombinaison. Nous utiliserons ce principe lors de l'implantation du modèle électrique des sources de bruit cyclostationnaires dans le simulateur ADS.

IV.1.4 Modélisation empirique de bruit basse fréquence

La présence d'un signal périodique appliqué à un semi-conducteur, induit un courant I périodique. C'est pourquoi nous pouvons décomposer ce courant I en série de Fourier :

$$I(t) = \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} I_k e^{jk\omega_0 t} \quad [33]$$

Grâce à cette décomposition en série de Fourier et grâce aux définitions des densités spectrales de courant de bruit vues précédemment, nous écrivons les densités spectrales de corrélation de la source de courant de bruit δi .

Dans le cas d'une source de bruit de GR lié aux fluctuations des porteurs, sa densité spectrale s'écrit :

$$S_{\delta i(x,\omega,k\omega_0,p\omega_0)} = I(k\omega_0) \frac{K(x)}{1 + \omega^2 \tau^2} I^*(p\omega_0) \quad [34]$$

avec $\tau = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c}$.

Dans le cas d'une source de bruit en $\frac{1}{f}$ lié aux fluctuations de la mobilité des porteurs, elle s'écrit :

$$S'_{\delta i(x,\omega,k\omega_0,p\omega_0)} = I(k\omega_0) \frac{K'(x)}{\omega^n} I^*(p\omega_0) \quad [35]$$

avec n une constante comprise entre 0,8 et 1,4.

La généralisation du modèle des sources de bruit cyclostationnaires basse fréquence est symbolisée sur la Figure 30.

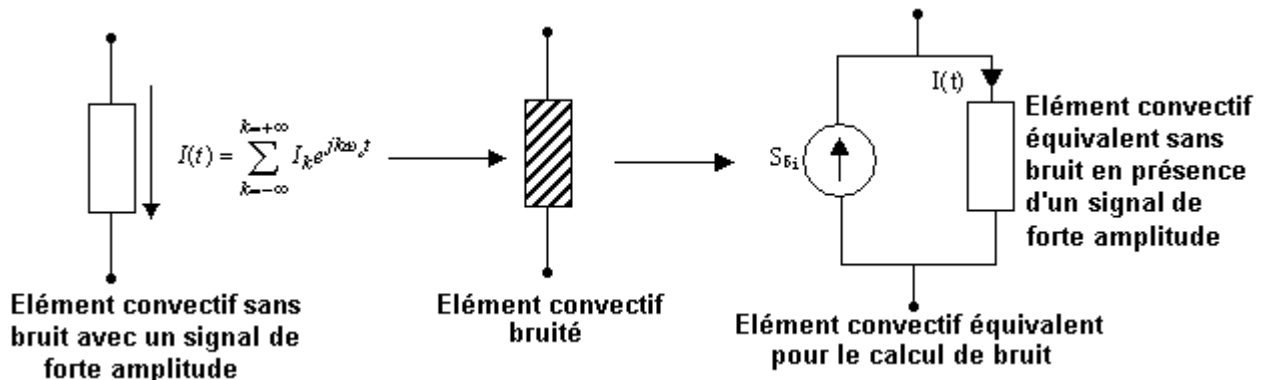


Figure 30 Modèle empirique de bruit basse fréquence associé à un élément convectif où il est généré

L'équation généralisée s'écrit :

$$S_{\delta i(\omega, k\omega_0, p\omega_0)} = I(k\omega_0)N(\omega, I_0)I^*(p\omega_0) \quad [36]$$

Lorsqu'un signal bas niveau est appliqué au semi-conducteur, la densité spectrale $N(\omega, I_0)$ peut être considérée comme indépendante du signal d'entrée. Quand le niveau d'un signal périodique, appliqué au même semi-conducteur augmente, la densité spectrale $N(\omega, I_0)$ devient fonction de ce signal au travers de la valeur moyenne du courant $I(t)$. Il faut noter que cette représentation nécessite un calcul préalable en état établi large signal afin d'analyser les performances en bruit du circuit.

Nous présentons dans la suite la méthode de mesure employée pour l'extraction des sources de bruit de courant de la technologie HB20M d'UMS. Ensuite nous présenterons l'implantation du modèle électrique des sources de bruit cyclostationnaires dans le simulateur ADS.

IV.2 Présentation du banc de mesure de bruit basse fréquence

Comme le présente Ahmed Lyoubi dans sa thèse [32], le banc de bruit réalisé utilise le principe de décomposition d'un quadripôle bruyant en un quadripôle équivalent non bruyant associé à deux sources de bruit en courant corrélées I_1 et I_2 placées à l'entrée et à la sortie comme présenté sur la Figure 31.

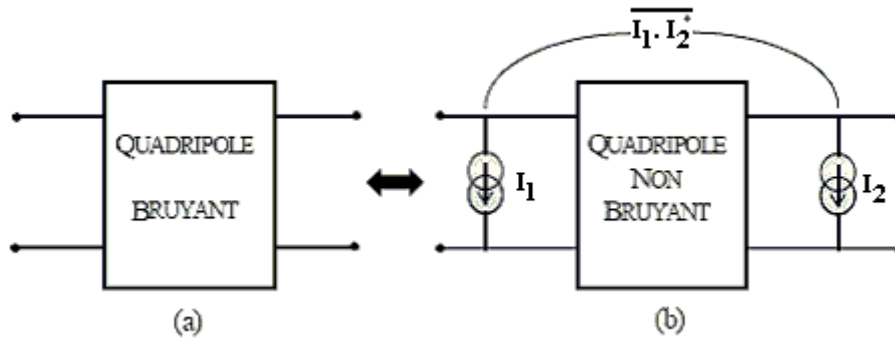


Figure 31 représentation de bruit basse fréquence d'un quadripôle

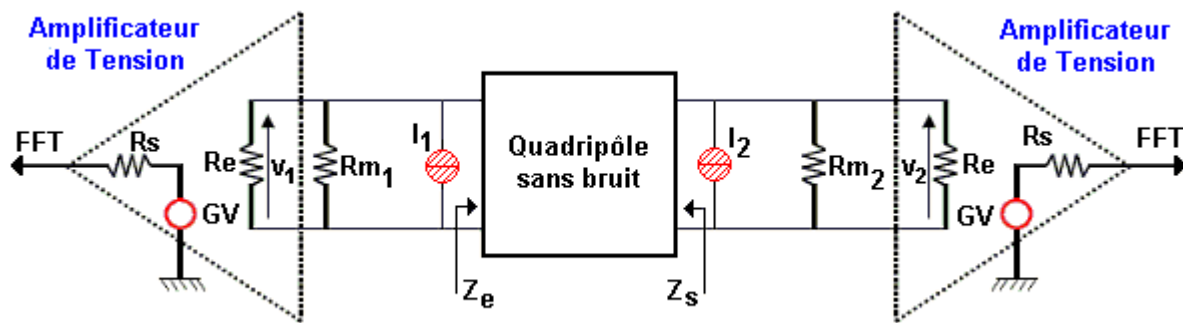


Figure 32 configuration de la mesure des densités spectrales de courant de bruit basse fréquence

Plusieurs configurations de bancs sont possibles : elles dépendent du type de transistors mesurés (transistor bipolaire ou transistor à effet de champ) et des impédances d'entrées et de sorties présentées par les transistors. Ces différentes configurations de banc sont évoquées dans la thèse d'Ahmed Lyoubi. Nous présentons dans la Figure 32 la configuration que nous avons utilisée pour mesurer des densités spectrales de courant en entrée et en sortie des transistors bipolaires à hétérojonction de la technologie HB20M.

IV.2.1 Choix de la configuration de la mesure

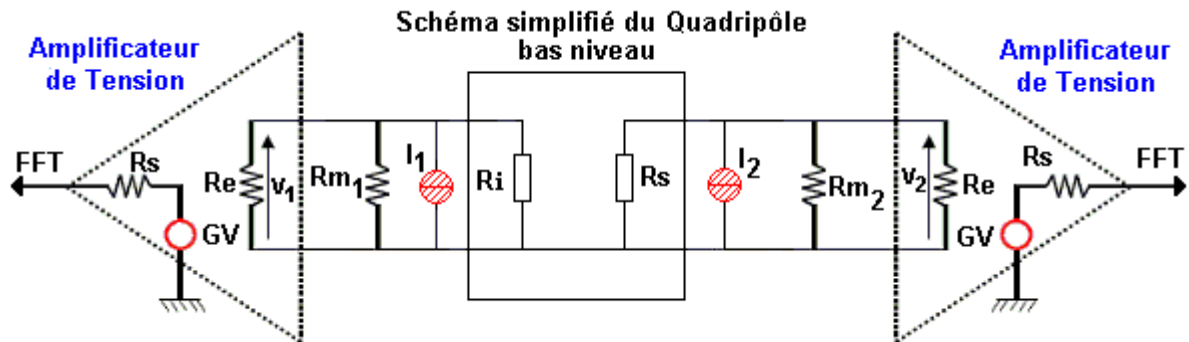


Figure 33 Configuration de la mesure avec un modèle de transistor bipolaire

Ri symbolise la résistance d'entrée du TBH et Rs la résistance de sortie.

Les mesures des densités spectrales de courant de bruit sont effectuées aux points de polarisation dans la zone de fonctionnement des transistors dans les oscillateurs.

Le bruit en courant de sortie, I₂ est mesuré en ajoutant en sortie du quadripôle une résistance en parallèle R_{m2}, de faible valeur (100Ω environ) par rapport à l'impédance de sortie Rs du transistor bipolaire (quelques dizaines de kΩ). La tension amplifiée s'écrit :

$$V_2 = (R_{m2} // R_s) \cdot I_2 = R_{m2} \cdot I_2 \quad \text{car} \quad R_{m2} \ll R_s$$

La totalité du courant circule dans la résistance R_{m2} et en prélevant la tension V₂ aux bornes de la résistance R_{m2} avec un amplificateur de tension faible bruit nous obtenons la densité spectrale de courant de bruit générée par le transistor en sortie du FFT.

Le bruit en courant d'entrée, I₁ est mesuré en ajoutant en entrée du quadripôle une résistance en parallèle R_{m1}, de faible valeur (10Ω environ). L'impédance d'entrée Ri du transistor bipolaire est aussi de faible valeur alors le courant I₁ circule à la fois dans R_{m1} et Ri.

$$V_1 = (R_{m1} // R_i) \cdot I_1 \quad \text{car} \quad R_{m1} \approx R_i$$

La valeur de la résistance R_i est déterminée lors de l'extraction des éléments non linéaires du modèle du transistor d'après des mesures de paramètres S. Il est donc très important d'extraire et connaître précisément les éléments non linéaires du TBH.

En prélevant la tension V_1 aux bornes des résistances R_{m1} et R_i avec un amplificateur de tension faible bruit, nous obtenons la densité spectrale de courant de bruit générée par le transistor en sortie du FFT.

En résumé pour faire les mesures ; nous avons utilisé des amplificateurs de tension faible bruit en entrée et en sortie du banc. Il est cependant nécessaire de connaître la valeur de certains paramètres du modèle de transistor non linéaire pour obtenir des mesures précises.

IV.2.2 Synoptique du banc de mesure de bruit basse fréquence

Le synoptique du banc de mesure est représenté sur la Figure 34.

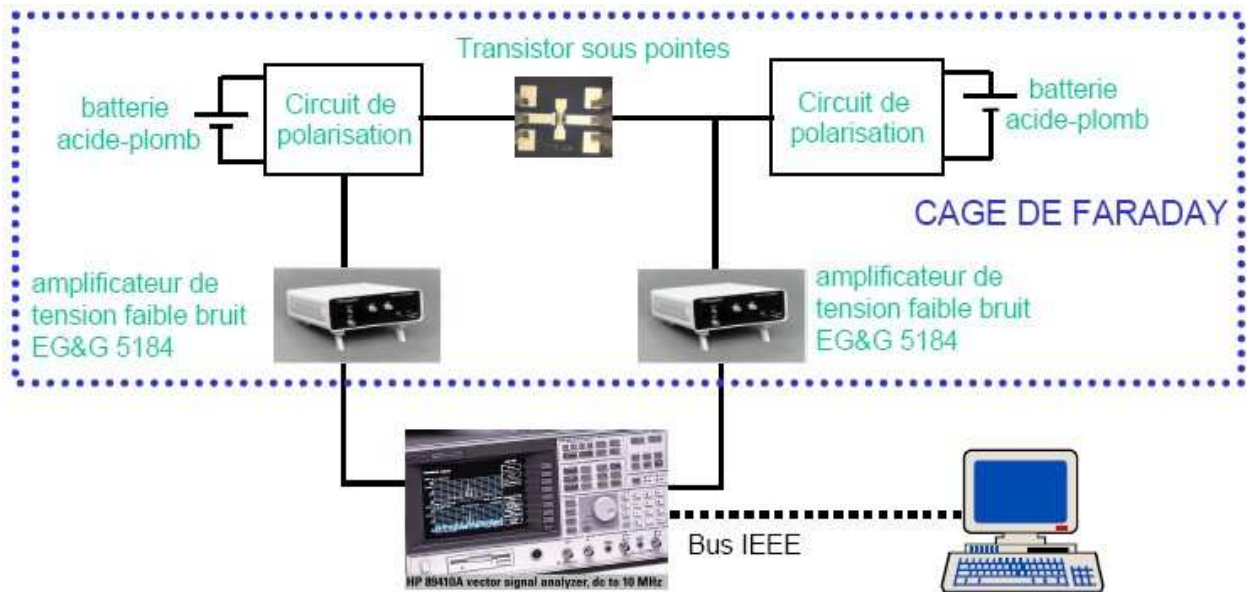


Figure 34 banc de mesure de bruit basse fréquence

Les amplificateurs de tension, le transistor sous test et les circuits de polarisation sont placés dans une cage de FARADAY pour s'affranchir au maximum des perturbations extérieures. De même, les amplificateurs fonctionnent sur batteries internes (le circuit de polarisation est conçu lui

aussi à partir d'une batterie) pour atténuer le plus possible la présence du 50Hz E.D.F. pendant les mesures. De plus, il existe des techniques de lissage pour faire disparaître ces pics sans altérer le spectre de bruit mesuré.

Le banc présenté ci-dessus permet de mesurer uniquement des densités spectrales de courant de bruit aux accès des transistors. Dans le but de réaliser un modèle électrique comportant des sources de bruit cyclostationnaires internes, il faut déterminer les sources de bruit principales du modèle et les relations qui existent avec les densités spectrales de courant de bruit mesurées.

IV.3 Détermination du modèle de bruit basse fréquence [33]

Dans un premier temps nous présenterons le modèle en T du transistor bipolaire basse fréquence avec les sources de bruit basse fréquence possibles. Ensuite nous déterminerons les sources de bruit principales de la technologie HB20M avec des mesures réalisées sur des transistors de différentes surfaces actives.

IV.3.1 Modèle BF de transistor bruité en T

La Figure 35 représente le modèle électrique en T du transistor bipolaire à hétérojonction basse fréquence comprenant toutes les sources de bruit basse fréquence cyclostationnaires possibles.

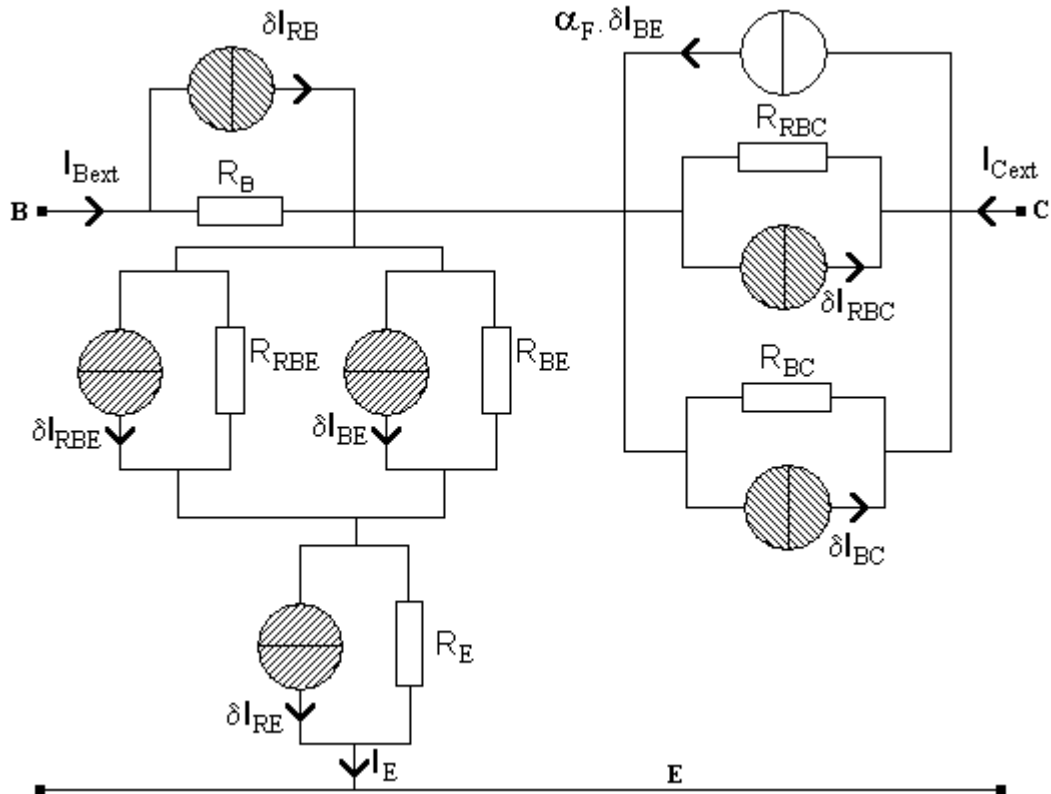


Figure 35 Modèle BF en T du transistor avec toutes ces sources de bruit BF

Dans ce modèle nous avons pris en considération cinq sources de bruit basse fréquence :

- δI_{BE} représente le bruit de volume lié au courant de la jonction base-émetteur
- δI_{RBE} représente le bruit de surface lié au courant de fuite de la jonction base-émetteur
- δI_{BC} représente le bruit de volume lié au courant de la jonction base-collecteur
- δI_{RBC} représente le bruit de surface lié au courant de fuite de la jonction base-collecteur
- δI_{RE} et δI_{RB} représentent le bruit lié aux résistances d'accès R_E et R_B

Ce modèle va servir de départ pour une identification entre les mesures des densités spectrales de courant réalisées aux accès du transistor, et les sources de bruit basse fréquence internes.

IV.3.2 Configurations des mesures

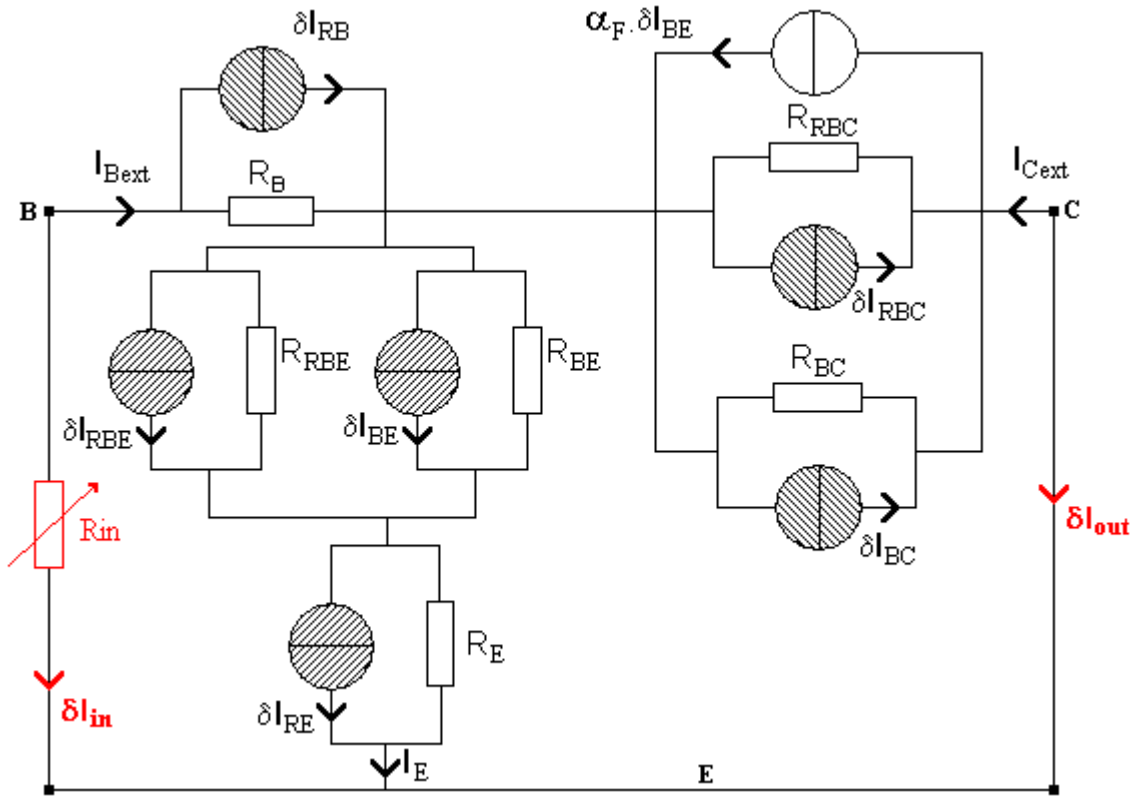


Figure 36 Configurations de mesures en court-circuit

La première configuration de mesure possible est symbolisée sur la Figure 36. Dans cette configuration où nous avons rajouté une résistance R_{in} en basse fréquence, nous pouvons mesurer les courants δI_{in} et δI_{out} . Pour $R_{in}=0\Omega$ nous mesurons les courants δI_{in} et δI_{out} et pour des valeurs importantes de R_{in} nous mesurons uniquement δI_{out} .

La deuxième configuration possible est représentée sur la Figure 37, et permet de mesurer le courant δI_{inCO} qui représente le courant d'entrée mesuré avec la sortie du transistor en collecteur ouvert.

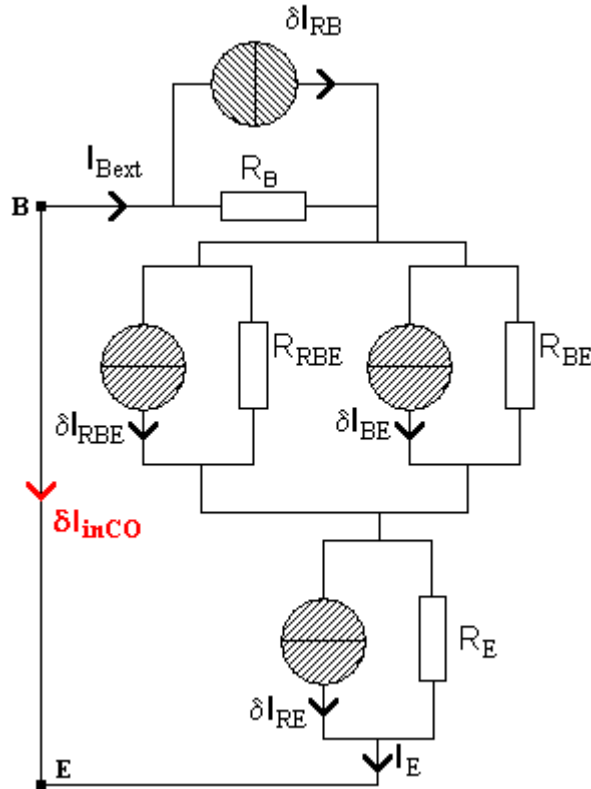


Figure 37 Configuration de la mesure en circuit ouvert

Avec les deux types de courant mesurés nous avons défini deux équations reliant les densités spectrales de courant mesurées et les densités spectrales de courant des sources de bruit internes du modèle électrique.

$$\begin{aligned}
 S_{\delta_{out}} = & \left[\frac{(R_{RBE} + R_{BE})(R_B + R_{in}) + R_{RBE}(R_E + R_{BE}) + R_{BE}R_E}{\Delta} \right]^2 \cdot S_{\delta_{BC}} \\
 & + \left[\frac{\alpha_F R_{BE}(R_{RBE} + R_E + R_B + R_{in})}{\Delta} \right]^2 \cdot S_{\delta_{BE}} + \left[\frac{\alpha_F R_{RBE} R_E}{\Delta^2} \right] \cdot S_{\delta_{RE}} \\
 & + \left[\frac{\alpha_F R_{RBE}(R_E + R_B + R_{in})}{\Delta} \right]^2 \cdot S_{\delta_{RBE}} + \left[\frac{\alpha_F R_{RBE} R_B}{\Delta^2} \right] \cdot S_{\delta_{RB}} \\
 & + \left[\frac{(R_{RBE} + R_{BE})(R_B + R_{in}) + R_{RBE}(R_E + R_{BE}) + R_{BE}R_E}{\Delta} \right]^2 \cdot S_{\delta_{RBC}}
 \end{aligned} \tag{37}$$

$$\begin{aligned}
 S_{\delta_{in}} = & \left[\frac{R_{RBE} R_E + R_{BE} R_E + R_{RBE} R_{BE}}{\Delta} \right]^2 \cdot S_{\delta_{BC}} + \left[\frac{R_{BE} ((1 - \alpha_F) R_{RBE} - \alpha_F R_E)}{\Delta} \right]^2 \cdot S_{\delta_{BE}} \\
 & + \left[\frac{R_E ((1 - \alpha_F) R_{RBE} + R_{BE})}{\Delta} \right]^2 \cdot S_{\delta_{RE}} + \left[\frac{R_B ((1 - \alpha_F) R_{RBE} + R_{BE})}{\Delta} \right]^2 \cdot S_{\delta_{RB}} \\
 & + \left[\frac{R_{RBE} (R_{BE} + \alpha_F R_E)}{\Delta} \right]^2 \cdot S_{\delta_{RBE}} + \left[\frac{R_{RBE} R_E + R_{BE} R_E + R_{RBE} R_{BE}}{\Delta} \right]^2 \cdot S_{\delta_{RBC}}
 \end{aligned} \tag{38}$$

avec

$$\Delta = R_{RBE} R_E + R_{BE} R_E + R_{RBE} R_{BE} + (R_B + R_{in}) [R_{BE} + (1 - \alpha_F) R_{RBE}] \tag{39}$$

IV.3.3 Simplification des équations

Comme il y a un nombre important de sources de bruit basse fréquence dans le modèle électrique, la localisation des sources principales est difficile.

Afin de retirer des indéterminations, nous avons réalisé des mesures de bruit complémentaires sur des varactors polarisés en inverse, construits sur la base de la jonction base-émetteur des TBH. Les résultats obtenus montrent que les densités spectrales δI_{RBC} et δI_{BC} sont négligeables devant les mesures faites sur les transistors. D'après cette comparaison nous avons éliminé les sources de bruit δI_{RBC} et δI_{BC} qui n'apportent pas de contributions principales de bruit basse fréquence au transistor. Cette conclusion est possible parce que la jonction base-émetteur du TBH est polarisée en inverse dans un mode de fonctionnement normal. La jonction est constituée d'une zone de charge d'espace où la génération des porteurs basse fréquence est faible. D'un autre côté, dans cette zone, un champ électrique fort domine et le bruit fondamental $\frac{1}{f}$ issue des fluctuations aléatoires de la mobilité des porteurs à champ faible est alors négligeable.

Nous pouvons aussi noter que d'après les équations nous associons les sources de bruit induit par les résistances R_B et R_E parce que les densités spectrales $S_{\delta_{RE}}$ et $S_{\delta_{RB}}$ sont multipliées par les

mêmes coefficients dans les équations précédentes. Nous définissons alors, une source de tension de bruit simple de densité spectrale : $S_{\delta V_R} = R_E^2 S_{\delta I_{RE}} + R_B^2 S_{\delta I_{RB}}$.

D'après [34], nous présumons que le comportement du bruit basse fréquence du TBH peut être principalement décrit par la combinaison de deux sources indépendantes

Nous allons essayer les couples de sources de bruit suivant:

- $S_{\delta I_{BE}}$ et $S_{\delta I_{RBE}}$
- $S_{\delta I_{BE}}$ et $S_{\delta V_R}$
- $S_{\delta I_{RBE}}$ et $S_{\delta V_R}$

Comme les sources principales ne sont a priori pas connues, une première extraction générale est réalisée sur plus d'une décade de courant de polarisation en résolvant les équations précédentes avec $R_{in}=0$, pour les trois couples. Le résultat de l'extraction de la densité spectrale des trois couples montre toujours des valeurs positives. Néanmoins, comme R_B et R_E sont des résistances linéaires, au moins au premier ordre, $S_{\delta V_R}$ doit montrer une évolution quadratique avec le courant de polarisation. Cependant, l'extraction de $S_{\delta V_R}$ montre une faible dépendance avec le courant de polarisation sur toute sa plage de variation. Cette dépendance n'est physiquement pas acceptable pour une résistance linéaire, qui peut être considéré comme un élément ohmique homogène [35], [36]. Par contraste la représentation log-log des densités spectrales $S_{\delta I_{BE}}$ et $S_{\delta I_{RBE}}$ extraite avec le couple $\{S_{\delta I_{RBE}}, S_{\delta I_{BE}}\}$ a une évolution quasi linéaire avec le courant sur toute sa plage de variation.

Nous pouvons conclure que le comportement du bruit basse fréquence du TBH de la technologie HB20M, peut être attribué aux sources $S_{\delta I_{BE}}$ et $S_{\delta I_{RBE}}$ générées par les fluctuation des porteurs minoritaires dans la jonction base-émetteur (périphérie et volume).

Il en découle alors la Figure 38 qui représente le modèle TBH basse fréquence avec les sources de bruit retenues. $S_{\delta I_{BE}}$ est fonction du courant de volume qui traverse la diode base-émetteur et $S_{\delta I_{RBE}}$ est fonction du courant de surface de la diode base-émetteur.

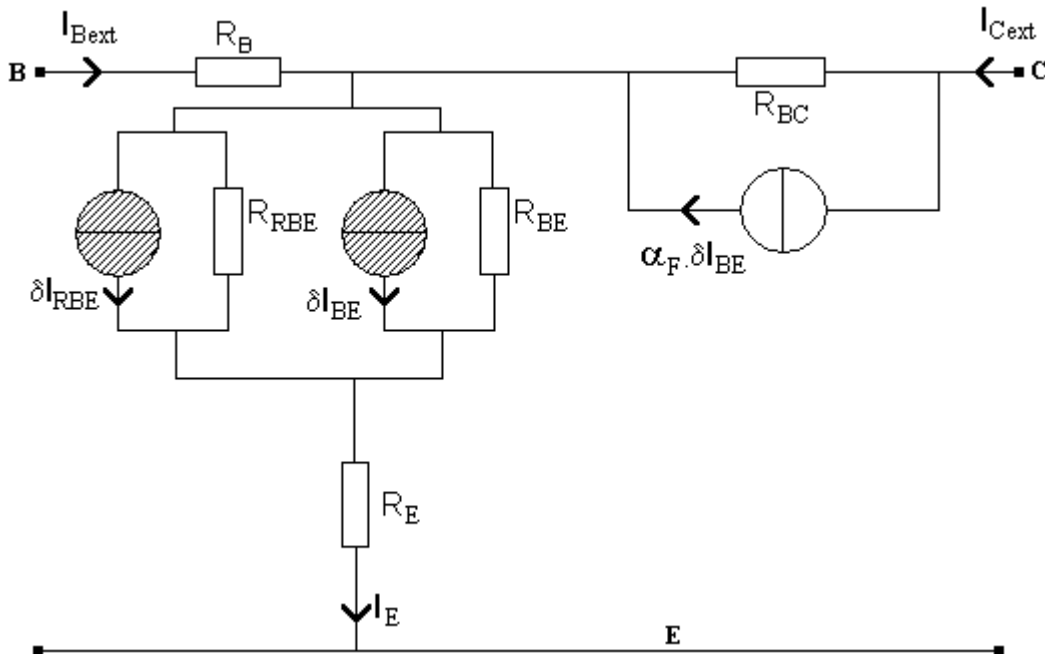


Figure 38 Modèle TBH basse fréquence finale

IV.3.4 Méthode d'extraction des deux principales sources de bruit BF

Nous proposons une procédure simple et peu conventionnelle d'extraction des densités spectrales $S_{\delta I_{BE}}$ et $S_{\delta I_{RBE}}$. Nous utilisons les trois mesures réalisées dans les configurations vues précédemment.

IV.3.4.1 Première mesure

Nous mesurons la densité spectrale de courant de sortie avec une forte valeur de R_{in} . La résistance R_{in} est considérée comme forte si la densité spectrale de courant de sortie devient indépendante de R_{in} . Le graphique de la Figure 39 nous renseigne sur les mesures de la densité spectrale de courant de sortie réalisées en fonction de R_{in} pour un point de polarisation ($V_{ce}=2.5V$)

et pour différents courants. Nous considérons que pour $R_{in} \geq 10K\Omega$ la densité spectrale de courant de sortie est indépendante de R_{in} .

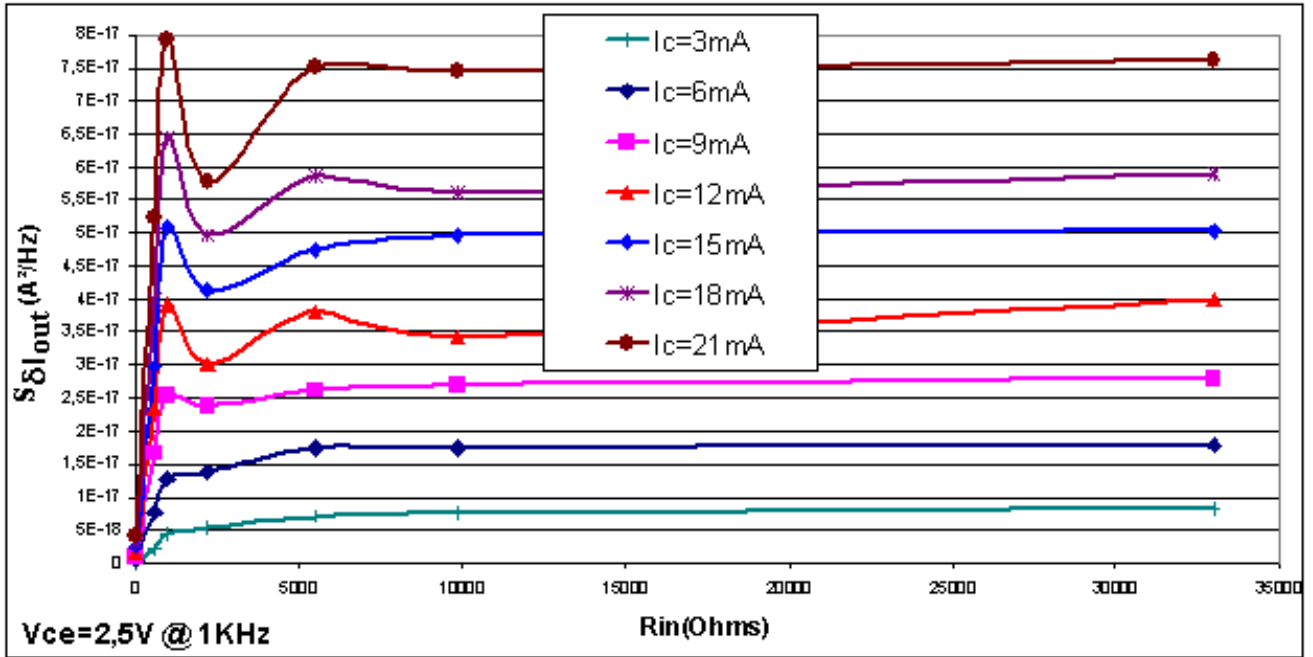


Figure 39 Mesures de la densité spectrale de courant de bruit de sortie, en court circuit, en fonction de la variation de R_{in}

La mesure de la densité spectrale de bruit de sortie peut être écrite comme :

$$S_{\delta I_{out}} = \left[\frac{\alpha_F R_{BE} (R_{RBE} + R_E + R_B + R_{in})}{\Delta} \right]^2 \cdot S_{\delta I_{BE}} + \left[\frac{\alpha_F R_{RBE} (R_E + R_B + R_{in})}{\Delta} \right]^2 \cdot S_{\delta I_{RBE}} \quad [40]$$

avec Δ défini dans l'équation [39].

En prenant en considération que la résistance R_{in} est très grande devant R_E , R_B , R_{RBE} , R_{BE} nous obtenons l'équation suivante :

$$S_{\delta I_{out}} \approx \left[\frac{\alpha_F R_{in}}{R_E + R_{BE} + (R_{in} + R_B)(1 - \alpha_F)} \right]^2 \cdot S_{\delta I_{RBE}} = \left[\frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \right]^2 \cdot S_{\delta I_{RBE}} = \beta^2 \cdot S_{\delta I_{RBE}} \quad [41]$$

Avec cette mesure nous obtenons directement la densité spectrale de la source de courant de bruit δI_{RBE} en connaissant le β du transistor.

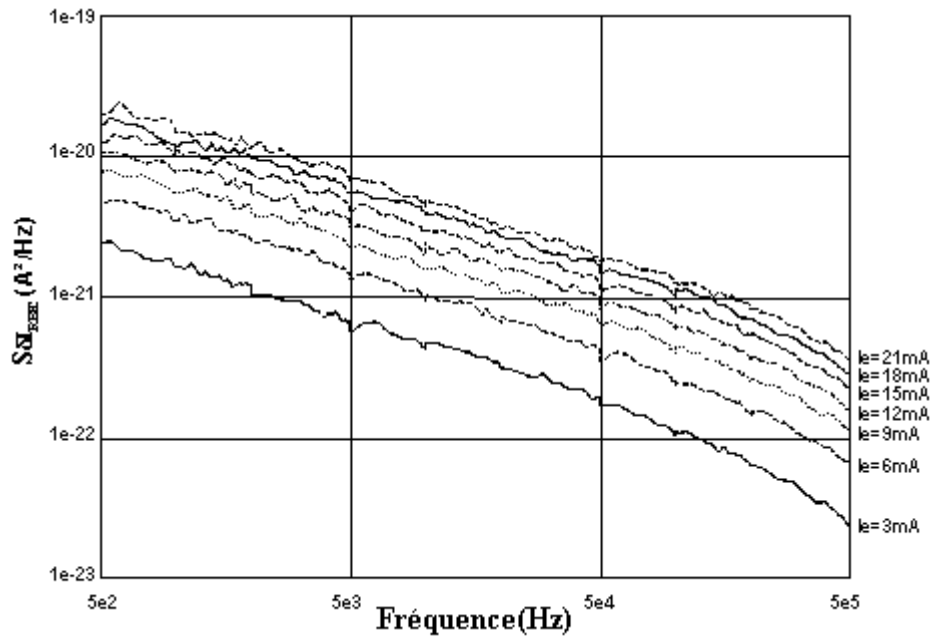


Figure 40 $S_{\delta I_{RBE}}$ extraite des mesures de $S_{\delta I_{out}}$

Pour exemple, la Figure 40 représente les résultats d'extraction des densités spectrales de courant de bruit de la source $S_{\delta I_{RBE}}$, d'un transistor de la filière HB20M, d'un doigt d'émetteur de $2 \times 30 \mu\text{m}^2$ de surface. Les densités spectrales sont mesurées en fonction de la fréquence et pour différentes valeurs de courant d'émetteur.

IV.3.4.2 Deuxième mesure

Nous mesurons la densité spectrale de courant d'entrée avec $R_{in}=0 \Omega$ et le collecteur en circuit ouvert. La densité spectrale de courant s'écrit comme :

$$S_{\delta I_{in}} = \left[\frac{R_{BE} R_{RBE}}{R_{RBE} (R_E + R_{BE} + R_B) + R_{BE} (R_E + R_B)} \right]^2 \cdot (S_{\delta I_{BE}} + S_{\delta I_{RBE}}) \quad [42]$$

Nous prenons comme hypothèse que la source de bruit de volume et beaucoup plus importante que la source de bruit de surface : $S_{\delta I_{RBE}} \ll S_{\delta I_{BE}}$ et nous obtenons l'équation suivante :

$$S_{\delta I_{in}} = \left[\frac{R_{BE} R_{RBE}}{R_{RBE} (R_E + R_{BE} + R_B) + R_{BE} (R_E + R_B)} \right]^2 \cdot S_{\delta I_{BE}} \quad [43]$$

Avec cette mesure nous obtenons directement la densité spectrale de la source de courant de bruit δI_{BE} .

Pour exemple, la Figure 41 représente les résultats d'extraction des densités spectrales de courant de bruit de la source $S_{\delta I_{BE}}$, d'un transistor de la filière HB20M, d'un doigt d'émetteur de $2 \times 30 \mu\text{m}^2$ de surface. Les densités spectrales sont mesurées en fonction de la fréquence et pour différentes valeurs de courant d'émetteur.

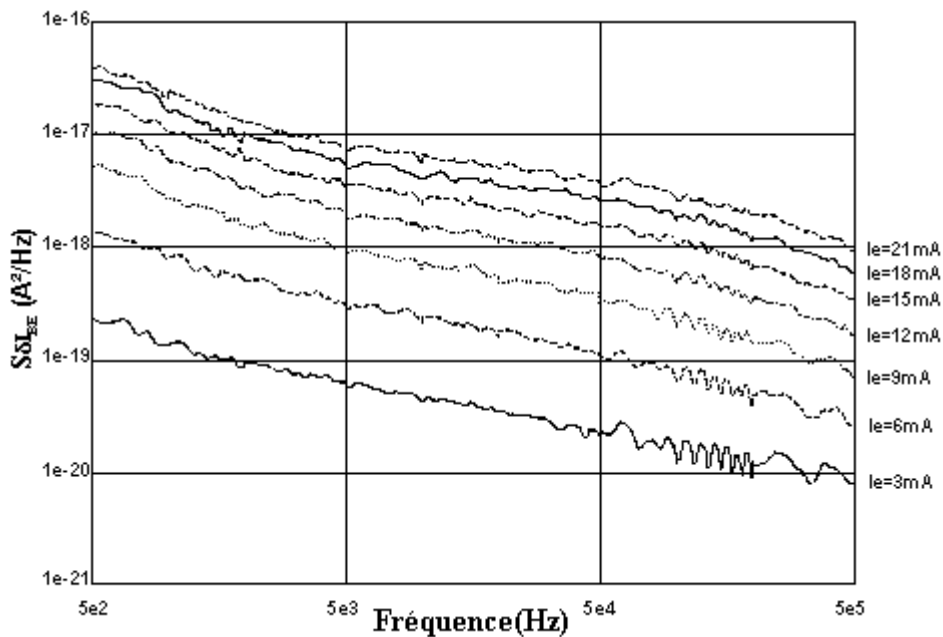


Figure 41 $S_{\delta I_{BE}}$ extraite des mesures de $S_{\delta I_{inCO}}$

IV.3.4.3 Troisième mesure

Ensuite nous mesurons la densité spectrale de courant d'entrée avec $R_{in}=0 \Omega$. La densité spectrale de bruit d'entrée peut être écrite comme :

$$S_{\delta_{in}} = \left[\frac{R_{BE} ((1 - \alpha_F) R_{RBE} - \alpha_F R_E)}{\Delta} \right]^2 \cdot S_{\delta_{BE}} + \left[\frac{R_{RBE} (R_{BE} + \alpha_F R_E)}{\Delta} \right]^2 \cdot S_{\delta_{RBE}} \quad [44]$$

avec Δ défini dans l'équation [39].

En prenant en considération que la résistance $R_{in}=0 \Omega$, nous obtenons l'équation suivante :

$$S_{\delta_{in}} = \left[\frac{R_{BE} ((1 - \alpha_F) R_{RBE} - \alpha_F R_E)}{R_{RBE} (R_E + R_{BE}) + R_{BE} R_E + R_B [R_{BE} + (1 - \alpha_F) R_{RBE}]} \right]^2 \cdot S_{\delta_{BE}} + \left[\frac{R_{RBE} (R_{BE} + \alpha_F R_E)}{R_{RBE} (R_E + R_{BE}) + R_{BE} R_E + R_B [R_{BE} + (1 - \alpha_F) R_{RBE}]} \right]^2 \cdot S_{\delta_{RBE}} \quad [45]$$

Cette mesure permet de valider le modèle de bruit et la valeur des densités spectrales de sources de courants de bruit δI_{BE} et δI_{RBE} . En introduisant dans cette équation les deux sources mesurées précédemment, nous pouvons comparer ce calcul à la mesure directe de $S_{\delta_{in}}$.

IV.3.5 Modèle de bruit de la filière HB20M

Nous avons mesuré les densités spectrales de courant de bruit à trois fréquences (1 kHz, 10 kHz et 100 kHz) et sur des transistors de différentes tailles de surfaces actives. Les tailles des transistors sont les suivantes : 1x2x30 μm , 2x2x30 μm , 4x2x30 μm , 6x2x30 μm , 1x2x40 μm , 2x2x40 μm , 4x2x40 μm , 6x2x40 μm , 1x2x20 μm et 2x2x20 μm . Nous présentons les résultats sur les transistors 1x2x40 μm , 2x2x40 μm , 4x2x40 μm , 6x2x40 μm car les OCT réalisés qui sont présentés dans le chapitre quatre utilisent des transistors de taille 4x2x40 μm et 6x2x40 μm .

Pour réaliser un modèle et l’implanter dans un logiciel de simulation tel qu’ADS il faut que nous déterminions des équations reliant les densités spectrales de bruit des deux sources principales avec le courant de la jonction base-émetteur.

Pour la détermination d’une loi d’échelle du modèle nous utiliserons comme unité de longueur le micron et l’ampère pour le courant.

IV.3.5.1 Loi d’échelle de l’équation $S_{\delta_{RBE}}$

$S_{\delta_{RBE}}$ est une source de bruit induite par les courants de surface. D’après [37], [38], [39] et [40], pour une fréquence de bruit fixée, la densité spectrale théorique de la vitesse de recombinaison de surface de la source de bruit pour une génération homogène le long de la périphérie de l’émetteur s’écrit :

$$S_{\delta_{RBE}} = \frac{K_{RBE}}{A} I_{rbeo} \quad [46]$$

Où la section de la surface active s’écrit : $A = N \cdot W \cdot L$.

N représente le nombre de doigt du transistor, W est la longueur et L la largeur.

Le composant actuel nécessite une description détaillée plus importante. Pour une distribution de génération de bruit non homogène [41], [42], c’est à dire localisée principalement sur le bord de chaque doigt d’émetteur, l’équation précédente n’est pas valide. La densité spectrale de bruit devient explicitement une fonction du nombre de doigts N . Une expression plus générale est nécessaire pour une représentation précise de la source $S_{\delta_{RBE}}$ fonction du courant de fuite du transistor. Nous écrivons alors l’équation suivante :

$$S_{\delta_{RBE}} = \frac{K}{L^s \cdot N^t \cdot W^u} I_{rbeo}^q \quad [47]$$

La densité spectrale de bruit est extraite comme une fonction du courant du transistor I_{beo} . Donc nous prenons en compte la relation entre le courant du transistor, I_{beo} et le courant de fuite I_{rbeo} comme proposé dans [42]. Alors, $S_{\delta_{RBE}}$ peut être fonction de I_{beo} , et pour la mesure des transistors, à température ambiante, nous utilisons la relation suivante :

$$I_{rbeo} = I_{beo}^{\xi} \quad \text{avec } \xi=0,55.$$

Alors, pour une fréquence de bruit fixée nous écrivons l'équation générale suivante :

$$S_{\delta_{RBE}} = \frac{K_{RBE1}}{L^a \cdot N^b \cdot W^c} I_{beo}^p \quad [48]$$

Tous les transistors mesurés ont la même longueur de doigt de 2 μm , donc l'équation [48] devient :

$$S_{\delta_{RBE}} = \frac{K_{RBE0}}{L^a \cdot N^b} I_{beo}^p \quad [49]$$

Dans le but de trouver une loi d'échelle générique du modèle, la densité spectrale doit être exprimée en fonction de la densité de courant J_{beo} . En prenant en compte $I_{beo} = W \cdot L \cdot N \cdot J_{beo}$, nous déduisons de l'équation [49] :

$$S_{\delta_{RBE}} = \frac{K_{RBE}}{L^m \cdot N^k} J_{beo}^p \quad [50]$$

Nous représentons sur la Figure 42, Figure 43 et Figure 44, les courbes suivantes : $10 \cdot \log(S_{\delta_{RBE}} L^m \cdot N^k)$ en fonction de $\log(J_{beo})$, réalisées aux trois fréquences : 1 kHz, 10 kHz et 100 kHz.

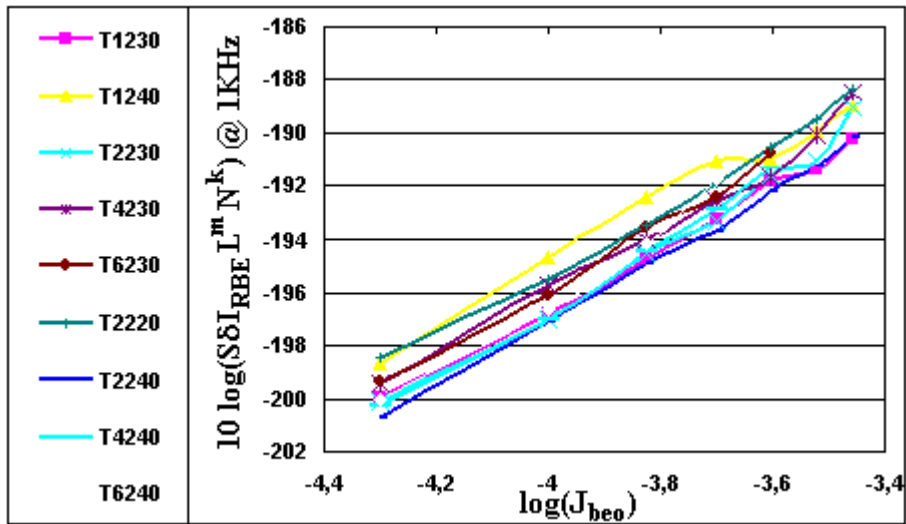


Figure 42 Courbes utilisées pour la loi d'échelle de la source $S_{\delta I_{RBE}}$ à 1 kHz

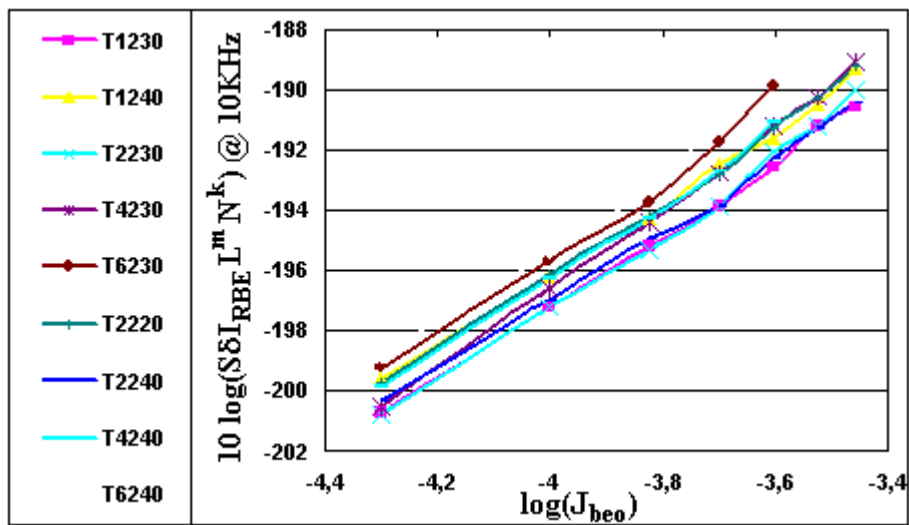


Figure 43 Courbes utilisées pour la loi d'échelle de la source $S_{\delta I_{RBE}}$ à 10 kHz

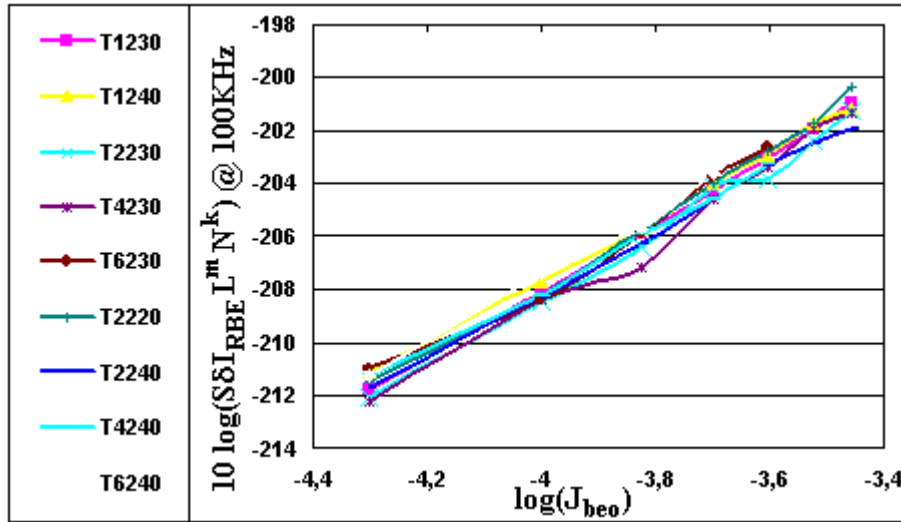


Figure 44 Courbes utilisées pour la loi d'échelle de la source $S_{\delta I_{RBE}}$ à 100 kHz

Ces courbes qui sont issues de mesures réalisées sur toutes les tailles des transistors sont des droites et nous permettent de déterminer les coefficients : K_{RBE} , m , k et p de l'équation précédente. Les différents coefficients sont résumés dans le tableau de la Figure 45.

Coefficients	F=1 KHz	F=10 KHz	F=100 KHz
K_{RBE}	$1.51 \cdot 10^{-15}$	$6.29 \cdot 10^{-16}$	$8.10 \cdot 10^{-17}$
m	-0.485	-0.47	-0.69
k	-1.84	-2.02	-2.04
p	1.16	1.2	1.22

Figure 45 Coefficients de la loi d'échelle du modèle de la source $S_{\delta I_{RBE}}$

IV.3.5.2 Loi d'échelle de l'équation $S_{\delta I_{BE}}$

$S_{\delta I_{BE}}$ est une source de bruit induite par les courants de volume de la jonction. Concernant le bruit GR généré dans la jonction base-émetteur, un modèle théorique de la densité spectrale de bruit pour des pièges distribués de façon homogène et pour une fréquence de bruit fixée [40] s'écrit :

$$S_{\delta I_{BE}} = \frac{K_2}{A} I_{beo}^2 \quad [51]$$

Nous utilisons une équation plus réaliste qui prend en compte les pièges distribués de façon non homogène. Elle s'écrit :

$$S_{\delta_{BE}} = \frac{K_{BE}}{A^q} I_{beo}^r \quad [52]$$

Comme pour la source $S_{\delta_{RBE}}$ nous exprimons la source $S_{\delta_{BE}}$ en fonction de la densité de courant J_{beo} . Comme $I_{beo} = W \cdot L \cdot N \cdot J_{beo}$ et $A = N \cdot W \cdot L$ l'équation s'écrit :

$$S_{\delta_{BE}} = A^v K_{BE} J_{beo}^r \quad [53]$$

Sur la Figure 46, Figure 47, Figure 48, nous représentons les courbes suivantes : $10 \cdot \log(S_{\delta_{RE}} / A^v)$ en fonction de $\log(J_{beo})$, réalisées aux trois fréquences : 1 kHz, 10 kHz et 100 kHz.

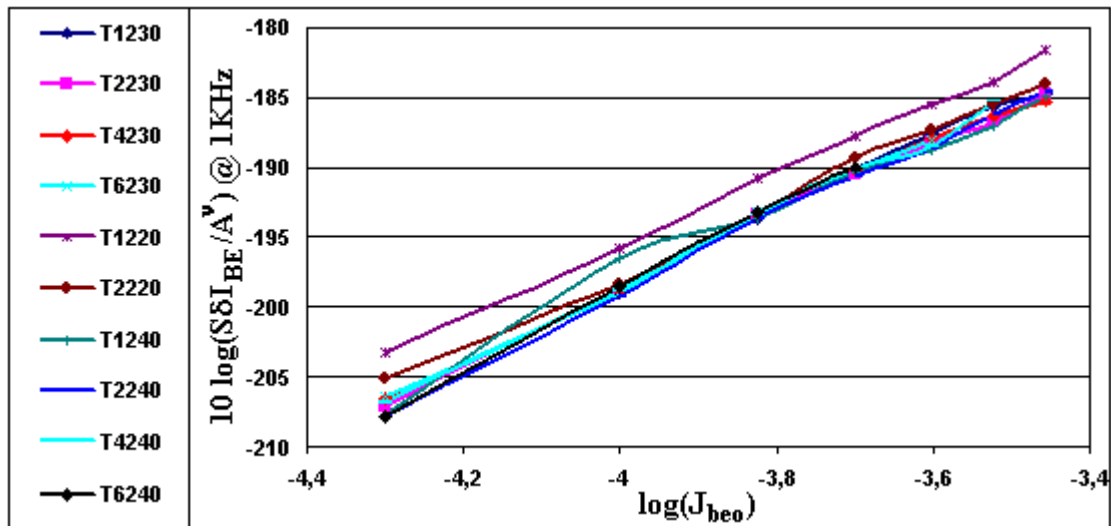


Figure 46 Courbes utilisées pour la loi d'échelle de la source $S_{\delta_{BE}}$ à 1 kHz

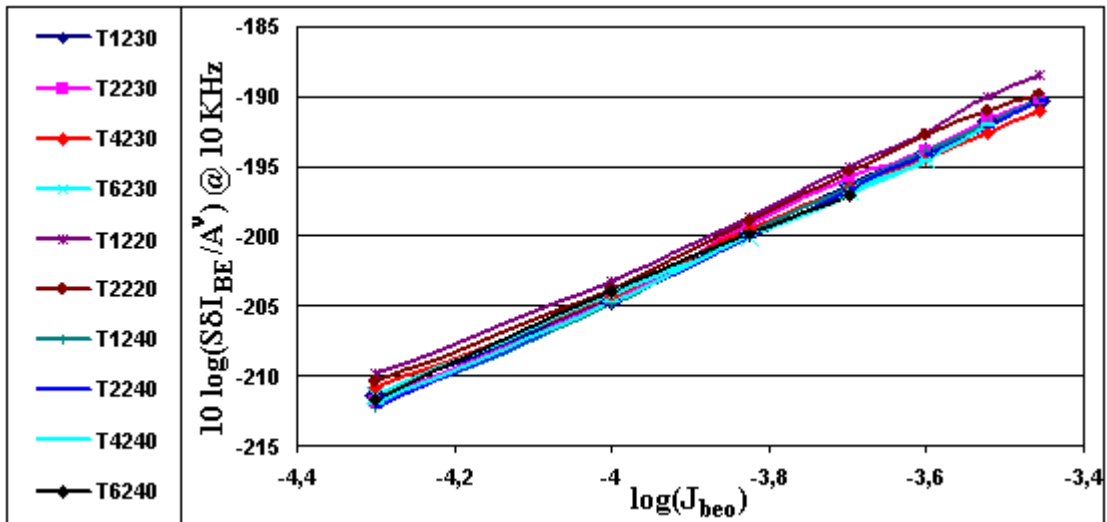


Figure 47 Courbes utilisées pour la loi d'échelle de la source $S_{\delta I_{BE}}$ à 10 kHz

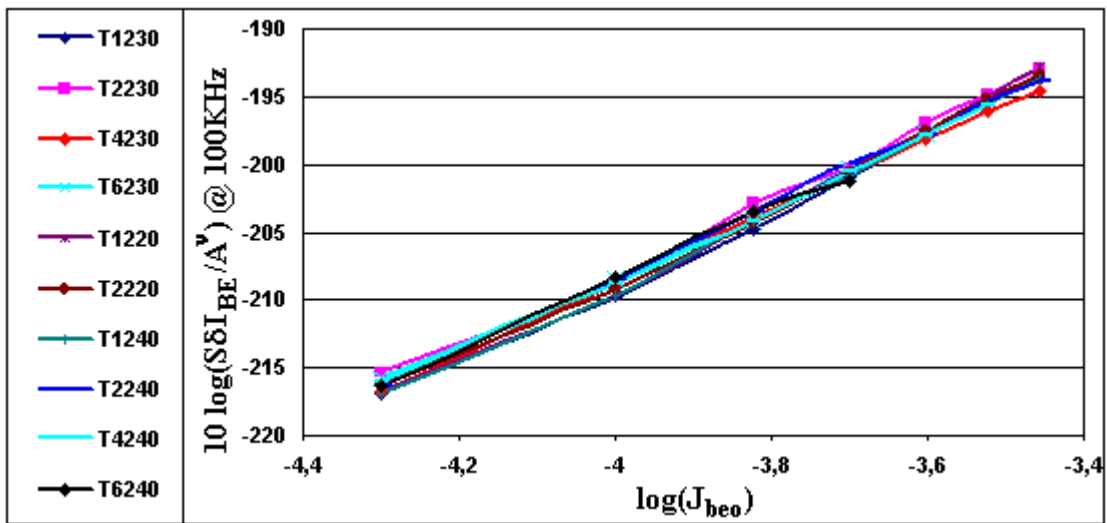


Figure 48 Courbes utilisées pour la loi d'échelle de la source $S_{\delta I_{BE}}$ à 100 kHz

Ces courbes qui sont issues de mesures réalisées sur toutes les tailles des transistors sont quasiment linéaires et nous permettent de déterminer les coefficients : K_{BE} , ν et r de l'équation précédente. Les différents coefficients sont résumés dans le tableau de la Figure 49.

Coefficients	F=1 KHz	F=10 KHz	F=100 KHz
K_{BE}	$5 \cdot 10^{-10}$	$5.75 \cdot 10^{-11}$	10^{-10}
ν	1.64	1.54	1.72
r	2.64	2.64	2.72

Figure 49 Coefficients de la loi d'échelle du modèle de la source $S_{\delta_{BE}}$

IV.3.5.3 Vérification de la loi d'échelle du modèle de bruit

Afin de vérifier la procédure d'extraction nous utilisons l'équation [45] obtenue avec la troisième mesure. $S_{\delta_{in}}$ est simulé en utilisant les équations [50] et [53]. Les résultats de simulation sont comparés avec les mesures correspondantes pour trois tailles de transistors : 1x2x20 μm , 2x2x20 μm et 4x2x20 μm , aux fréquences de 1 kHz, 10 kHz et 100 kHz.

Nous obtenons sur la Figure 50 à la Figure 52 des correspondances excellentes entre les simulations et les mesures pour tous les transistors.

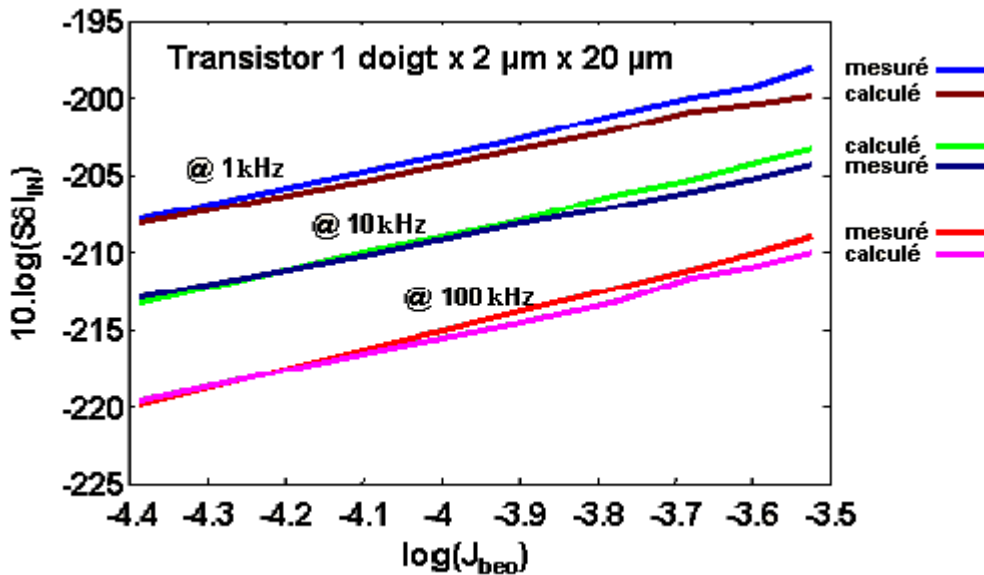


Figure 50 Comparaison entre les simulations et les mesures du $S_{\delta_{in}}$ aux trois fréquences et pour un transistor de 1x2x20 μm

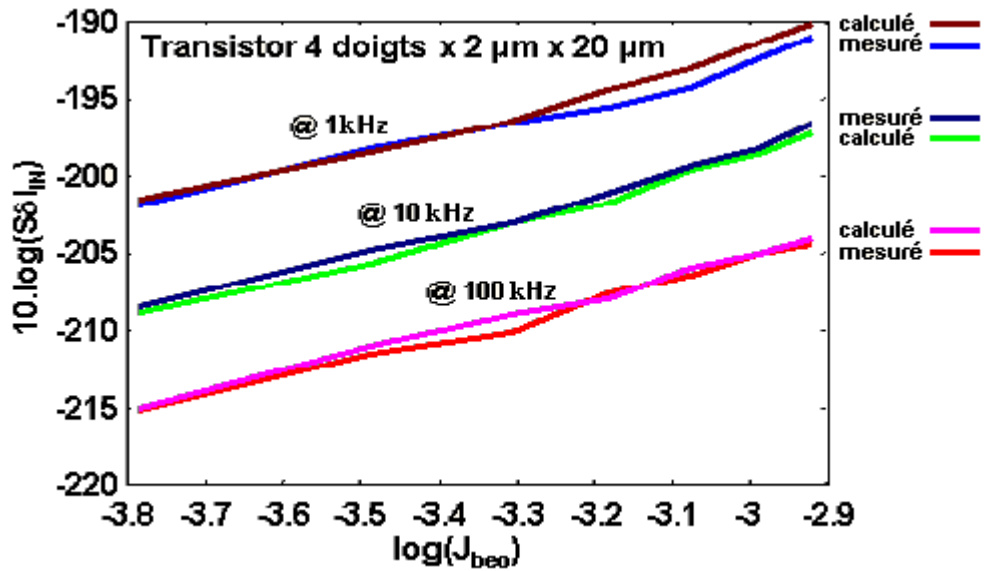


Figure 51 Comparaison entre les simulations et les mesures du $S_{\delta_{in}}$ aux trois fréquences et pour un transistor de 4x2x20 μm

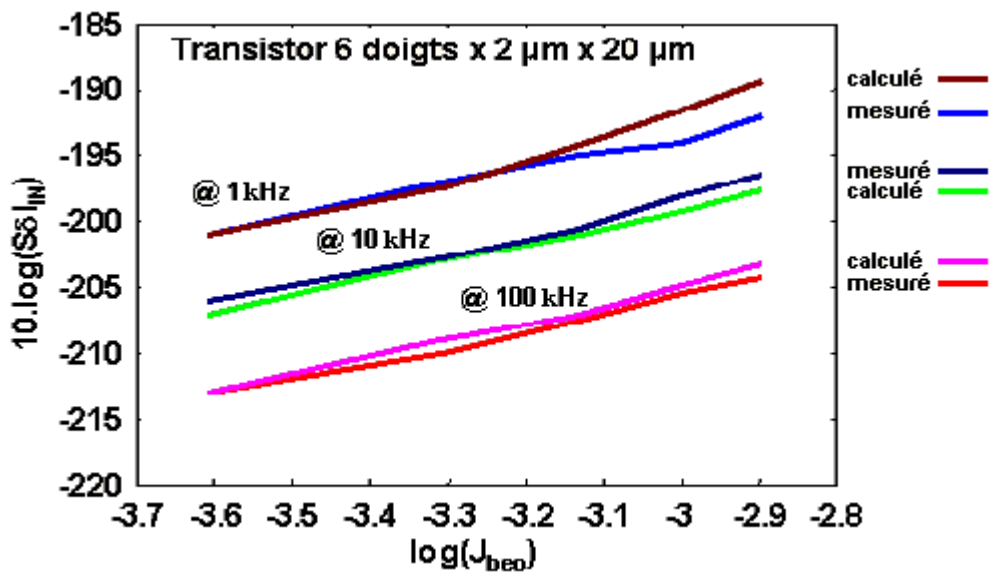


Figure 52 Comparaison entre les simulations et les mesures du $S_{\delta_{in}}$ aux trois fréquences et pour un transistor de 6x2x20 μm

IV.4 Modèle des sources de bruit cyclostationnaires dans ADS

IV.4.1 Source de bruit « shot »

Contrairement au bruit GR, le procédé du bruit « shot » dans la jonction du semi-conducteur est un passe tout par nature (un bruit blanc). Il est associé au bruit de diffusion lié aux porteurs minoritaires dans la région déserte des jonctions.

En fonctionnement DC, la densité spectrale des sources de bruit « shot » de la jonction base-émetteur localisée en parallèle avec δI_{BE} est donnée par :

$$S_{\delta_{shot}} = 2 \cdot q \cdot A \cdot J_{beo} \quad [54]$$

En fonctionnement RF, la source de bruit « shot » avec la source de bruit blanc est modulée entièrement [43], [44]. Nous déduisons de l'équation précédente la densité spectrale cyclostationnaire $S_{\delta_{shot}}$ proportionnelle à la densité de courant dynamique J_{be} .

$$S_{\delta_{shot}}(t) = 2 \cdot q \cdot A \cdot J_{be}(t) \quad [55]$$

Il faut noter que le bruit « shot » issu du courant I_{RBE} est négligeable.

IV.4.2 Sources de bruit basse fréquence

En fonctionnement DC, les densités spectrales des sources de bruit basse fréquence δI_{RBE} et δI_{BE} sont données par les équations suivantes :

$$S_{\delta_{RBE}} = \frac{K_{RBE}}{L^m \cdot N^k} J_{beo}^p \quad [56]$$

$$S_{\delta_{BE}} = A^v K_{BE} J_{beo}^r \quad [57]$$

La théorie de modulation des sources de bruit basse fréquence en fonctionnement large signal est développée dans [45], [46], [47], [48], [49], [50], [51], [52] : la fonction de modulation actuelle

est appliquée en incluant des transistors réels, plusieurs pièges distribués de façon non homogène ne peuvent pas être déterminés par calcul théorique. Alors nous allons utiliser des expressions empiriques basées sur la physique.

De [51] et [52], il peut être déduit que la fonction de modulation de la densité spectrale $S_{\delta_{RBE}}$ du courant de bruit basse fréquence généré dans le volume, est proportionnel au carré de la densité de courant dynamique $J_{be}(t)$.

D'après [51] et [53], la même déduction peut être faite pour la fonction de modulation de la densité spectrale du courant de bruit basse fréquence généré par les recombinaisons de surface : alors $S_{\delta_{RBE}}$ sera pris comme proportionnel au carré de la densité de courant de recombinaison dynamique $J_{rbe}(t)$.

Des équations précédentes nous obtenons les expressions avec une loi d'échelle, des sources de bruit basse fréquence cyclostationnaires :

$$S_{\delta_{RBE}}(\Omega, t) = \frac{K_{RBE}(\Omega)}{L^m \cdot N^k} J_{beo}^{p-2\xi} J_{be}^{2\xi}(t) \quad [58]$$

$$S_{\delta_{RBE}}(\Omega, t) = K_{BE}(\Omega) A^v J_{beo}^{r-2} J_{be}^2(t) \quad [59]$$

IV.4.3 Implantation du modèle des sources dans ADS

Nous allons expliquer la méthode utilisée pour implanter les sources de bruit cyclostationnaires dans le logiciel ADS.

Mais avant, nous modifions les équations car dans le logiciel utilisé, nous ne pouvons pas rentrer directement les densités de courant mais uniquement des courants et des tensions. Donc nous transformons les équations [55], [58], [59] et les écrivons en fonction du courant I_{be} .

Les équations deviennent alors :

$$S_{\delta_{shot}}(t) = 2 \cdot q \cdot B \cdot I_{be}(t) \quad [60]$$

$$S_{\delta_{RBE}}(\Omega, t) = \frac{K_{RBE}(\Omega)}{L^{mo} \cdot N^{ko}} I_{beo}^{po-2\xi} I_{be}^{2\xi}(t) \quad [61]$$

$$S_{\delta_{BE}}(\Omega, t) = K_{BE}(\Omega) A^{vo} I_{beo}^{ro-2} I_{be}^2(t) \quad [62]$$

Maintenant, nous pouvons implanter les sources de bruit basse fréquence et le bruit shot.

IV.4.3.1 implantation des deux équations des sources de bruit BF

La Figure 53 représente le principe de l'implantation des équations des sources de bruit basse fréquence. Nous utilisons une boîte noire nommée SDD (Symbolically defined device) qui nous permet de combiner des tensions pour obtenir une source de courant de bruit. Comme donnée d'entrée nous utilisons une tension $u(t)$ et un courant $I(t)$. La tension $u(t)$ permet de rentrer la partie basse fréquence de l'équation et le courant $I(t)$ la partie haute fréquence de l'équation.

Le courant $I(t)$ est généré par la tension $V_{be}(t, \omega_0)$ fonction du temps et de la fréquence de fonctionnement du transistor, qui se trouve aux bornes de la diode base-émetteur. Elle est définie par l'équation suivante dans le modèle non linéaire du transistor :

$$I(t) = I_S (e^{\alpha V_{be}(t, \omega_0)} - 1) \quad [63]$$

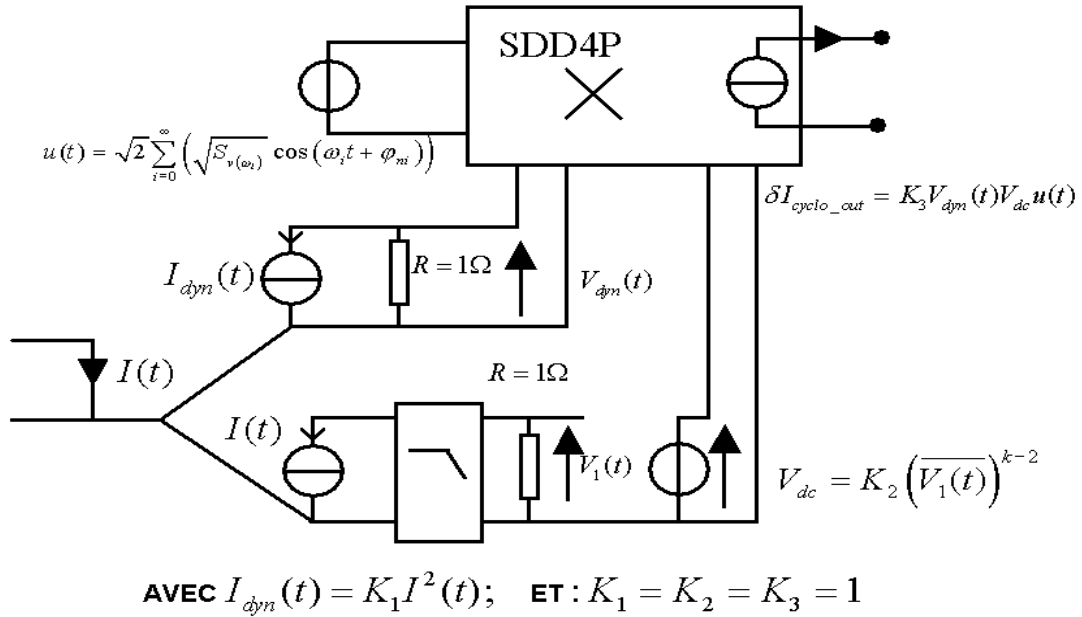


Figure 53 Représentation schématique de l'implantation des sources de bruit BF cyclostationnaires dans ADS

Les sources de spectre blanc peuvent s'écrire sous la forme d'une somme de pseudo sinusoïdes de bruit prises par racine de hertz de bande et d'égale amplitude:

$$u(t) = \sqrt{2} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\sqrt{S_v(\Omega_n)} \cos(\Omega_n t + \varphi_n) \right) \quad [64]$$

La fonction $S_v(\Omega_n)$ est équivalente à $\frac{K_{RBE}(\Omega)}{L^{mo} \cdot N^{ko}}$ pour la densité spectrale de courant $S_{\delta_{RBE}}$ et $K_{BE}(\Omega)A^{vo}$ pour la densité spectrale de courant $S_{\delta_{BE}}$. Le courant $I(t)$ est élevé au carré puis passe dans une résistance pour obtenir la tension $V_{dyn}(t)$. $I(t)$ est aussi filtré par un filtre passe bas pour obtenir un courant moyen qui va générer au travers d'une résistance une tension moyenne $\overline{V_1(t)}$ élevée à la puissance (k-2) afin d'obtenir la tension continue V_{dc} décrite par l'équation:

$$V_{dc} = K_2 \left(\overline{V_1(t)} \right)^{k-2} \quad [65]$$

Au final la source de bruit de courant cyclostationnaire est composée du produit des trois tensions et s'écrit :

$$\delta I_{cyclo_out} = K_3 \cdot V_{dyn}(t) \cdot V_{dc} \cdot u(t) \quad [66]$$

Cette source de courant de bruit locale représente soit δI_{BE} et δI_{RBE} de la Figure 38.

IV.4.3.2 Implantation de l'équation de la source de bruit shot

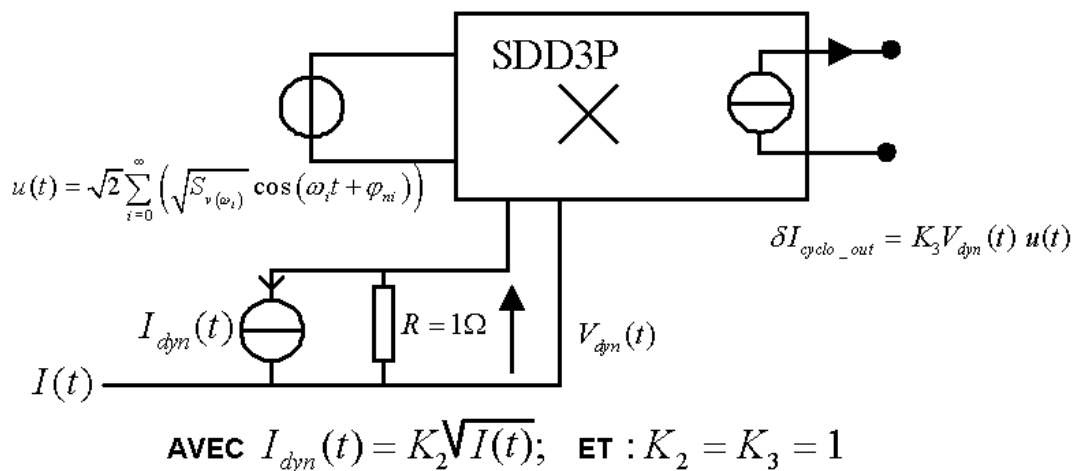


Figure 54 Représentation schématique de l'implantation de l'équation de la source de bruit « shot » dans ADS

La Figure 54 représente le principe de l'implantation de l'équation de la source de bruit shot. Dans l'équation de la source de bruit blanc $u(t)$ est représentée par des sources pseudo sinusoïdes de bruit. La fonction $S_v(\Omega_n)$ est équivalente à $2q$. Pour générer la tension $V_{dyn}(t)$ nous prenons la racine carré de la source de courant $I(t)$ de la jonction base-émetteur. Au final la source de bruit de courant cyclostationnaire « shot » est composée du produit des deux tensions et s'écrit :

$$\delta I_{cyclo_out} = K_3 \cdot V_{dyn}(t) \cdot u(t) \quad [67]$$

Cette équation traduit l'implantation exacte de l'équation de la densité spectrale de courant de bruit shot : $2qI(t)$.

V Conclusion

Dans ce chapitre nous avons rappelé les causes et présenté les équations des différents bruits des semi-conducteurs. Nous avons montré que les sources de bruit basse fréquence, qu'elles soient de génération-recombinaison ou en $\frac{1}{f}$, deviennent cyclostationnaires en présence d'un signal déterministe HF.

Nous avons aussi présenté une méthode d'extraction des densités spectrales de courant et établi la relation avec le modèle basse fréquence du transistor comportant des sources de bruit BF cyclostationnaires.

Après la présentation des résultats qui montrent une grande précision dans la modélisation des sources de bruit cyclostationnaires principales de la technologie HB20M, nous avons présenté la méthodologie d'implantation des équations décrivant l'évolution des sources de bruit en présence d'un signal déterministe HF, dans le logiciel de simulation ADS.

Le modèle comportant les trois sources de bruit majeures sera utilisé dans nos conceptions réalisés sur la technologie HB20M, et les comparaisons entre les simulations et les mesures seront présentées dans le dernier chapitre.

CHAPITRE III

Configurations des systèmes radars et méthode d'optimisation des oscillateurs

I Introduction

La sécurité routière doit progresser et pour cela des études sont entreprises dans des laboratoires de recherche et par les constructeurs automobiles pour développer des radars automobiles et autres dispositifs afin d'assister les réactions des chauffeurs, [54]. Le coût de ces systèmes est un des principaux enjeux. C'est pourquoi, les constructeurs se tournent vers des fonctions monolithiques intégrées sur des MMIC (Microwave Monolithique Integrated Circuit), eux mêmes protégés par des boîtiers plastiques.

Qu'est ce que l'intégration ? C'est la réunion de plusieurs fonctions réalisées séparément sur un même et unique semi-conducteur. Le coût des MMIC dépend de leur surface et du substrat utilisé. Pour chaque MMIC nous prévoyons un anneau de garde (surface de substrat supplémentaire tout autour du semi-conducteur) qui permet de limiter les fissures induites par la découpe de la plaque, de plus il y a des plots utilisés pour les contacts avec les éléments extérieurs. Il est facile de comprendre que la surface de plusieurs MMIC mono-fonction est supérieure à un seul MMIC multifonction, d'où l'intérêt d'intégrer au maximum les fonctions utilisés dans les radars. L'intégration permet aussi d'éviter des connections entre les MMIC, qui posent des problèmes techniques au niveau des adaptations et parfois au niveau de la compatibilité des substrats.

Pourquoi utiliser des boîtiers plastiques ? Tout d'abord parce qu'ils permettent de faciliter la manipulation des MMIC lors de la fabrication en chaîne des modules constituant le radar. De plus ils apportent une protection du circuit intégré contre l'humidité.

Dans ce chapitre, nous évoquerons les différentes configurations de radar, pour lesquelles sont utilisés nos circuits et nous détaillerons la méthode de conception des oscillateurs contrôlés en tension tout intégrés de type «pushpush», à faible niveau de bruit de phase.

II Configuration du radar SRRS (24 GHz)

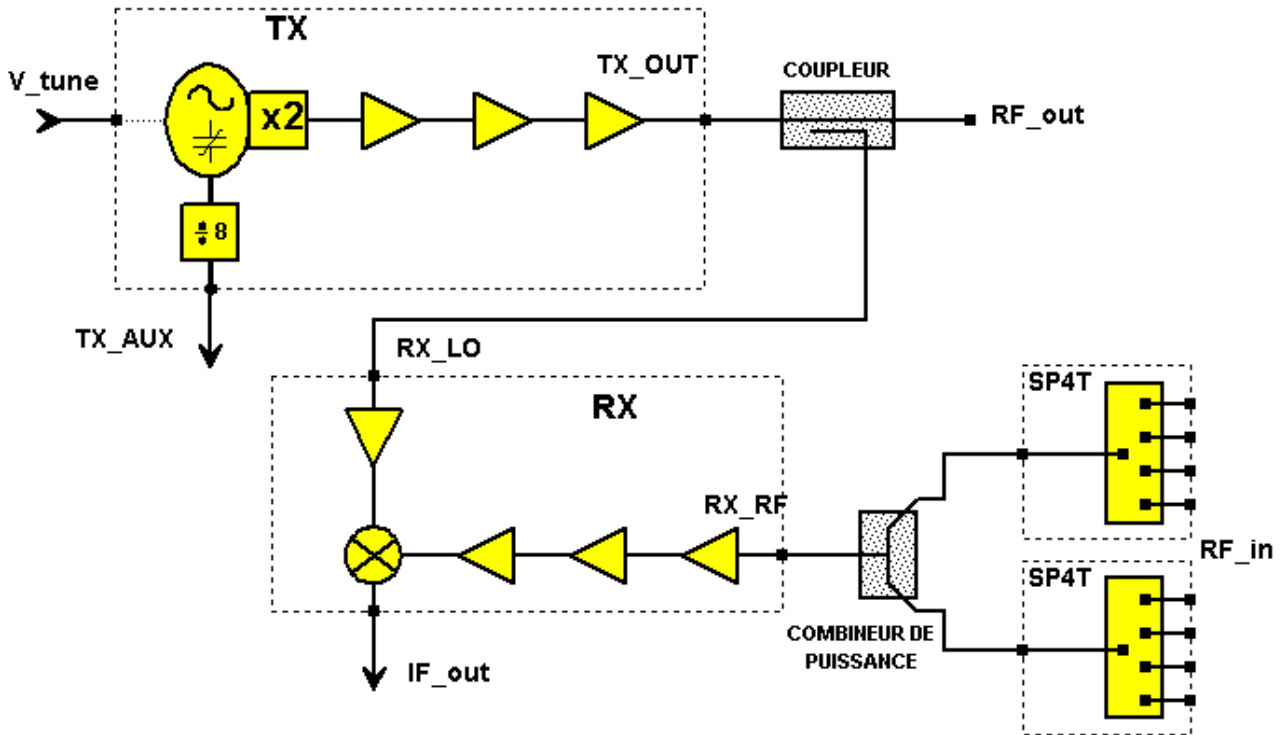


Figure 55 Schéma du radar SRRS (24GHz)

Il existe de nombreuses topologies de radar SRRS. Le schéma de la Figure 55 montre la configuration du radar impulsif SRRS, fonctionnant à la fréquence de 24.25 GHz, dans lequel seront insérés les circuits que nous réalisons. Ce radar utilise une antenne de type « patch » pour l'émission et la réception du signal hyperfréquence. Le système est composé de trois MMIC réalisés dans la fonderie d'UMS sur des technologies différentes. Le système comprend un ST4P qui est un commutateur d'une voie vers quatre, un RX qui est un récepteur composé d'amplificateurs et d'un mélangeur et enfin un TX qui est un transmetteur composé d'un oscillateur sous harmonique, d'un diviseur par huit et d'amplificateurs. L'antenne de type « patch » est un réseau d'antennes. En mode émission l'impulsion est transmise par une seule antenne du réseau et en mode réception le signal est perçu par plusieurs antennes du réseau. La combinaison de tous les signaux retours, associée à un traitement du signal adéquat permet d'augmenter la sensibilité du radar et d'annuler les effets de trajectoires multiples.

Le MMIC qui a été réalisé et qui sera présenté dans la suite du mémoire est le TX.

III Configuration du radar FLRS (77 GHz)

Pour la réalisation de ce type de radar, différentes configurations sont possibles. Elles dépendent de la configuration du système et du cahier des charges des constructeurs. Dans les systèmes il existe deux façons de contrôler les oscillateurs : soit par un asservissement géré par une boucle à verrouillage de phase, PLL (Phase Locked Loop) , soit par le contrôle d'un DSP (Digital Signal Processor). La boucle à verrouillage de phase est un système bouclé qui corrige rétroactivement la fréquence de sortie de l'OCT. Elle est mise en place avec un oscillateur à quartz pris comme référence fréquentielle. Pour utiliser un processeur, il faut faire une très bonne caractérisation de l'oscillateur et intégrer les données dans sa mémoire. Ensuite en captant le signal de sortie, divisé suffisamment, le processeur détermine la période du signal et calcule sa fréquence, puis apporte les corrections adéquates à l'OCT. Dans ce cas l'OCT a un fonctionnement dit libre.

Le choix de la topologie des radars est basé sur plusieurs paramètres qui sont :

- Le prix total du radar.
- La sensibilité recherchée du radar.
- La reproductibilité des modules du radar.

Dans la suite deux nouvelles configurations de radars FLRS pour lesquels nous avons conçu les MMIC contenant l'OCT sont détaillées.

III.1 Schéma d'un radar utilisant une boucle de verrouillage

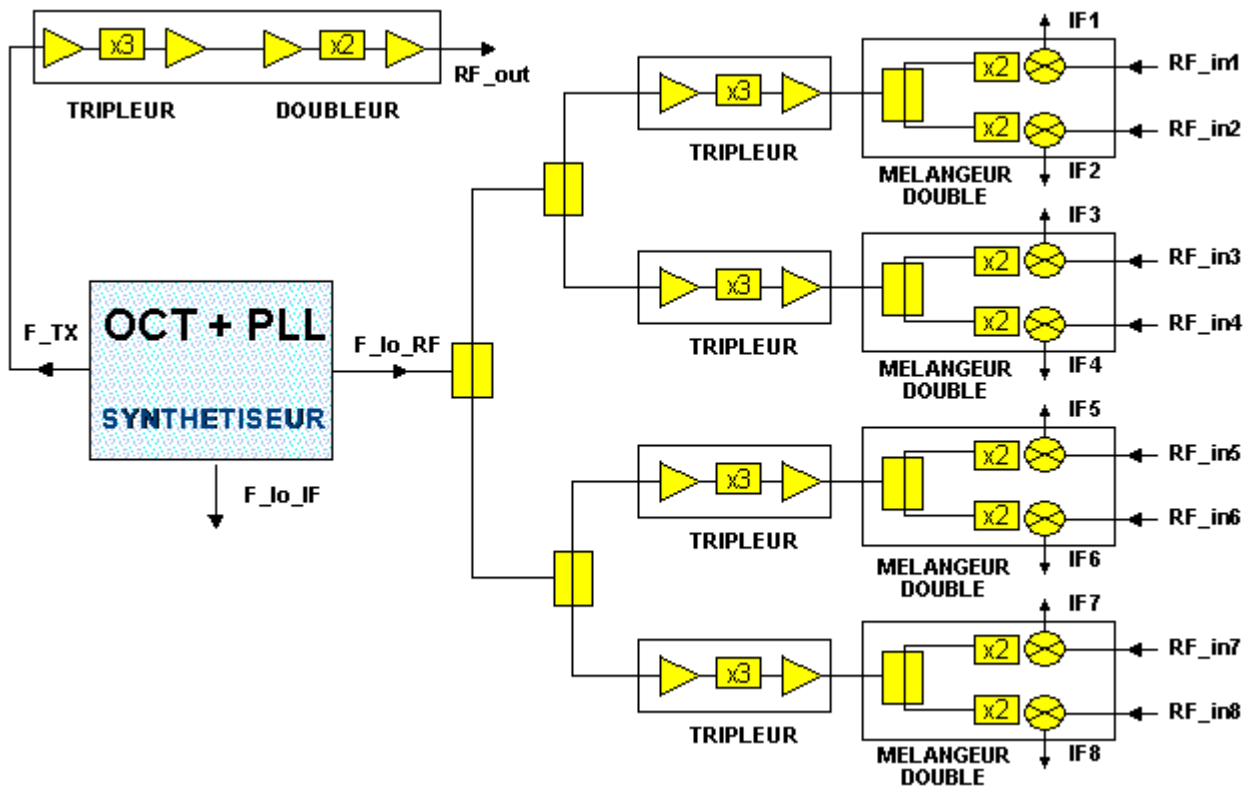


Figure 56 Schéma du radar FLRS utilisant une boucle de contrôle

Le radar de la Figure 56 fonctionne en modulation de type FM-CW. Il utilise huit antennes directives placées dans un même module qui sera placé à l'avant du véhicule. Une antenne est utilisée pour le mode émission du radar et sept antennes sont destinées au mode réception. Le radar est constitué d'un OCT asservi par une boucle de contrôle. L'oscillateur utilisé génère une fréquence de 12.75 GHz. Le mode émission du système transpose la fréquence d'oscillation de l'OCT à 77 GHz via un transmetteur composé d'un multiplieur de fréquence par trois et d'un doubleur de fréquence. Au niveau du mode de réception, le système utilise des coupleurs, des multiplieurs de fréquence par trois et des mélangeurs doubleurs de fréquence. Ces mélangeurs permettent de comparer le signal émis avec le signal reçu. En réception le nombre important d'antennes est utilisé pour augmenter la précision de la mesure et faire la moyenne de la fréquence de battement du radar. Il y a une dernière voie de réception qui est utilisée pour apporter des corrections sur le traitement du signal.

III.2 Schéma d'un radar utilisant un processeur

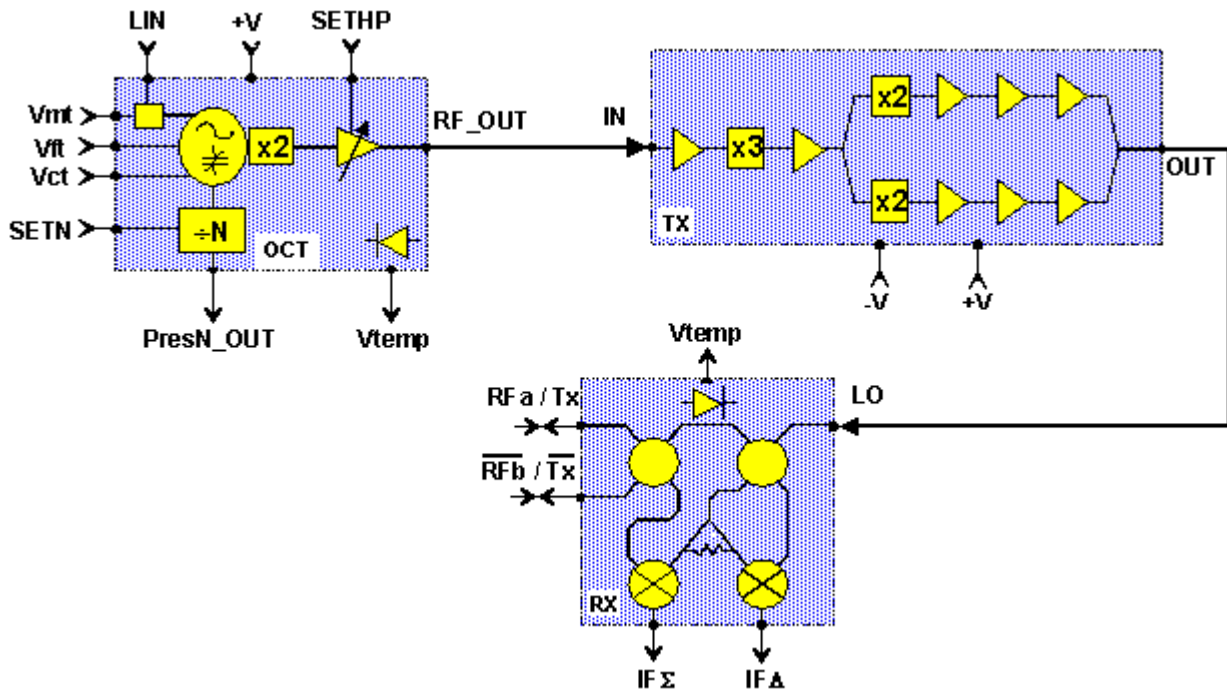


Figure 57 Schéma du radar FLRS utilisant un DSP

Le radar de la Figure 57 fonctionne aussi avec une modulation de type FM-CW. L'antenne qu'il utilise est composée de deux voies utilisées à la fois en émission et en réception. Les trois MMIC du radar sont réalisés à UMS dans trois technologies différentes. L'OCT génère une fréquence de sortie de 12.75 GHz. Elle est transposée par le transmetteur à 77 GHz via un multiplicateur de fréquence par trois puis par deux. Le récepteur fait l'interface entre le signal généré et l'antenne du radar. C'est un récepteur-émetteur en anneau associé à deux mélangeurs. La topologie des anneaux a été choisie pour avoir de très bonnes isolations entre les voies d'émissions et de réceptions. L'OCT est contrôlé par un processeur, il est en fonctionnement dit libre. Il est composé de trois tensions de commande : une principale Vct et deux secondaires Vmt et Vft qui servent à affiner la précision du réglage de la fréquence émise. Il y a aussi un circuit qui augmente la linéarité de la variation de fréquence sur la tension de commande Vmt de façon à accepter un signal modulant directement sur la commande.

IV Technologies utilisées (HB20M & H02U-10)

IV.1 Pourquoi utiliser deux technologies?

Lors des fabrications en séries des modules radars automobiles, les constructeurs utilisent toujours deux sources d'approvisionnement pour les MMIC. L'une qui est considérée comme la principale et l'autre la secondaire. Pour comprendre l'intérêt, il suffit d'imaginer que la fonderie principale ne puisse plus fournir de MMIC et que le constructeur n'ait pas prévu de fonderie secondaire pour l'approvisionnement des semi-conducteurs. Alors il serait obligé de recommencer un développement de MMIC dans une seconde fonderie. Le temps de développement de ce type de MMIC est d'environ un an. Donc le constructeur prendrait des retards dans la fabrication des modules et perdrait des marchés.

Dans un premier temps les circuits sont conçus dans la fonderie d'UMS située à Ulm (Allemagne) sur la technologie HB20M qui est une filière TBH 2 μm sur InGaP/AsGa possédant une fréquence de transition de 50 GHz et un faible niveau de bruit. C'est une dérivée de la filière TBH de puissance, HB20P. Les premiers résultats sur cette filière sont prometteurs pour ses performances en bruit.

Ensuite nous avons réalisé les circuits sur une autre technologie (H02U-10) de la fonderie WIN (Taiwan) et qui possède quasiment les mêmes propriétés électriques que HB20M.

Abordons maintenant les avantages et les inconvénients des transistors des deux technologies au niveau mécanique et conception. Pour avoir plus d'informations sur les performances électriques et sur la réalisation du procédé de fabrication, il faut se reporter aux manuels de conception [55], [56].

IV.2 Filière HB20M de la fonderie d'UMS (Europe)

Le choix des technologues pour la connexion de l'émetteur du transistor HB20M s'est arrêté sur un pont métallique, Figure 58. L'avantage de ce pont est de faire office de drain thermique, dans

le but de dissiper la chaleur générée par l'alimentation continue du transistor lors de son fonctionnement. En revanche l'inconvénient du pont est d'augmenter la taille de la conception du transistor et de rendre le transistor plus fragile sous l'influence de contraintes mécaniques.

La protection du MMIC se fait par le dépôt d'une couche de passivation nommée Benzocyclobuten (BCB) ; dans le but de la protéger et de la rendre insensible à l'humidité.

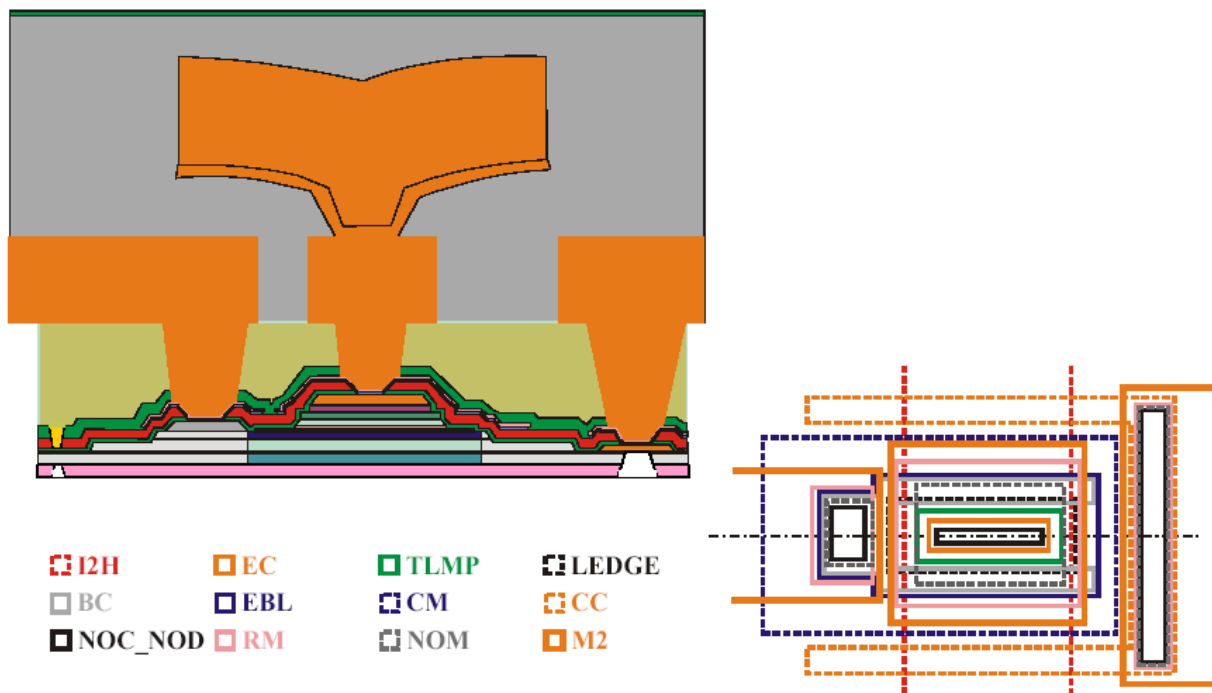


Figure 58 Coupe et vue de dessus du transistor 1x2x40 µm

IV.3 Filière H02U-10 de la fonderie WIN (Asie)

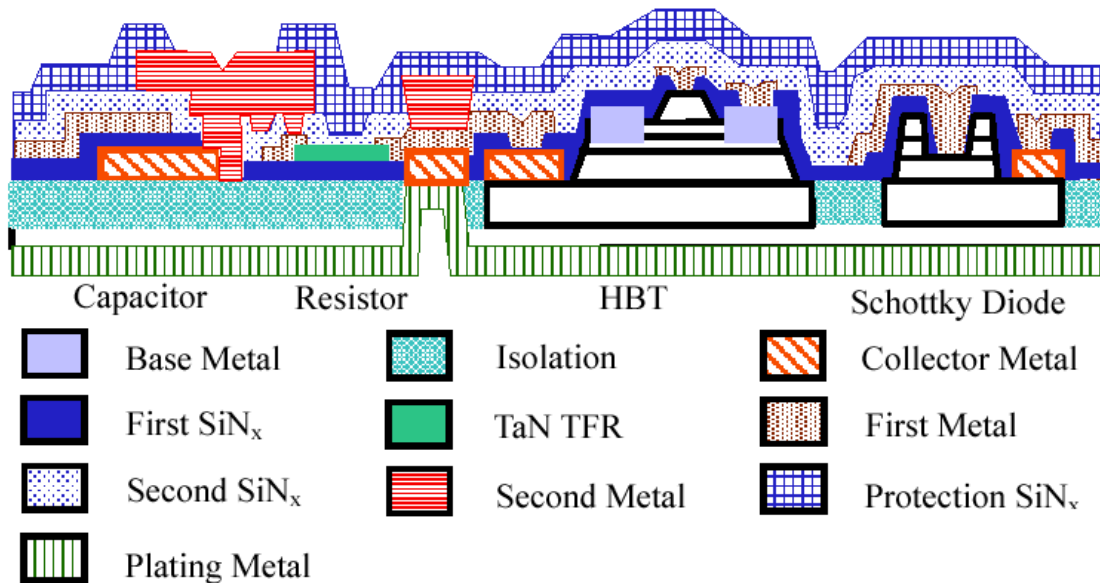


Figure 59 Coupe des éléments de la filière H02U-10

Les différents niveaux de matière qui compose les éléments de la filière H02U-10 sont représentés sur la Figure 59 et la vue de dessus du transistor sur la Figure 60. Cette technologie n'utilise pas de pont à air, mais en revanche différentes couches de nitrure qui servent à séparer les accès du transistor. Les avantages sont d'avoir une taille de transistor trois fois plus petite qu'un transistor HB20M pour le même développement, et une très bonne résistance aux contraintes mécaniques. L'inconvénient est un manque de surface métallique susceptible de dissiper la température issue de l'alimentation continue du transistor.

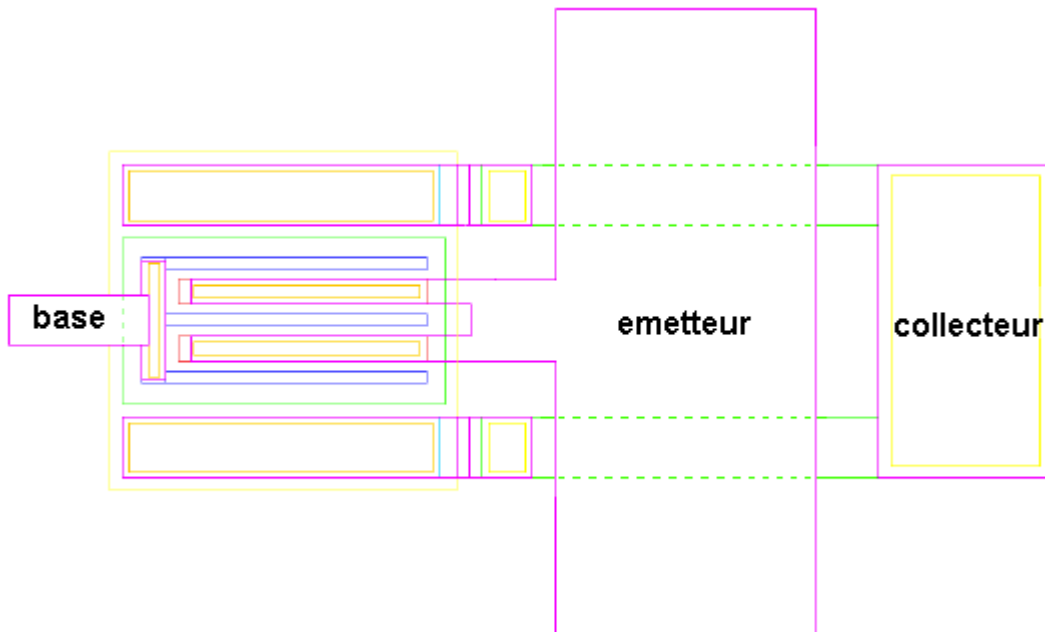


Figure 60 Vu de dessus du transistor 2x2x40 μm

La protection du MMIC se fait par le dépôt d'une couche épaisse de nitrure.

IV.4 Modèles électriques non linéaires des transistors TBH

La modélisation des TBH se passe en deux étapes : modélisation de la partie statique du composant et modélisation de sa partie dynamique. Cette modélisation est issues de mesures des composants [57]. D'après le travail de Sylvain Heckmann, [58] les paramètres des sources de courant sont extraits à partir de mesures statiques, puis les mesures de paramètres [S] sont utilisées pour l'extraction du modèle dynamique. Nous allons décrire les équations qui composent un modèle de transistor TBH.

Le modèle se décompose en deux parties :

- Une partie statique qui reproduit le fonctionnement du composant lorsque des signaux continus lui sont appliqués.
- Une partie dynamique qui prend en compte les phénomènes de transport des charges.

IV.4.1 Fonctionnement statique et origine des équations des sources de courant

Le modèle statique s'articule autour de sources de courants non-linéaires, réalisant l'effet fondamental du transistor et de sources de courant de fuite. Les trois accès comportent des éléments résistifs (R_E , R_B et R_C) représentant les résistances d'accès et de contact ainsi que les éléments réactifs (L_E , L_B , L_C , C_{PC} et C_{PB}) représentant les effets des lignes d'accès. Le point de départ de ce modèle électrique est le modèle de transport de Gummel-Poon qui est composé de deux sources de courant et de deux diodes [59] et [60].

$$I_{BE} = I_{SBE} \cdot \left(\exp^{\frac{qV_{BE}}{kT}} - 1 \right) \quad I_{BC} = I_{SBC} \cdot \left(\exp^{\frac{qV_{BC}}{kT}} - 1 \right)$$

Où I_{SBE} et I_{SBC} sont les courants de saturation des jonctions.

Les courants d'émetteur, de collecteur et de base s'expriment par :

$$I_E = -\frac{1}{\alpha_F} \cdot I_{BE} + I_{BC}$$

$$I_C = I_{BE} - \frac{1}{\alpha_R} \cdot I_{BC}$$

$$I_B = \left[\frac{1}{\alpha_F} - 1 \right] \cdot I_{BE} + \left[\frac{1}{\alpha_R} - 1 \right] \cdot I_{BC}$$

Où α_R et α_F sont les gains en courant base commune dans le sens inverse et le sens direct. Ce modèle peut aussi se mettre sous la forme du modèle hybride en π . Ils restent, du point de vue électrique complètement équivalents.

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \quad \beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R}$$

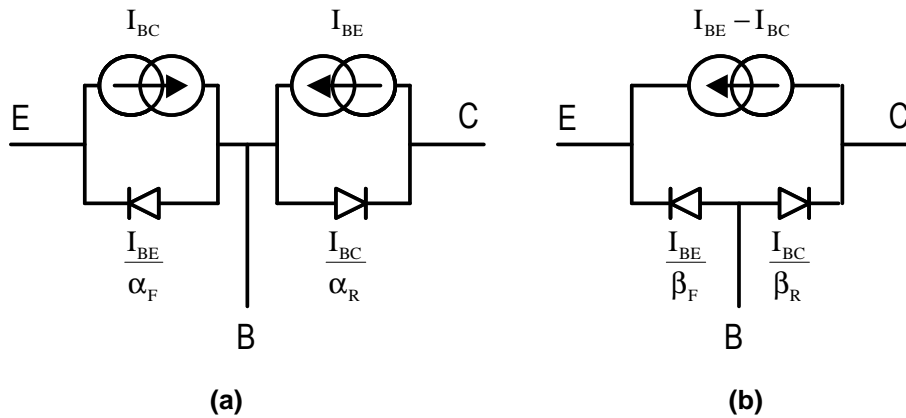


Figure 61 Topologie des modèles en T (a) et en π (b)

A ces sources de courant s'ajoutent des courants de fuite. Ces courants de fuite se localisent principalement à la périphérie des interfaces suivantes [61] :

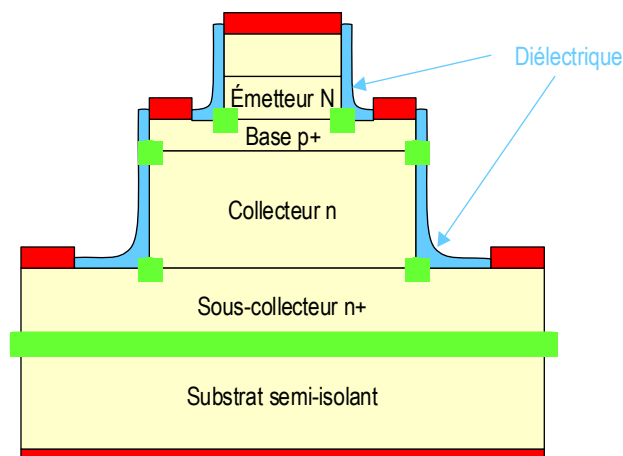
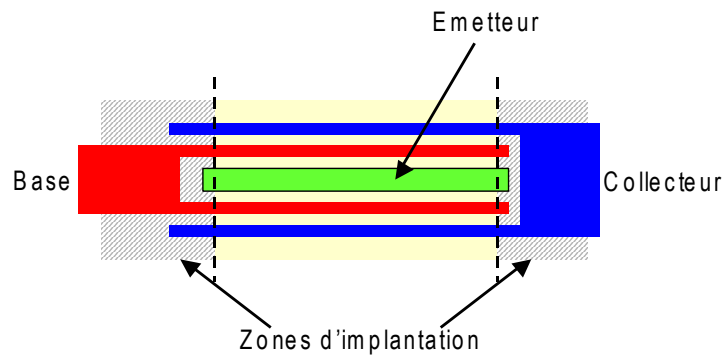


Figure 62 Localisation des courants de fuites

Les courants de fuite sont liés à des phénomènes de recombinaison de surface mais sont aussi dus à l'étape d'implantation servant à définir la dimension de la zone active de chaque doigt.



Toutes ces sources de courants sont décrites de la façon suivante dans le modèle non linéaire de TBH :

- Sources de courant principales

$$I_{BE} = I_{SE} \cdot \exp^{\frac{-T_{SE}}{T_j}} \cdot \left(\exp^{\frac{qV_{BE}}{N_E \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \quad I_{BC} = I_{SC} \cdot \exp^{\frac{-T_{SC}}{T_j}} \cdot \left(\exp^{\frac{qV_{BC}}{N_C \cdot k \cdot T}} - 1 \right)$$

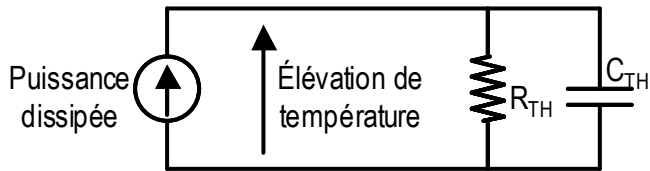
- Sources de courant de fuite

$$I_{FBE} = I_{SFE} \cdot \exp^{\frac{-T_{SFE}}{T_j}} \cdot \left(\exp^{\frac{qV_{BE}}{N_{FE} \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \quad I_{FBC} = I_{SFC} \cdot \exp^{\frac{-T_{SFC}}{T_j}} \cdot \left(\exp^{\frac{qV_{BC}}{N_{FC} \cdot k \cdot T}} - 1 \right)$$

- Gain en courant

$$\beta_F = \beta_0 \cdot \exp^{\frac{\beta_1}{T_j}}$$

Les paramètres à déterminer lors de la modélisation sont : I_{SE} , I_{SC} , I_{SFE} , I_{SFC} , N_E , N_C , N_{FE} , N_{FC} , T_{SE} , T_{SC} , T_{SFE} , T_{SFC} , β_0 et β_1 . Leurs valeurs ainsi que les valeurs des résistances R_E et R_C sont obtenues par l'ajustement de mesures I-V réalisées à différentes températures.



Les effets thermiques dans le modèle sont pris en compte par une dépendance en température des courants de saturation des sources de courant (I_{SE} , I_{SC} , I_{SFE} et I_{SFC}) et du gain en courant β [62]. L'élévation de

température est évaluée par l'intermédiaire d'un sous-circuit thermique donnant, à partir d'une puissance dissipée, une élévation de température. Par analogie avec un circuit électrique, la puissance est représentée par un courant circulant dans une (ou plusieurs) cellule(s) RC, l'élévation de température est la tension s'établissant aux bornes de ce circuit.

IV.4.2 Modélisation de la partie dynamique

IV.4.2.1 Origine des charges dans un TBH

La vitesse des charges limitent la réponse en fréquence des transistors bipolaires. En ce qui concernent les porteurs majoritaires, ils se déplacent très rapidement (quelques picosecondes) et ne créent pas de réelles contraintes, les limitations sont dues aux porteurs minoritaires. Dans un transistor bipolaire en fonctionnement normal, les porteurs minoritaires sont stockés dans les zones quasi-neutres de base et d'émetteur, il leur correspond des capacités de diffusion. Des charges fixes sont également stockées dans les zones de charge d'espace émetteur-base et base-collecteur, à ces charges correspondent les capacités de jonction [63].

IV.4.2.2 Modèles des capacités non linaires.

Seule la capacité base-émetteur a une dépendance en température.

La capacité base-émetteur se compose de deux termes : une capacité de jonction et une capacité de diffusion :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{BEJ} = \frac{C_{J0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{BE}}{\phi}}} \quad V_{BE} < V_{BE_L} \\ C_{BEJ} = \frac{C_{J0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{BE_L}}{\phi}}} \quad V_{BE} > V_{BE_L} \end{array} \right.$$

C_{J0} est la valeur de la capacité base-émetteur à V_{BE} égal à 0, ϕ est la barrière de potentiel de la jonction base-émetteur et V_{BE_L} est une tension à partir de laquelle la capacité de jonction reste constante.

$$C_{BE d} = C_{BE_d0} \cdot \exp^{\frac{-C_{BE_d1}}{T_j}} \cdot \exp^{\frac{qV_{BE}}{N_d \cdot k \cdot T}}$$

La capacité base-collecteur se compose également de deux termes : une capacité de jonction et une capacité de diffusion :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{BCJ} = \frac{C_{BCJ0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{BC}}{\phi_{BC}}}} \quad V_{BC} < V_{BC_L} \\ C_{BCJ} = \frac{C_{BCJ0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{BC_L}}{\phi_{BC}}}} \quad V_{BC} > V_{BC_L} \end{array} \right.$$

C_{BCJ0} est la valeur de la capacité base-émetteur à V_{BC} égal à 0, ϕ_{BC} est la barrière de potentiel de la jonction base-émetteur et V_{BC_L} est une tension à partir de laquelle la capacité de jonction reste constante.

$$C_{BC d} = C_{BC_d0} \cdot \exp^{\frac{qV_{BC}}{N_{BC} \cdot k \cdot T}}$$

Les équations précédentes imposent que les capacités au niveau des deux jonctions sont commandées par les tensions à leurs bornes. Dans l'approche quasi-statique, il est supposé que les charges réagissent instantanément aux variations de tensions de commande. L'approche non quasi-

statique considère des états transitoires lors des brusques variations des tensions de commande. La prise en compte de ces effets dans le modèle a été réalisée dans [64].

La Figure 63 représente le schéma électrique du modèle de transistor utilisé pour les simulations des oscillateurs.

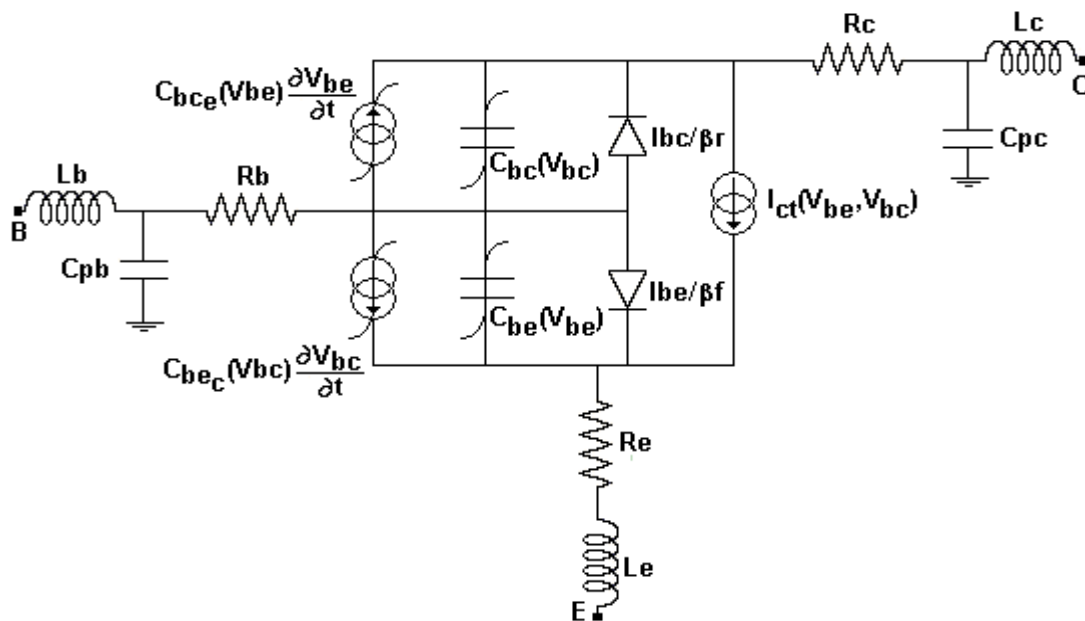


Figure 63 Schéma électrique du modèle du transistor TBH

V Conception des oscillateurs

Dans cette partie nous expliquons la méthode de simulation des oscillateurs contrôlés en tension réalisés à l'aide du logiciel ADS (Advanced Conception System) de chez « Agilent Technology ».

V.1 Etude linéaire d'un oscillateur

Nous rappelons la théorie de la conductance négative et l'approche du calcul du gain en boucle ouverte, expliqué dans [65], que nous avons utilisé pour les simulations linéaires.

V.1.1 Concept de la conductance négative appliqué aux OCT

Pour présenter le principe de la conductance négative, nous utilisons une représentation quasi linéaire d'un oscillateur décrite dans la Figure 64.

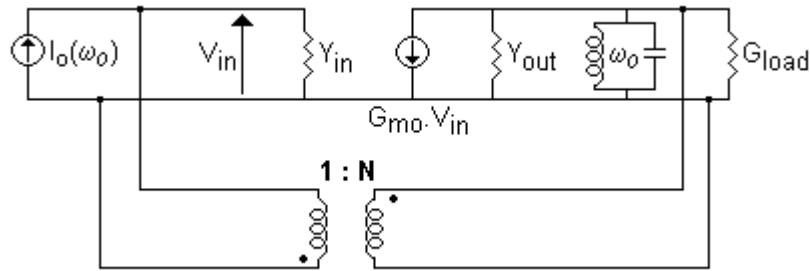


Figure 64 Représentation quasi linéaire d'un OCT pour calculer la conductance négative

Cette représentation quasi linéaire autorise un calcul analytique très simple. Il est exécuté avec les admittances. Ceci est analogue, mais pas identique, aux résultats obtenus avec les impédances. Nous supposons que les admittances d'entrée et de sortie sont déterminées pour obtenir la fréquence d'oscillation désirée ω_0 , alors :

$$Y_{in}|_{\omega_0} = G_{in} \quad \text{et} \quad Y_{out}|_{\omega_0} = G_{out}$$

Où G_{in} et G_{out} sont, respectivement, les conductances d'entrée et de sortie.

Le résonateur LC est aussi modifié pour choisir la fréquence d'oscillation ω_0 . La résistance de charge est connectée en parallèle avec la conductance du résonateur afin d'obtenir la conductance de charge totale : G_{load} .

De plus, pour calculer l'admittance d'entrée à la fréquence d'oscillation ω_0 , le circuit est commandé par une source de courant sinusoïdale externe $I_0(\omega)$.

La conductance observée à l'entrée du circuit s'écrit :

$$G_{tot} = \frac{I_0}{V_{in}} \Big|_{\omega_0} = G_{in} + N^2(G_{out} + G_{load}) - NG_{mo}$$

Cette conductance peut être remplacée par une conductance passive $G_{passive}$ en parallèle avec une conductance négative active, G_{active} liée à la transconductance G_{mo} du transistor :

$$G_{passive} = G_{in} + N^2(G_{out} + G_{load}) \quad \text{et} \quad -G_{active} = -NG_{mo}$$

Cette conductance active est négative à cause de la contre réaction positive introduite par le transformateur.

En généralisant, proche de la fréquence d'oscillation ω_0 , l'admittance d'entrée totale peut être exprimée par :

$$Y_{(\omega_0+\Delta\omega)} = G_{tot}(\omega_0) + \frac{dG_{tot}}{d\omega} \Delta\omega + j \frac{dB_{tot}}{d\omega} \Delta\omega$$

Où $\frac{dB_{tot}}{d\omega}$ est la dérivé de la susceptance totale vue à l'entrée de l'oscillateur.

V.1.2 Abordons la notion de Boucle Ouverte

Nous avons redessiné le circuit de la Figure 64 comme présenté sur la Figure 65. Nous avons remplacé la source de courant sinusoïdale d'entrée par une tension externe $E_{ext}(\omega)$ contrôlant la source de courant du transistor modélisée encore une fois par une transconductance linéaire équivalente G_{mo} .

Le gain complexe de la boucle ouverte est défini par :

$$\tilde{G}_{ol} = \left. \frac{V_{in}}{E_{ext}} \right|_{\omega}$$

Un calcul immédiat, à ω_0 , donne : $\tilde{G}_{ol} = \frac{NG_{mo}}{G_{in} + N^2(G_{out} + G_{load})} = \frac{G_{active}}{G_{passive}}$

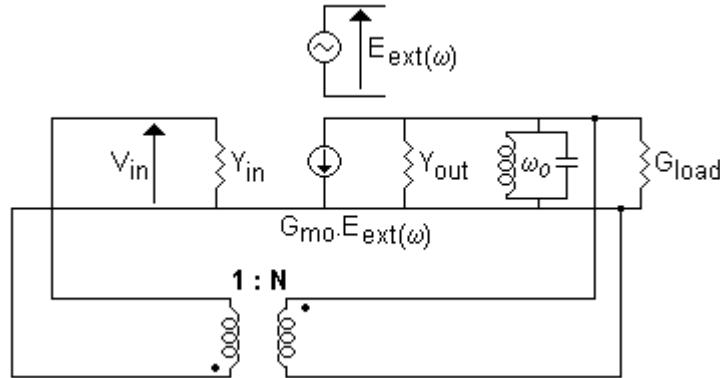


Figure 65 Représentation de la boucle ouverte d'un oscillateur

La conductance d'entrée totale du circuit s'écrit : $G_{tot} = G_{passive} - G_{active}$

Par conséquent, G_{tot} est immédiatement écrit comme :

$$G_{tot}(\omega_0) = (1 - \tilde{G}_{ol}(\omega_0)) \cdot G_{passive}(\omega_0)$$

qui est le résultat désiré.

Il est donc facile de visualiser clairement quand $G_{tot} < 0$, c'est à dire que $\tilde{G}_{ol} > 1$.

Alors, l'étude d'un circuit autonome avec le concept de la conductance négative est identique à l'étude du même circuit autonome réalisé avec la technique du calcul de gain en boucle ouverte.

De façon générale, quand l'admittance complexe est traitée, la relation précédente devient :

$$Y_{tot}(\omega) = (1 - \tilde{G}_{ol}(\omega)) \cdot Y_{passive}(\omega)$$

L'étude des transistors dans les oscillateurs avec le concept du gain en boucle ouverte est extrêmement judicieuse et plus facile.

V.1.3 Condition de démarrage de l'oscillateur libre

Le circuit est maintenant étudié dans le plan des fréquences complexes : $p = \alpha + j\omega$.

L'admittance d'entrée devient :

$$Y_{tot}(p) = (1 - \tilde{G}_{ol}(p)) \cdot Y_{passive}(p)$$

L'admittance d'entrée linéaire est vue par le circuit quand l'alimentation est connectée. Elle est obtenue en remplaçant tous les éléments non linéaires du circuit par les valeurs petit signal choisies au point de fonctionnement.

Une instabilité apparaît dans le circuit à la fréquence angulaire ω_0 , si les variables des courants et des tensions peuvent être écrites au démarrage comme :

$$\delta X(t) = \delta X_0 e^{\alpha_0 t} \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad \text{avec} \quad \alpha_0 > 0$$

Une fois que le circuit est en régime établi, les équations suivantes peuvent être écrites :

$$Y_{tot}(p) \cdot \delta V_{in}(p) = 0$$

Comme $\delta V_{in}(p) \neq 0$ alors cela entraîne la condition nécessaire suivante : $Y_{tot}(p) = 0$

En outre :

$$Y_{tot}(p) = (1 - \tilde{G}_{ol}(p)) \cdot Y_{passive}(p) = 0$$

$Y_{passive}$ représente l'admittance passive et par conséquent ne peut pas avoir de partie réelle nulle. Donc l'équation satisfait :

$$\tilde{G}_{ol}(p) = 1$$

Cette équation permet d'établir la condition d'oscillation possible dans le circuit.

Les zéros de cette équation avec des parties réelles positives représentent les fréquences d'oscillations complexes possibles du circuit. Il faut noter que cette équation ne garantit pas que les oscillations vont s'accroître jusqu'à l'arrivée du régime établi en grand signal. Elle garantit seulement l'instabilité au point de fonctionnement DC. C'est la première condition pour avoir une oscillation dans un circuit. L'augmentation ou la diminution des oscillations dépendent du comportement temporel non linéaire du circuit.

En prenant pour référence l'exemple simple de la Figure 65, le gain complexe s'écrit :

$$\tilde{G}_{ol}(p) = \frac{NG_{mo}}{G_{in} + N^2(G_{out} + G_{load}) + C \cdot p + \frac{1}{L \cdot p}} = 1$$

$$\tilde{G}_{ol}(p) = \frac{NG_{mo}}{G_{passive} + C \cdot p + \frac{1}{L \cdot p}} = 1$$

équivalent à :

$$\begin{cases} G_{passive} - NG_{mo} + C \cdot \alpha + \frac{\alpha}{L(\alpha^2 + \omega^2)} = 0 \\ \omega \cdot \left[C - \frac{1}{L(\alpha^2 + \omega^2)} \right] = 0 \end{cases}$$

et, finalement on trouve deux racines complexes conjuguées $\alpha_0 \pm j\omega_0$, avec :

$$\begin{cases} \alpha_0 = \frac{NG_{mo} - G_{passive}}{2C} \\ \omega_0^2 = \omega_R^2 - \left(\frac{NG_{mo} - G_{passive}}{2C} \right)^2 \end{cases}$$

avec $\omega_R^2 = \frac{1}{LC}$

Si $NG_{mo} > G_{passive}$, $\alpha_0 > 0$.

Nous observons que la fréquence de départ ω_0 est proche de ω_R quand NG_{mo} est peu différent de $G_{passive}$ et que la sélectivité du circuit, proportionnelle à $2C$ est grande. Malheureusement, seulement quelques simulateurs standard sont capables de réaliser ce calcul dans le plan des fréquences complexes [66]. Cependant, le diagramme de Nyquist $\tilde{G}_{ol}(j\omega)$ peut être dessiné [67]. Alors, nous pouvons vérifier que le lieu des $\tilde{G}_{ol}(j\omega)$ encercle le point critique : (1,0). Le diagramme de Bode peut aussi être utilisé. Il apparaît que c'est un outil très utile.

Ecrivons : $\tilde{G}_{ol}(\omega) = |\tilde{G}_{ol}(\omega)| \cdot e^{j\varphi(\omega)}$

avec $20 \cdot \log|\tilde{G}_{ol}(\omega)|$ et $\varphi(\omega)$ peuvent être représentés en fonction de la fréquence.

Trois conditions sont nécessaires dans un oscillateur simple commandé, dans le but d'obtenir une croissance de l'oscillation provenant du bruit de l'oscillateur.

$$\left\{ \begin{array}{l} 20 \cdot \log|\tilde{G}_{ol}(\omega_0)| > 0 \\ \varphi(\omega_0) = 0 \\ \left. \frac{d\varphi}{d\omega} \right|_{\omega_0} < 0 \end{array} \right.$$

Le diagramme de Nyquist et/ou celui de Bode peut être utilisé dans tous les simulateurs existants. Les conditions de démarrage de l'oscillation dans un circuit électrique sont issues directement de la stabilité du point de fonctionnement.

V.1.4 La conception d'oscillateurs de type «pushpush»

Les OCT de type «pushpush» que nous avons réalisés sont composés de deux oscillateurs bouclés l'un sur l'autre.

Dans un premier temps la méthode de la boucle ouverte est utilisée sur un seul oscillateur, nommé «demi-pushpush» ou «single ended». Il est composé d'un résonateur idéal et de différents éléments utiles à l'auto-polarisation du transistor, Figure 66. Nous plaçons une masse RF sur l'accès émetteur qui sera connecté en mode «pushpush». Ensuite, nous optimisons la taille du transistor et les éléments $R1$, $R2$, R_e , L_e , L_c , C_c , C_e et C_{be} pour obtenir un gain de boucle ouverte positif, une phase de boucle ouverte nulle et la variation de la phase décroissante, à la fréquence de résonance fixée par le résonateur.

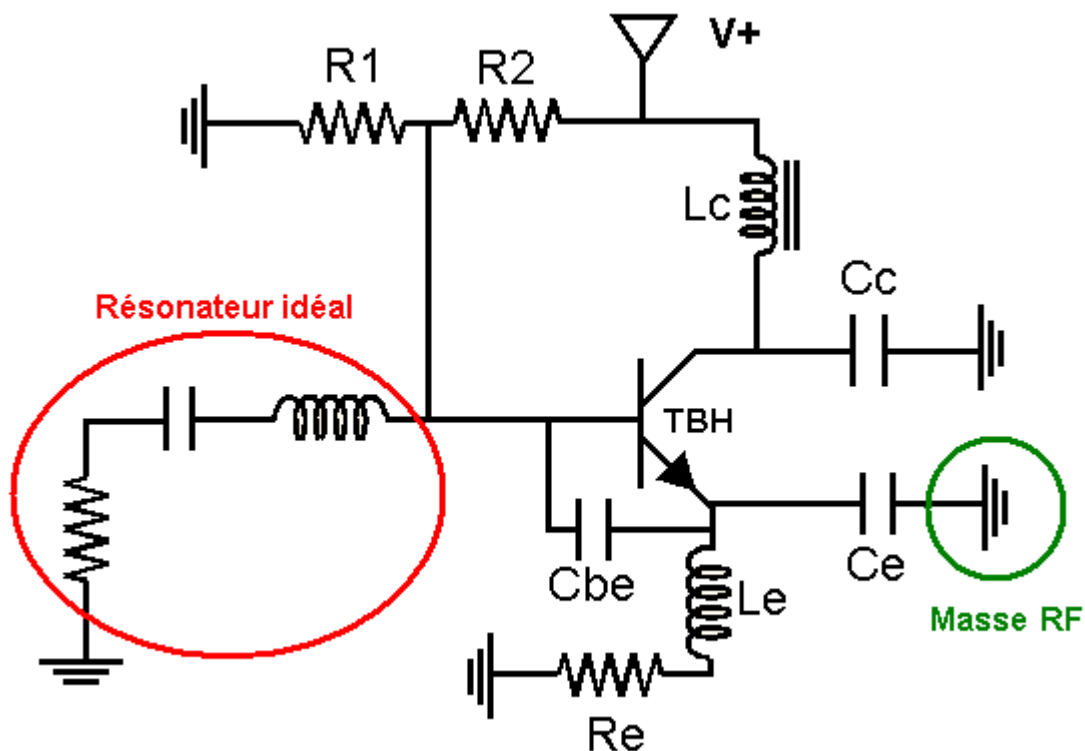


Figure 66 «Demi-pushpush» avec un résonateur idéal

Les éléments $R1$, $R2$, R_e , et les résistances des selfs inductances L_e , L_c servent à fixer le point de fonctionnement continu du transistor tandis que C_c , C_e et C_{be} jouent sur son gain et son adaptation.

L'étape suivante consiste à optimiser le résonateur composé d'éléments réels. Dans nos conceptions nous avons utilisé un résonateur série comportant une self inductance, une capacité série et des varactors.

L'étude du résonateur commence par une simulation en paramètre [S]. Nous cherchons des valeurs approchées pour chaque élément du résonateur, afin d'obtenir une résonance à la fréquence d'oscillation désirée. Pour cette simulation nous conseillons de polariser le varactor au milieu de sa bande de tension utile.

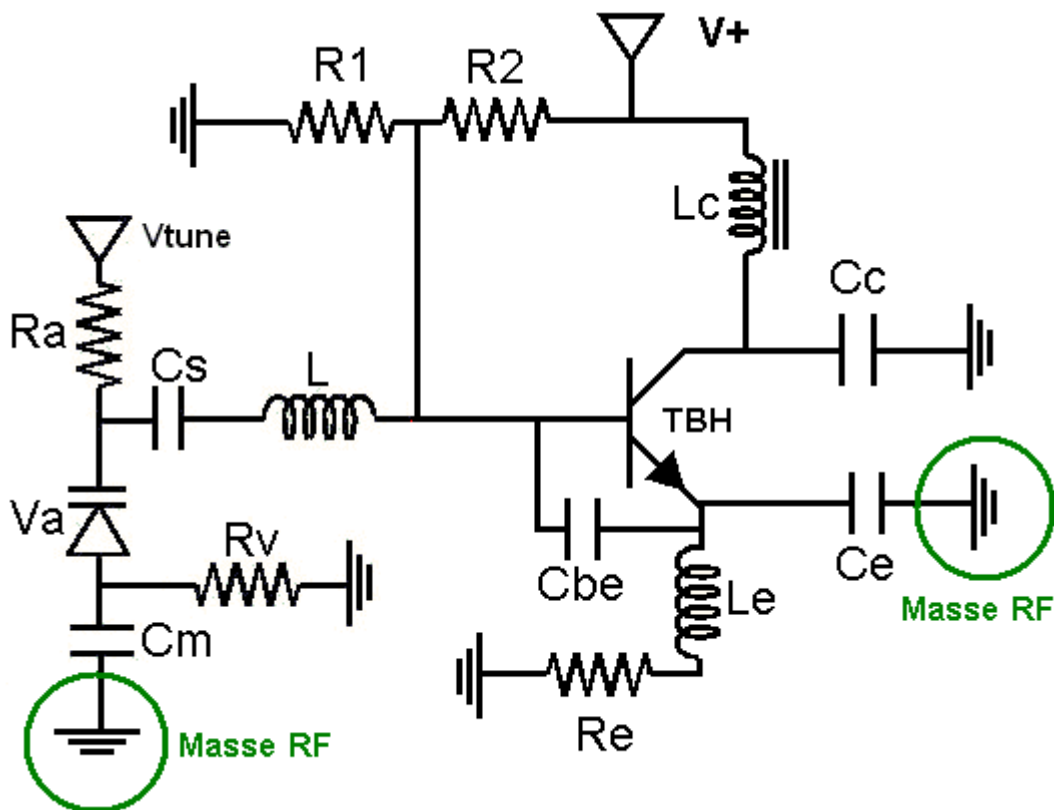


Figure 67 « Demi-pushpush » avec un résonateur réel

Ensuite nous plaçons le résonateur dans le « demi-pushpush », Figure 67, en connectant toujours les masses RF sur l'accès émetteur et sur l'accès résonateur. Nous avons rajouté la capacité C_m pour que le varactor soit polarisé correctement. Pour la simulation, nous prenons une valeur de C_m très forte devant la capacité globale du résonateur pour ne pas perturber le résonateur et changer sa fréquence de résonance. Ensuite nous ajustons de nouveau tous les éléments du circuit de façon à obtenir la bande d'accord désirée en fonction de la tension de polarisation des varactors, V_{tune} . La bande d'accord du résonateur doit être centrée autour de la fréquence centrale de l'oscillateur. Pour obtenir un faible niveau de bruit de phase, il faut augmenter le facteur de qualité Q , du résonateur.

Dans le cas d'un résonateur série : $Q_{série} = \frac{L\omega}{R} = \frac{1}{RC\omega}$, nous améliorons le facteur de qualité en augmentant l'influence de la self inductance et en diminuant ses pertes. Ce qui est confirmé par l'équation.

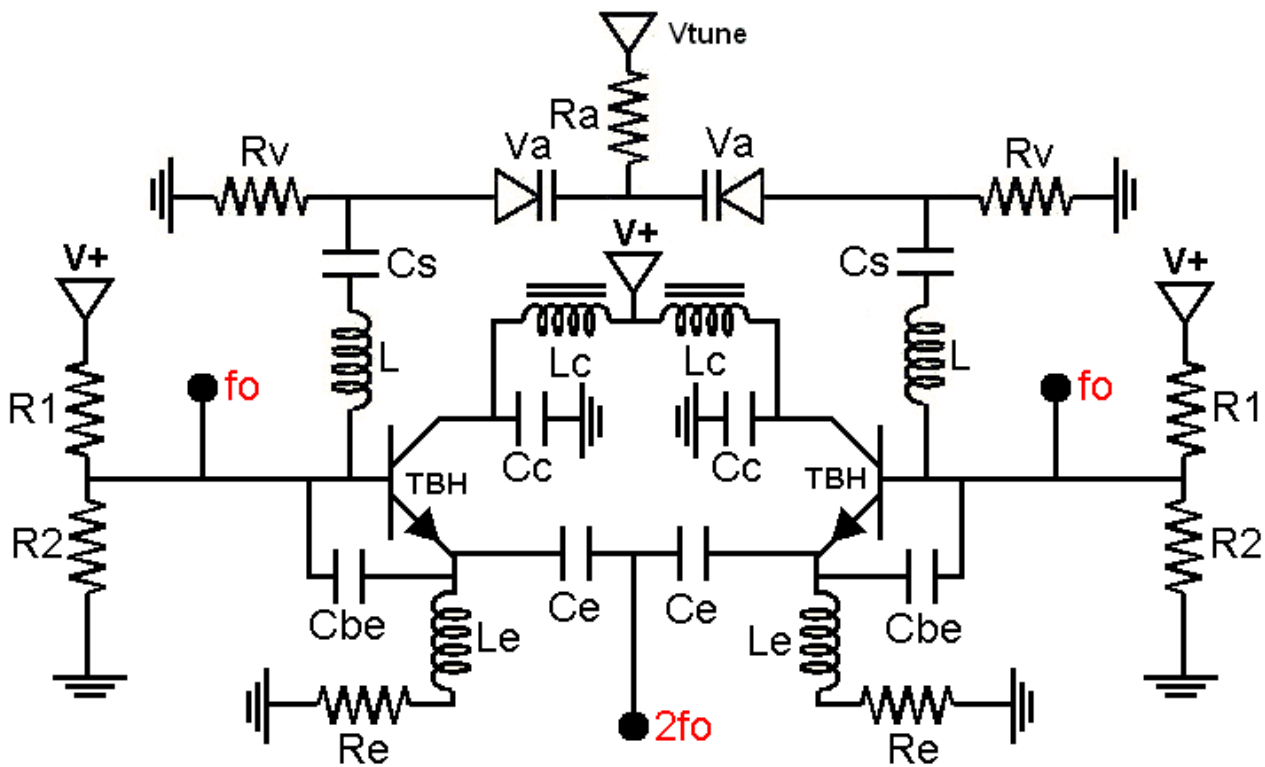


Figure 68 Oscillateur « pushpush » complet

Enfin la vérification de la présence d'oscillations parasites est nécessaire afin de les éliminer. Pour cela il faut utiliser la méthode de la boucle ouverte sur l'OCT complet, Figure 68. Il faut ouvrir deux boucles, une sur chaque transistor, et injecter des signaux perturbateurs de même amplitude, en phase et en opposition de phase.

Lorsque nous injectons deux signaux en opposition de phase, nous nous trouvons en mode impair et dans la configuration dite «pushpush», nous obtenons l'oscillation désirée. Par contre lorsque nous injectons deux signaux en phase, nous nous trouvons en mode pair et dans cette configuration il ne doit pas y avoir d'oscillation possible.

V.1.5 Simulation de la boucle ouverte

La Figure 69 représente les résultats de simulation en boucle ouverte après l'optimisation de la partie active d'un oscillateur « demi-pushpush ». La simulation est réalisée pour une tension de polarisation de varactors de 2.5 V et pour deux températures différentes. Nous constatons que sur la plage de température, le circuit a un gain supérieur à +8 dB et que la phase passe par zéro, autour de la fréquence de 12.5 GHz avec une pente négative. Donc nous obtenons une oscillation à cette fréquence.

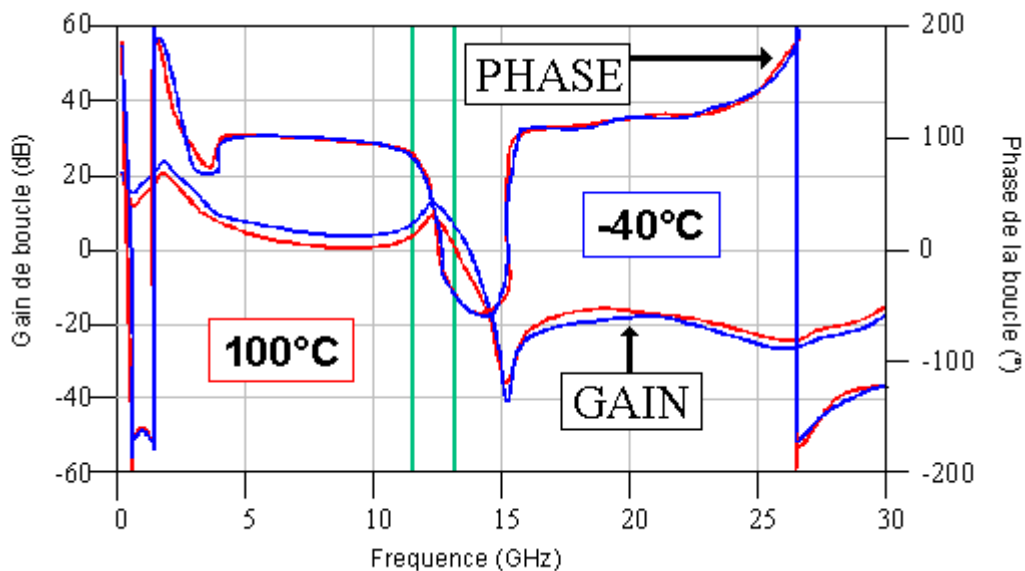


Figure 69 Gain et phase de la simulation en boucle ouverte

V.2 Etude non linéaire de l'oscillateur

La conception de l'oscillateur de type «pushpush» a été réalisée sur le simulateur commercial ADS. Nous avons utilisé le modèle de bruit, comportant les sources de bruit cyclostationnaires basse fréquence, présenté dans le chapitre II.

Une analyse non linéaire détaillée est obligatoire pour ajuster avec précision les performances de l'OCT. La simulation s'effectue avec l'oscillateur en configuration «pushpush», Figure 68, et permet d'optimiser la capacité C_{be} placée entre la base et l'émetteur. Nous avons constaté que cette capacité a une influence positive sur le niveau de bruit de phase. En effet nous pensons qu'elle réduit le passage des courants RF dans le transistor et les sources de bruit basse fréquence sont moins sollicitées. En revanche la puissance de sortie du transistor s'en trouve affectée. C'est pourquoi il faut trouver un compromis entre ces deux performances. La méthode que nous avons utilisée consiste à fixer la capacité C_{be} et à optimiser les autres éléments. Si les performances ne sont pas satisfaisantes (c'est à dire qu'il n'y a pas assez de marge entre les performances simulées et les performances visées) nous changeons la valeur de la capacité C_{be} et nous optimisons de nouveau les autres éléments. Ce processus se poursuit jusqu'à l'obtention de performances désirées.

Bien sûr nous contrôlons au cours des simulations non linéaires les conditions d'oscillation de l'OCT, les niveaux de puissance et de bruit de phase, la largeur de la bande d'accord et les courants de consommation.

Pour vérifier la bonne symétrie de l'oscillateur « pushpush » nous visualisons aussi le spectre de sortie sur l'émetteur, Figure 70. Nous comparons le niveaux de puissance entre les fréquences harmoniques paires et les fréquences harmoniques impaires. Nous devons toujours obtenir une différence de puissance supérieure à 20 dB entre la fréquence harmonique deux et la fréquence fondamentale.

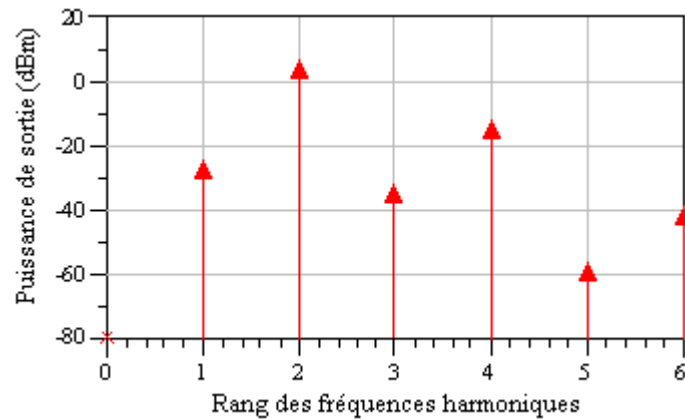


Figure 70 Spectre du signal de sortie d'un OCT fonctionnant à 24GHz

Durant les optimisations nous contrôlons aussi le fonctionnement des transistors au travers du cycle de charge reporté sur le réseau statique. Dans l'exemple de la Figure 71, Nous avons le cycle de charge d'un transistor utilisé dans un OCT fonctionnant à 24GHz, et nous constatons que le transistor est dans un fonctionnement de classe AB. Ceci est confirmé en voyant les variations temporelles des tensions $V_{be}(t)$ et $V_{ce}(t)$, Figure 72 et des courants $I_b(t)$ et $I_c(t)$, Figure 73.

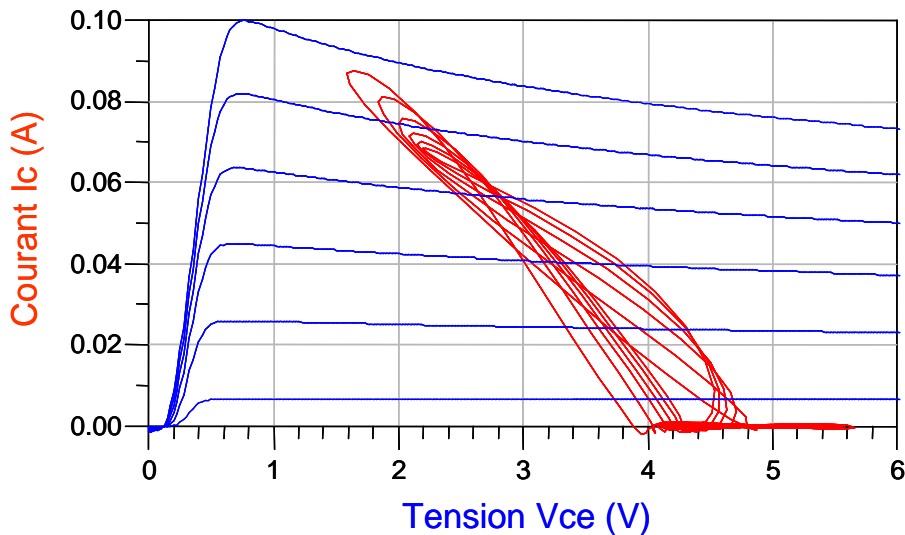


Figure 71 Réseau statique et cycle de charge d'un TBH 6x2x40 µm de HB20M

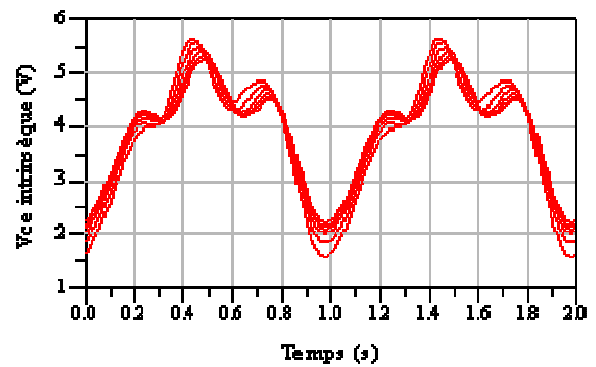
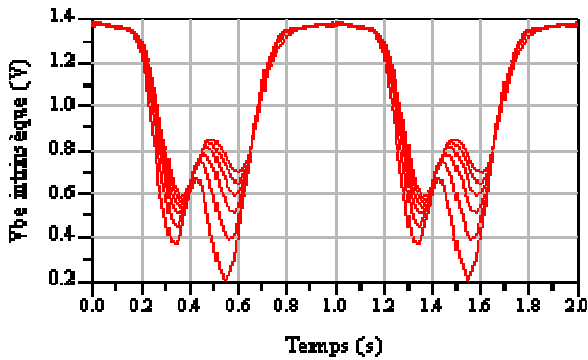


Figure 72 Evolution des tensions $V_{be}(t)$ et $V_{ce}(t)$

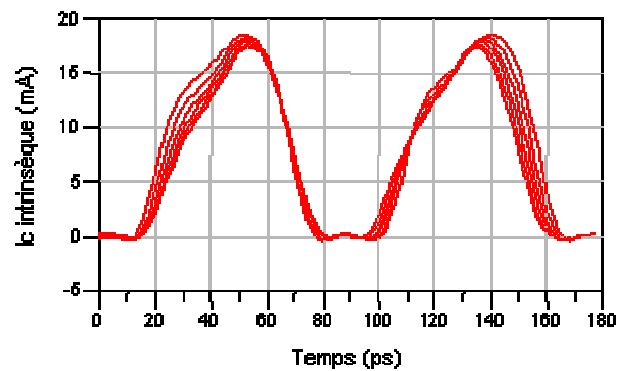
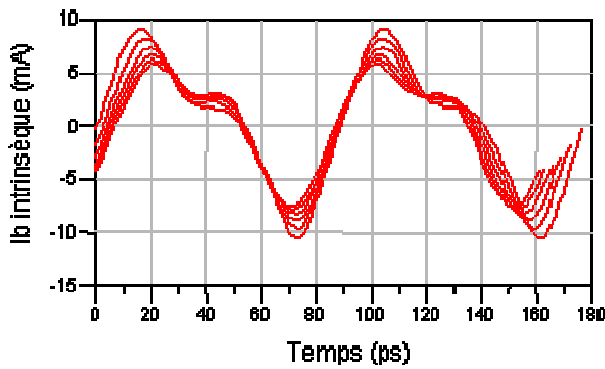


Figure 73 Evolution des courants $I_b(t)$ et $I_c(t)$

Une fois l'optimisation des éléments terminée. Nous dessinons sur un logiciel nommé « cadence » les différents niveaux de masque nécessaire à la réalisation du circuit. Le dessin physique du circuit soumis à des règles précises comme le positionnement ou l'espacement entre les motifs, entraîne des modifications du schéma électrique optimisé. Alors nous jonglons entre la valeur des éléments du circuit électrique et le dessin de l'oscillateur jusqu'à ce que nous trouvons une possibilité de réalisation physique du circuit avec les performances électriques désirées.

V.3 Synthèse de l'optimisation

En guise de synthèse nous avons construit un synoptique qui présente l'enchaînement logique des étapes à suivre pour optimiser un oscillateur de type « pushpush ». Pour compléter ce synoptique, nous pouvons ajouter une boucle qui représenterait une étape supplémentaire qui

consisterait à corrélér le dessin avec la simulation pour l'obtention des performances désirées par le cahier des charges.

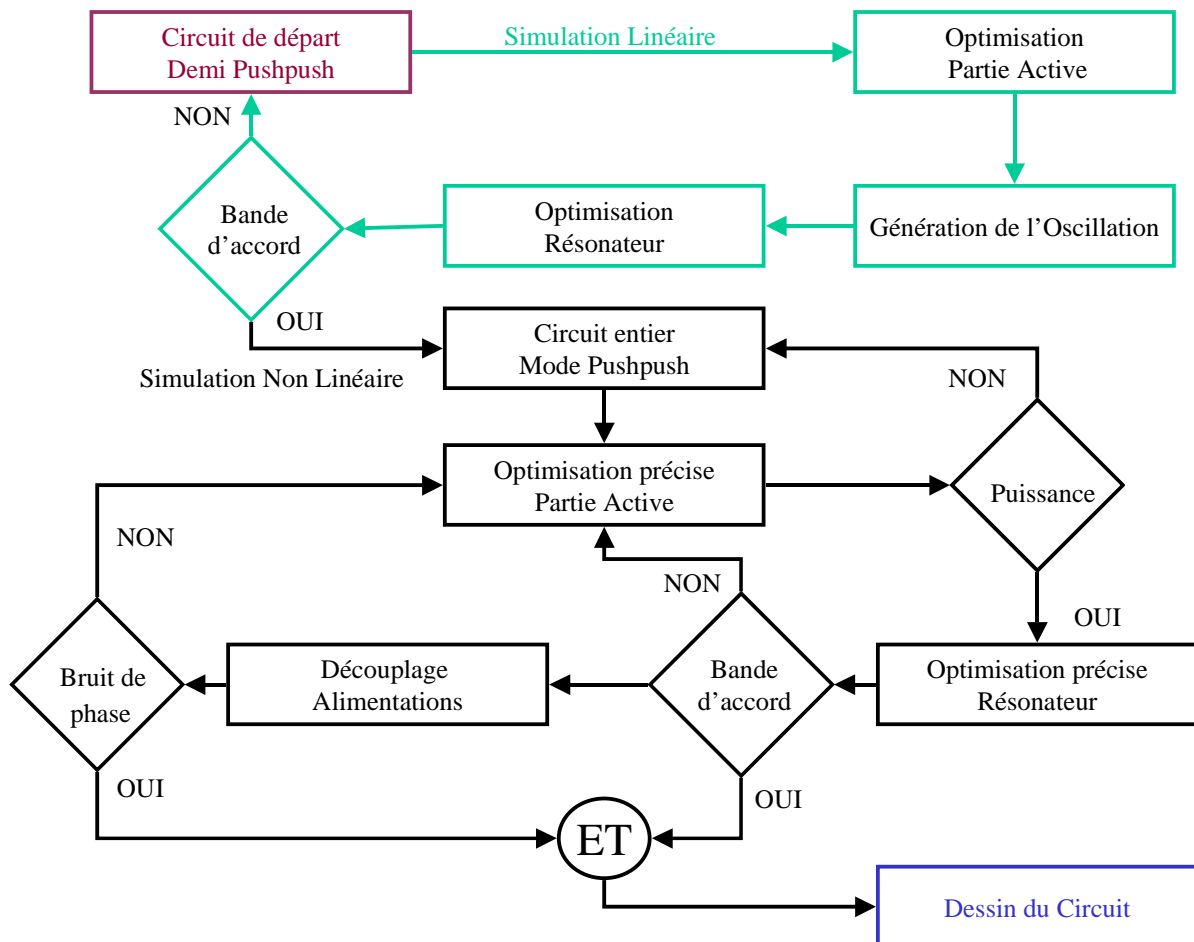


Figure 74 Synoptique de l'optimisation de OCT de type «pushpush»

VI Conclusion

Ce chapitre nous a servi à exposer les différentes configurations des systèmes radars fonctionnant aux fréquences de 24 GHz ou de 77 GHz, pour lesquelles nous avons développé les oscillateurs. Nous avons vu que ces systèmes utilisent soit des boucles à verrouillage de phase, soit des processeurs pour synchroniser leur fréquence d'émission.

Ensuite, après les explications nécessaires à la réalisation de modèle de transistor TBH, nous avons expliqué la méthode de conception utilisée lors de la réalisation des oscillateurs « pushpush ». Nous avons séparé cette méthode en deux étapes : une étude linéaire qui utilise la notion de boucle ouverte et qui nous a permis de fixer les fréquences d'oscillation et les largeurs de la bande d'accord des oscillateurs, suivi d'une étude non linéaire qui a contribué à optimiser toutes les performances des oscillateurs (puissance et bruit de phase).

Dans la suite, nous allons présenter les résultats de mesures et de simulations des oscillateurs destinés aux applications automobiles et de télécommunications. Les simulations ont été réalisées en suivant la démarche expliquée dans le synoptique précédent. De plus, nous évoquerons les différents cahiers des charges imposés par les applications. Enfin nous comparerons les résultats obtenus avec la concurrence.

CHAPITRE IV

Résultats de simulations et de mesures des OCT

I Introduction

Dans ce dernier chapitre nous avons réuni les principaux résultats de simulations et de mesures que nous avons effectuées au cours du travail. Nous présenterons tout d'abord les oscillateurs existants au début du travail, sur les marchés et leurs performances. Ceci pour nous donner des notions et des ordres de grandeur au niveau des performances réalisables.

Nous aborderons dans un premier temps des oscillateurs développés aux applications automobiles, fonctionnant à des fréquences fondamentales de 6.5 GHz et 12 GHz. Ces oscillateurs seront intégrés au sein de puces multifonctions comportant des amplificateurs de puissance et des diviseurs de fréquence. Les différentes conceptions sont réalisées sur deux technologies qui sont présentées au chapitre III : HB20M de la fonderie d'UMS et H02U-10 de la fonderie WIN.

Dans un deuxième temps nous présenterons deux autres OCT, développés pour les applications de télécommunications et qui fonctionnent à des fréquences fondamentales de 2 GHz et de 5 GHz. Nous montrerons avec une comparaison entre tous les oscillateurs que ces deux dernières conceptions ont atteint l'état de l'art en termes de bruit de phase.

Dans toutes les conceptions suivantes nous expliquerons les motivations qui nous ont amenés à les réaliser et les innovations apportées aux circuits.

II Les OCT existants et les objectifs du travail

Dans cette partie, les performances des différents oscillateurs existants dans les applications radars automobiles et de télécommunications, avant le début de la thèse.

II.1 Dans les applications automobiles

II.1.1 Première génération d'OCT pour le radar SRRS (24 GHz)

II.1.1.1 Présentation des performances

L'un des premiers oscillateurs réalisés à UMS, qui était précurseur en la matière (2003), pour un radar SRRS a été conçu pour fonctionner à une fréquence fondamentale de 24 GHz. Le niveau de bruit de phase était de -80 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse à 24 GHz sur une bande d'accord de 10 %. La puissance de sortie du MMIC était supérieure à 12 dBm sur la plage de température suivante : -40° C à 100° C [68].

II.1.1.2 Objectifs de la nouvelle conception

L'objectif de la nouvelle conception sera de réduire le niveau de bruit de phase sur la même largeur de bande d'accord, d'augmenter la puissance de sortie et de limiter la surface du MMIC. Nous devons prendre en compte que la conception devra fonctionner en boîtier plastique dans toutes les configurations de température imposées.

II.1.2 Première génération d'OCT pour le radar ACC (77 GHz)

II.1.2.1 Présentation des performances

Dans le radar ACC fonctionnant à 77 GHz, Figure 75, L'ancienne génération de l'oscillateur et les différents MMIC utilisés par ce radar ont été réalisés à UMS. Le module du radar réalisé par la société « Autocruise » utilise un oscillateur composé d'un résonateur diélectrique extérieur au MMIC. Cet oscillateur fonctionne à la fréquence fondamentale de 19,125 GHz avec une sortie sur

la fréquence harmonique deux de 38,25 GHz. La bande d'accord est comprise entre 38 GHz et 38,5 GHz obtenue avec une tension de polarisation des varactors comprise entre 0 V et 2 V. La sensibilité de l'oscillateur est comprise entre 5 MHz/V et 40 MHz/V, avec une linéarité de +/-5 % sur 0,5 MHz de bande. Comme une modulation est appliquée directement sur la tension de commande des varactors cela a nécessité une fréquence de coupure à 3 dB supérieur à 5 MHz. La puissance de sortie de l'oscillateur est comprise entre 6 dBm et 13 dBm et le niveau de bruit de phase de l'oscillateur est inférieur à -81 dBc/Hz à 100 kHz de la fréquence porteuse qui est 38.25 GHz. Le niveau de bruit AM est de -135 dBc/Hz à 10 kHz de la fréquence porteuse.

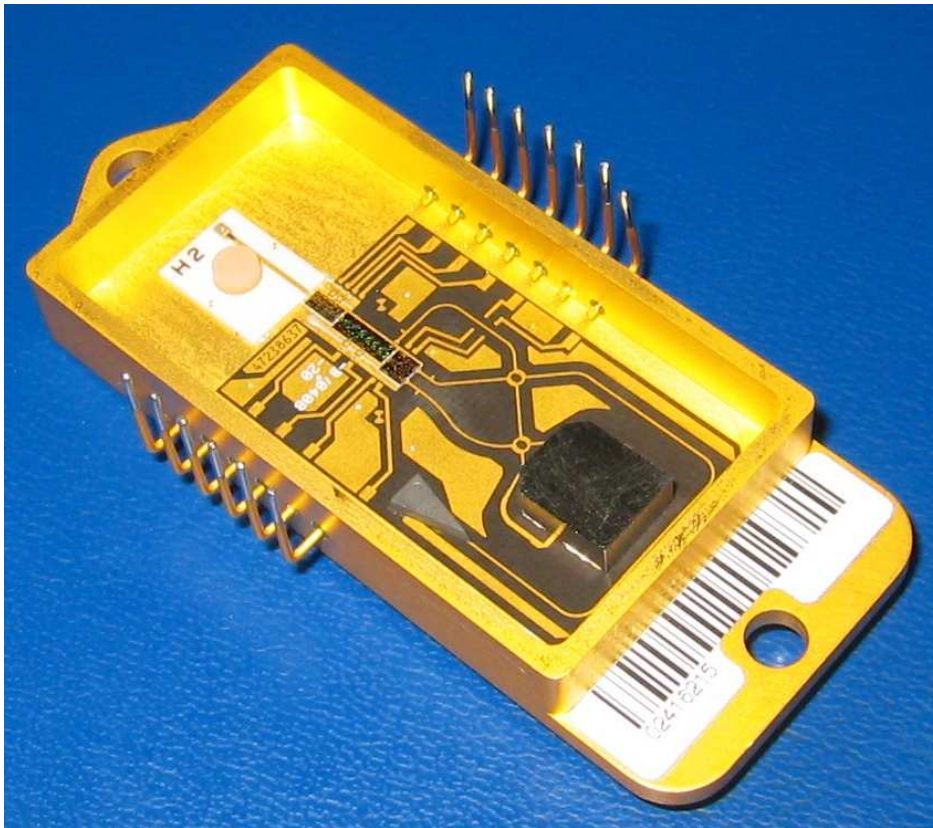


Figure 75 Photo du module de la première génération de radar ACC

II.1.2.2 Objectifs de la nouvelle conception

L'oscillateur utilisé est un ORD, et cela pose des problèmes de réglage lors de la production en série des modules. C'est pourquoi l'objectif premier sera de réaliser un circuit tout intégré avec

un très faible niveau de bruit phase. Ceci permettra de réduire la taille, le prix et le poids du module. Les autres objectifs sur le MMIC seront de diminuer sa consommation et de permettre une modulation directe sur une bande de fréquence de 5 MHz. De plus nous travaillerons sur une tension de commande qui devra accepter une modulation FM-CW sur une bande de 33 MHz avec une linéarité de +/-1 %.

II.2 Dans les applications de télécommunications

II.2.1 Présentation des performances

Dans le milieu des télécommunications, nous présentons les OCT réalisés par la société américaine HITTITE qui ont les meilleures performances actuelles au niveau du bruit de phase.

Dans la bande de fréquence d'accord de 10,43 GHz à 11,46 GHz le bruit de phase obtenu est de -110 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse. La tension de commande varie de 2 V à 13 V [69].

Dans la bande de fréquence d'accord de 7,8 GHz à 8,7 GHz le bruit de phase obtenu à 100 kHz de la porteuse est de -103 dBc/Hz. La tension de commande varie de 1 V à 11 V [70].

II.2.2 Objectif des futures conceptions

Nos objectifs seront axés sur la réduction maximum du bruit de phase sur toute la largeur de la bande d'accord, sans aucune limitation de la surface du MMIC et sans spécification sur la consommation.

III Conception des MMIC développés pour les applications radar automobiles

III.1 Conception du MMIC développé aux SRRS

Le MMIC dont nous allons parler dans cette partie est destiné aux radars courte portée et est réalisé sur la technologie HB20M. Il est composé d'un oscillateur, d'un diviseur et d'amplificateur de puissance. Nous détaillerons uniquement les performances de l'OCT.

III.1.1 Performances principales et objectifs

L'oscillateur doit être centré sur 24,125 GHz avec une bande d'accord utile de 250 MHz autour de cette fréquence. Le niveau de bruit de phase doit être inférieur à -90 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse de fréquence 24 GHz. La puissance doit être supérieure à 14,5 dBm pour la sortie à 24 GHz et égale à 0 dBm sur les sorties à 12 GHz. La sensibilité de l'oscillateur doit être comprise entre 200 MHz/V et 700 MHz/V. Toutes ces performances doivent être valables sur la plage de température comprise entre -40° C et 100° C

III.1.2 Motivation

Cette conception a été motivée par le fait de réaliser un MMIC tout intégré avec une surface suffisamment petite pour le placer dans un boîtier plastique QFN 4x4, 24 accès. Les dimensions extérieures du boîtier sont de 4 mm par 4 mm et 1mm d'épaisseur. Les dimensions intérieures du boîtier sont de 2250 μ m par 2250 μ m.

La difficulté consiste à intégrer l'OCT, les amplificateurs et le diviseur sur le même MMIC. Au niveau de l'oscillateur il faut trouver le bon compromis entre le niveau de bruit de phase, la puissance de sortie et la bande d'accord. De plus pour compenser les dispersions technologiques et les variations de fonctionnement en température nous concevons l'oscillateur avec une bande d'accord égale à 10 % de la fréquence centrale, avec une tension de polarisation des varactors comprise entre 1 V et 6 V

III.1.3 Présentation du MMIC

Le MMIC est composé d'un oscillateur de type «pushpush», Figure 76, de fréquence fondamentale centrale de 12 GHz, d'un diviseur de fréquence par huit et d'amplificateurs. Ils sont alimentés par des tensions de polarisation de +5 V, et la tension de commande des varactors varie entre +1 V et +6 V.

Le résonateur est composé d'un varactor de 4 doigts de largeur 94 μm et de longueur 12 μm . L'alimentation des varactors qui est une diode base collecteur est faite sur le collecteur, avec une tension positive, au travers d'une résistance de 10 Ω . La mise à la masse de l'alimentation des varactors est réalisée via une self inductance. La self inductance du résonateur est épaissie par l'empilement de plusieurs niveaux métalliques. Cela permet de limiter sa résistance et de contribuer à l'augmentation du facteur de qualité du résonateur. Comme vu précédemment, cela est utile pour diminuer le niveau de bruit de phase.

Le transistor utilisé est composé de 4 doigts de 2 μm de long et de 40 μm de large. La polarisation du transistor se fait par un pont de résistance sur la base et par un réseau self inductance-résistance série sur l'émetteur. Cette polarisation stabilise et limite les variations liées à la température. Le collecteur est alimenté au travers d'une ligne qui fait office de self inductance. Des découplages basse fréquence sont prévus sur les plots d'alimentation et au plus près du collecteur.

La taille du MMIC réalisé est inférieure à 3 mm² : 1390 μm x 2100 μm , et peut être placé en boîtier QFN 4x4.

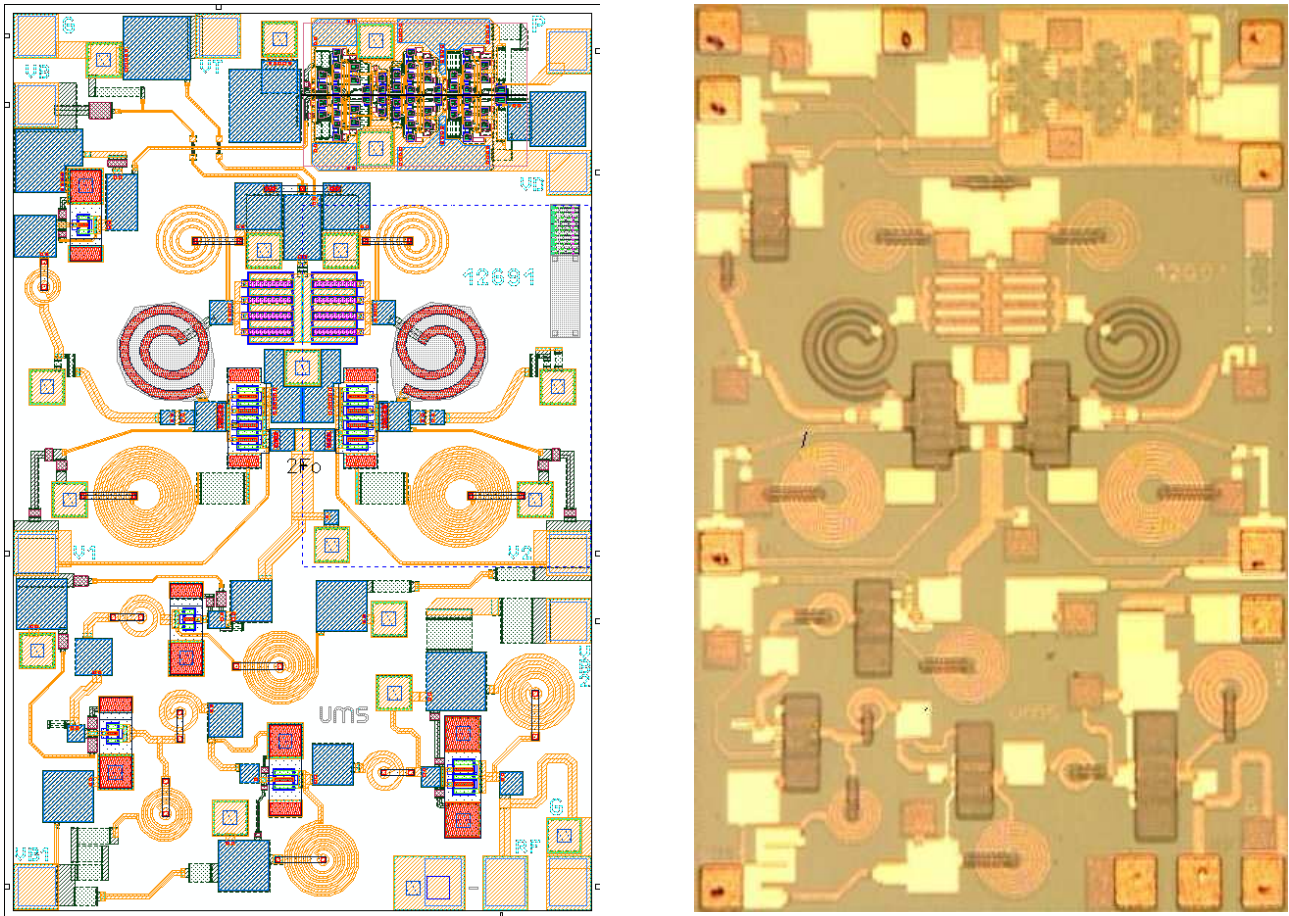


Figure 76 Dessin et photo du MMIC réalisé

Pour diminuer le bruit de phase de l'OCT, nous avons placé la capacité entre la base et l'émetteur.

L'oscillateur a deux sorties : l'une sur l'émetteur à la fréquence harmonique deux, centrée sur la fréquence de 24 GHz, et l'autre sur une des bases à la fréquence fondamentale, centrée sur 12 GHz. La sortie à la fréquence harmonique deux, passe au travers d'un amplificateur de quatre étages, qui fournit une puissance supérieure à 14,5 dBm sur toute la plage de température définie. La sortie à la fréquence fondamentale passe dans un amplificateur d'un étage qui sert à isoler le diviseur de l'OCT. L'amplificateur fournit une puissance nécessaire au bon fonctionnement du diviseur de fréquence par huit. Nous récupérons en sortie du diviseur un signal de fréquence centrale de 1,5 GHz avec une puissance de sortie proche de 0 dBm. Ce signal est comparé à un

oscillateur de référence dans une boucle à verrouillage de phase qui par rétroaction fixe la fréquence de fonctionnement de l'OCT.

III.1.4 Amélioration de la conception

En bas de la bande d'accord, pour les tensions de commande des varactors inférieur à +0,5 V, il y a des courants de fuite dans les diodes qui contribuent à augmenter le niveau de bruit de phase. Par conséquent l'oscillateur n'est utilisable qu'au-dessus de +0,5 V. Le cahier des charges indique que la tension d'accord doit commencer à +1 V et nous savons que la variation de la fréquence est la plus forte pour les faibles tensions de commande. Donc nous avons inséré un pont de résistance dans le circuit qui décale la tension de repos des varactors de +0,5 V. C'est à dire que lorsque l'on alimente les varactors (V_{tune}) avec +1 V, la tension perçue aux bornes du varactor est de +0,5 V. Ce principe nous permet d'atteindre à la fois, les objectifs sur la bande d'accord et sur le niveau de bruit de phase, sans déroger au cahier des charges.

III.1.5 Support de test de mesure

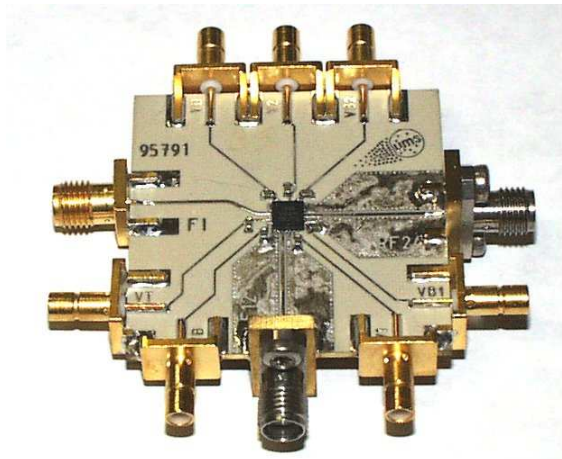


Figure 77 Support de test de mesure

La Figure 77 représente le support de test de mesure utilisé pour les OCT fonctionnant à la fréquence de 24 GHz et placés en boîtier plastique QFN 4x4. Il est composé d'un substrat RO4003, d'épaisseur de 203 μm et de permittivité relative de 3,38 sur lequel sont imprimées des lignes microstrips 50 Ω de 460 μm (+/- 20 μm) de large, pour les signaux RF. Il est consolidé par l'ajout

d'une semelle rigide qui fait office de masse. Les connexions du support de test sont réalisées par des connecteurs coaxiaux de type « SMA » pour les sorties RF et des connecteurs de type « SMB » (subcllic) pour les alimentations continues. Le découplage est réalisé avec des capacités de type « CMS » (X7R de classe 2) de 10 nF sur le support de test.

III.1.6 Comparaison entre les simulations et les mesures

Dans cette conception, nous avons utilisé le modèle électrique des transistors HB20M réalisé à UMS, pour les simulations. Le modèle est ajustable et valable pour les tailles de transistors suivantes : nombre de doigts $N \in [2,8]$, largeur des doigts $W \in [20,40]$, longueur des doigts $L=2$. Il prend aussi en compte les effets liés à la température. De plus le modèle des sources de bruit cyclostationnaires basse fréquence a été ajouté au modèle du transistor.

Les simulations ont été faites avec la prise en compte du support de test, du MMIC en boîtier plastique, des modèles des fils de câblage et des capacités de découplage.

Les simulations et les mesures qui suivent sont réalisées pour les deux valeurs de température suivantes : -40°C et $+100^{\circ}\text{C}$.

Sur la Figure 78 nous visualisons la bande d'accord de l'OCT. Nous avons obtenu une bonne correspondance fréquentielle entre les simulations et les mesures. Nous avons seulement un décalage de 150 MHz au maximum entre les courbes de même température. Ceci rentre dans la dispersion de fabrication de la plaque. Sur toutes les courbes nous avons une bande d'accord proche de 2,3 GHz. Ceci représente pratiquement 10 % de la fréquence de sortie de l'oscillateur et cette largeur de bande autorise une grande reproductibilité du MMIC et des rendements de plaque maximum. Nous pouvons constater que les courbes simulées ne prennent pas bien en compte la variation de fréquence en bas de la bande d'accord. Cela est encore plus flagrant sur la Figure 79 qui représente la sensibilité de l'oscillateur.

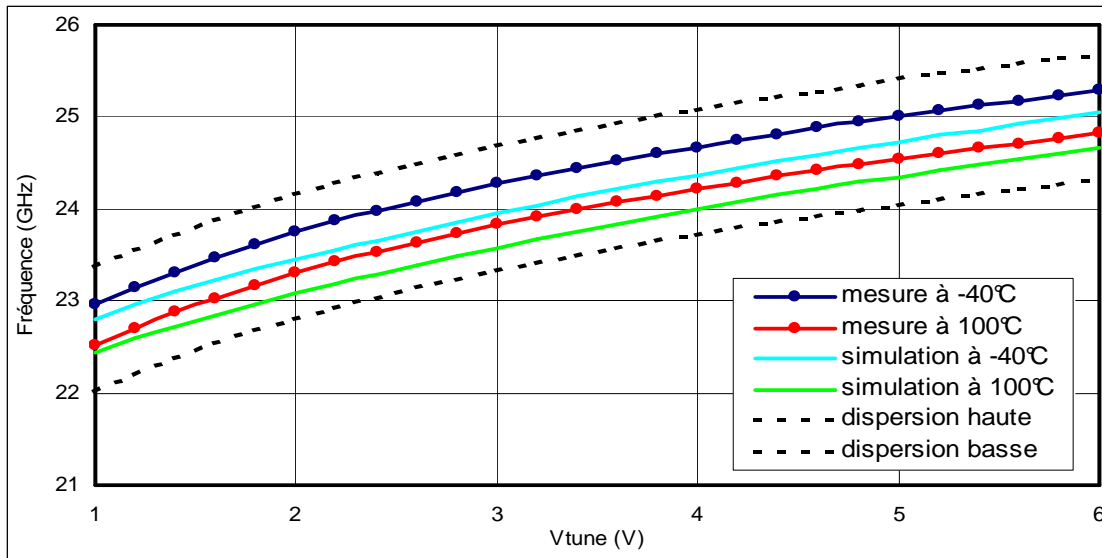


Figure 78 Bande d'accord de l'OCT en fonction de V_{tune}

En effet la Figure 79 nous indique que nous avons une mauvaise prise en compte de la capacité de jonction des varactors polarisés en inverse. Ceci explique la différence de rapport qui existe entre la sensibilité la plus forte et la plus faible. Nous obtenons un rapport de 2,3 pour la simulation et un rapport de 3 pour la mesure. Pour un oscillateur tout intégré le rapport obtenu en mesure reste dans la moyenne de ce qui existe. Nous constatons que l'influence de la température n'intervient pas sur la valeur de capacité du varactor.

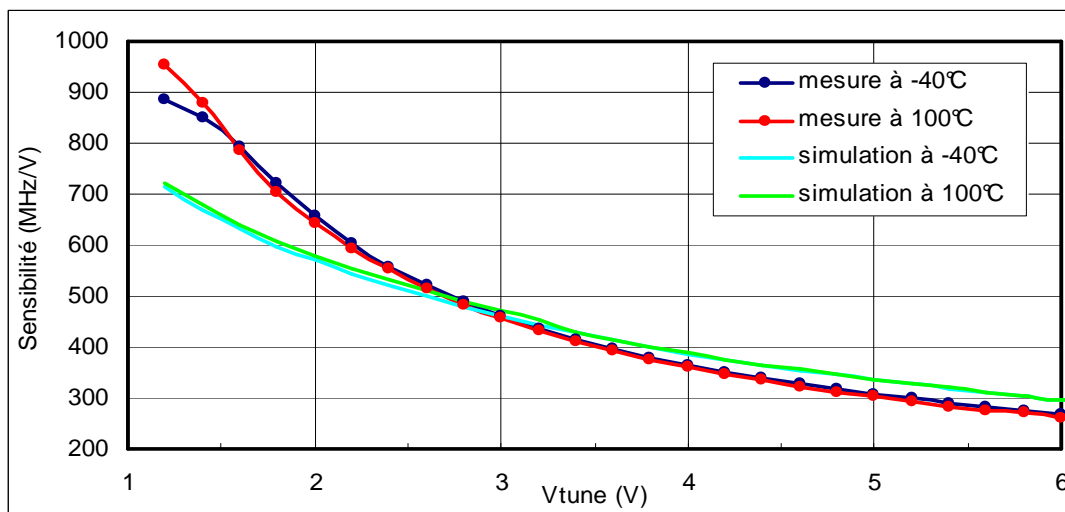


Figure 79 Sensibilité de l'OCT en fonction de V_{tune}

Ensuite sur le graphique de la Figure 80, nous avons les simulations et les mesures du bruit de phase à 100 kHz de la porteuse de fréquence 24 GHz, en fonction de la tension d'alimentation des varactors. Nous constatons une très bonne correspondance entre les courbes et ceci appuie le choix du modèle de bruit basse fréquence composé de sources de bruit cyclostationnaires. Sur la plage de tension utile ($V_{\text{tune}} = 1 \text{ V}$ à 6 V), le niveau du bruit de phase est inférieur à -92 dBc/Hz . Nous avons des petites ondulations du niveau de bruit pour les courbes issues des mesures. Celles-ci peuvent s'expliquer par une variation des calibrations du banc de mesure réalisées pour chaque tension de polarisation des varactors.

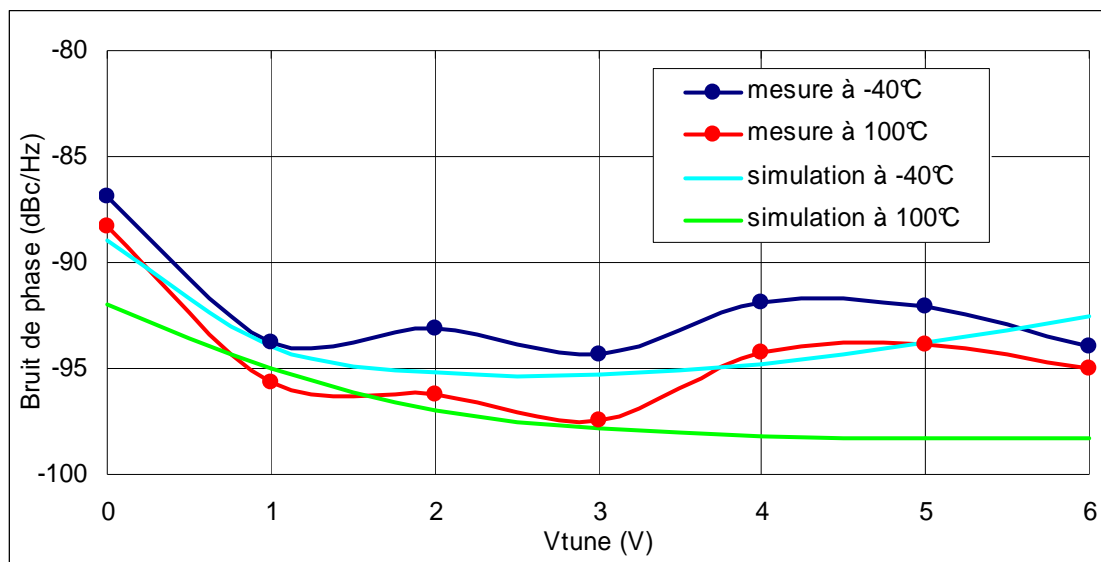


Figure 80 Bruit de phase en fonction de V_{tune} @ 100 kHz de la porteuse @ 24 GHz

Nous avons une remontée du niveau de bruit en bas de bande d'accord aussi bien dans les simulations que dans les mesures. Cette augmentation du niveau de bruit provient bien des courants de fuites des varactors autour de 0 V.

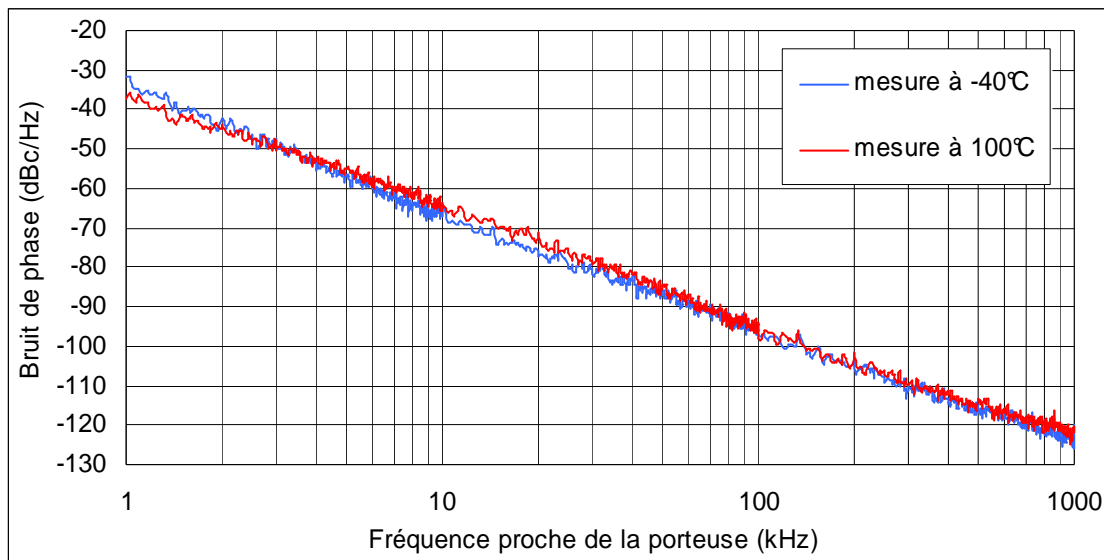


Figure 81 Spectre du bruit de phase @ 24 GHz pour $V_{tune} = 3$ V

La Figure 81 nous montre la mesure du spectre de bruit de phase proche de la fréquence porteuse de 24 GHz pour une tension de polarisation des varactors de 3 V. L'écart entre le niveau de bruit de phase à 10 kHz et à 100 kHz de la porteuse est de +28 dB.

Le graphique de la Figure 82 met en avant les performances en puissance de sortie du circuit mesurées et simulées. Le circuit génère une puissance supérieure à 15 dBm avec une variation de puissance maximum entre la température haute et la température basse de 2 dBm. Nous avons prévu lors de la conception, de faire compresser l'étage de sortie pour limiter les dispersions des performances liées à la température.

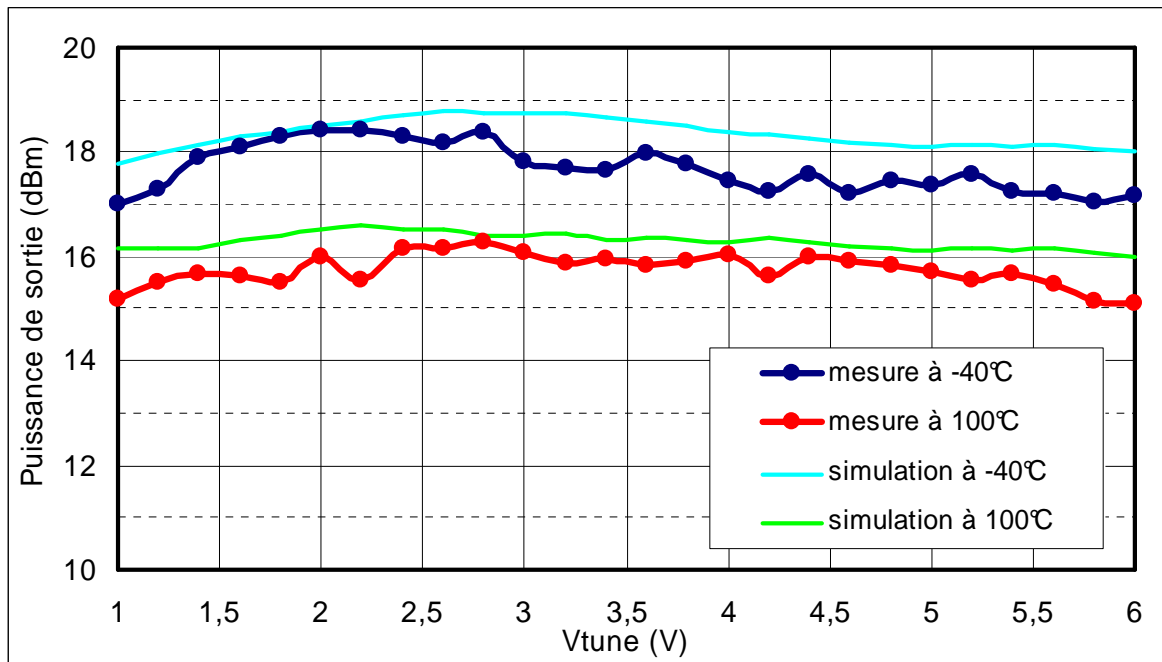


Figure 82 Puissance de sortie en fonction de Vtune

III.2 Conception des MMIC développés aux FLRS

III.2.1 Oscillateur conçu sur la filière HB20M

III.2.1.1 Performances principales et objectifs

L'oscillateur doit être centré sur 12,75 GHz avec une bande d'accord utile de 180 MHz autour de cette fréquence. Le niveau de bruit de phase doit être inférieur à -90 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse de fréquence 12,75 GHz. La puissance de sortie doit être supérieure à 14 dBm quelle que soit la température de fonctionnement. Sur le MMIC nous devons associer à l'oscillateur un diviseur par quatre et un amplificateur de puissance.

Le MMIC doit fonctionner sur une plage de température comprise entre -40° C et $+100^{\circ}$ C et la consommation totale ne doit pas excéder 280 mA sur 5 V d'alimentation. Enfin le MMIC doit être placé en boîtier plastique 4x4 et par conséquent sa taille ne doit pas excéder 3 mm^2 .

III.2.1.2 Motivation

Cette conception, cloisonner par un cahier des charges, a été motivée par une diminution du niveau de bruit de phase à 100 kHz de la porteuse tout en optimisant la surface du MMIC ; ceci n'a pu être possible qu'en modifiant le résonateur de la conception. De plus pour compenser les dispersions technologiques et les variations de fonctionnement en température nous nous accordons une bande d'accord de 10 % sur 5 V de polarisation des varactors. Nous prenons une bande d'accord aussi large afin d'augmenter le rendement de production et satisfaire plusieurs clients avec le même produit.

III.2.1.3 Description du MMIC

La taille du MMIC réalisé est de 2.48 mm^2 : $1490 \mu\text{m} \times 1670 \mu\text{m}$ et peut être placé en boîtier QFN 4x4.

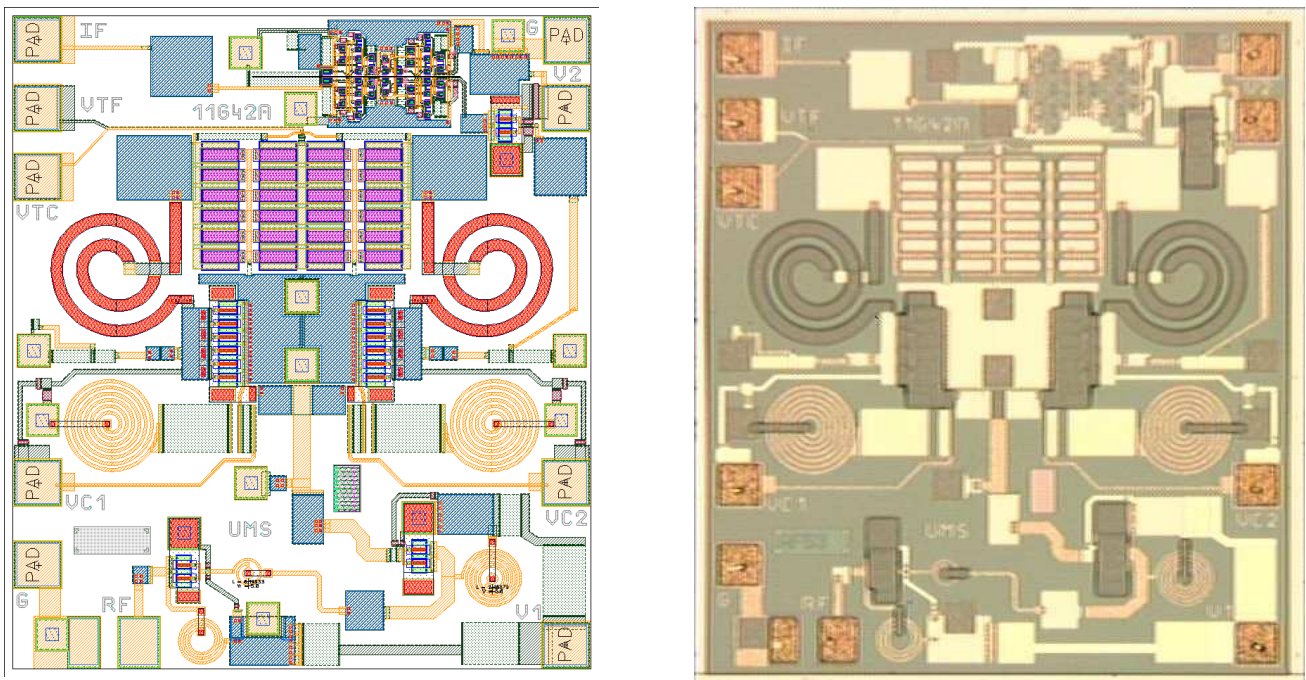


Figure 83 Dessin et photo du circuit MMIC

Le MMIC réalisé, Figure 83, est un oscillateur de type « pushpush » de fréquence centrale fondamentale de 6,3 GHz. Le MMIC est alimenté par des tensions de +5 V, et la tension de commande des varactors varie entre 0 V et +5 V.

Le résonateur est composé de varactors tête-bêche de 6 doigts, de largeur 85 μm et de longueur 25 μm . La tension de commande des varactors (V_{tune}) est faite sur le collecteur, avec une tension positive, au travers de résistances. La mise à la masse de l'alimentation des varactors est faite via des résistances dans le but de réduire la surface du MMIC. La self inductance du résonateur est épaissie dans le but de limiter sa résistance et augmenter son facteur de qualité.

Le transistor utilisé, est composé de 6 doigts de 2 μm de long et de 40 μm de large. La polarisation du transistor est faite par un pont de résistance sur la base et par un réseau self inductance-résistance série sur l'émetteur. Le collecteur est alimenté au travers d'une ligne qui fait office de self inductance. Des découplages basse fréquence sont prévus sur les plots d'alimentation et au plus près du collecteur.

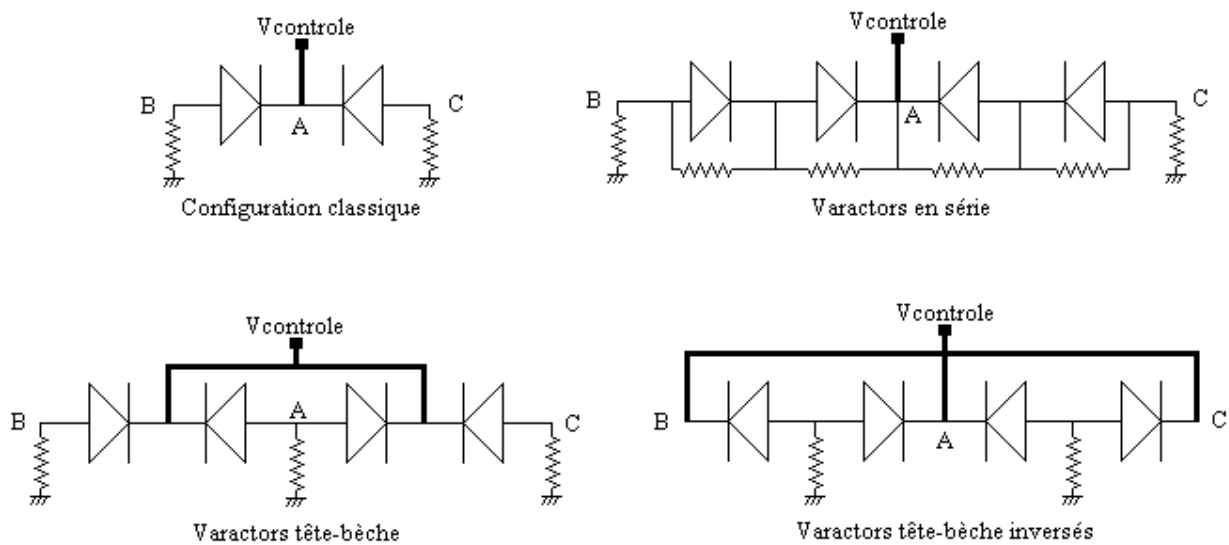
Il y a aussi une capacité entre la base et l'émetteur pour réduire le niveau de bruit de phase.

L'oscillateur a deux sorties : l'une sur l'émetteur à la fréquence harmonique deux, centrée sur la fréquence de 12,75 GHz, et l'autre sur une des bases, centrée sur la fréquence fondamentale de 6,3 GHz. La sortie à la fréquence harmonique deux, passe au travers d'un amplificateur de deux étages qui fournit une puissance de sortie supérieure à 14 dBm. La sortie à la fréquence fondamentale passe dans un amplificateur puis dans un diviseur de fréquence par quatre qui génère une sortie à la fréquence de 1,5 GHz avec une puissance de 0 dBm. Cette sortie est utilisée par une boucle à verrouillage de phase.

III.2.1.4 Amélioration de la conception

Le résonateur est composé de varactors tête-bêche Figure 84, pour limiter les courants de fuite en bas de la bande d'accord, et éviter la remontée du niveau de bruit de phase. En effet la tension d'alimentation des varactors est répartie sur quatre varactors au lieu de deux. Ceci entraîne que les

courants de fuite induits par l'amplitude du signal RF autour de la tension de polarisation des varactors sont divisés par deux. Il y a donc une réduction du bruit basse fréquence liée aux passages des porteurs de charges au travers une barrière de potentiel. En contre partie l'inconvénient de cette topologie est l'augmentation de la surface du MMIC, car pour une capacité identique, deux varactors tête-bêche sont deux fois plus gros qu'un seul varactor.



A = point de symétrie des résonateurs en mode "pushpush"
 B et C points de contacts avec le reste du résonateur

Figure 84 Configurations de positionnement des varactors dans le résonateur

III.2.1.5 Support de test de mesure

La Figure 85 est une photo du support de test de mesure utilisé pour l'OCT fonctionnant à la fréquence de 12,75 GHz et placé dans un boîtier plastique QFN 4x4. Il est composé d'un substrat RO4003, d'épaisseur de 203 μm et de permittivité relative de 3,38 sur lequel sont imprimées des lignes microstrips blindées 50 Ω pour les signaux RF. Il est consolidé avec une semelle rigide qui fait office de masse. Les connexions du support de test sont réalisées par des connecteurs coaxiaux de type « SMA » pour les sorties RF et des connecteurs à broche pour les accès de polarisation. Le

découplage est réalisé avec des capacités de type « CMS » (X7R de classe 2) de 10 nF sur le support de test.

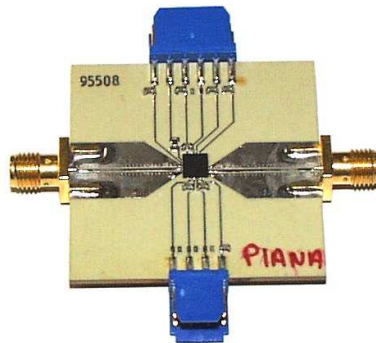


Figure 85 Support de test de mesure

III.2.1.6 Comparaison entre les simulations et les mesures

Les graphiques de la Figure 86 et Figure 87 représentent la comparaison entre la simulation et la mesure effectuée à température ambiante. Nous constatons la bonne modélisation des éléments de l'oscillateur. Seul un décalage en fréquence de 250 MHz est à constater et peut être lié aux dispersions de fabrication d'une plaque. Nous voyons une très bonne similitude entre la mesure et la simulation du bruit de phase et ceci conforte, encore une fois, notre choix dans l'utilisation de sources cyclostationnaires pour modéliser les sources de bruit basse fréquence.

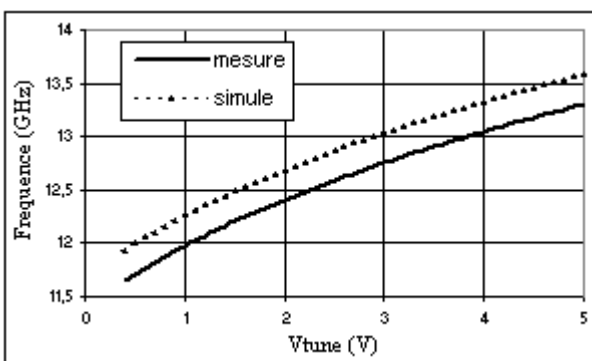


Figure 86 Bande d'accord de l'OCT en fonction de Vtune

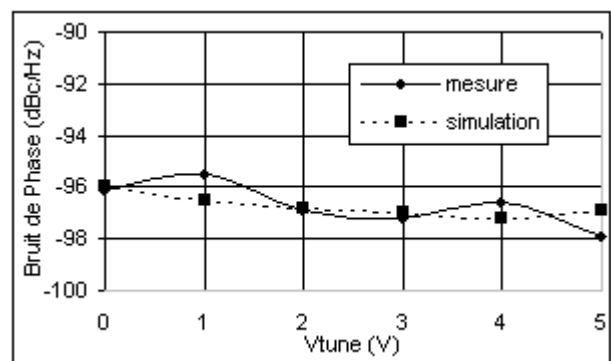


Figure 87 Bruit de phase versus Vtune @ 100 kHz de la porteuse @ 12 GHz

La bande d'accord de l'OCT est de 1,6 GHz ce qui représente 12,5 % de la fréquence centrale. Le niveau du bruit de phase est inférieur à -95 dBc/Hz sur toute la bande d'accord et il n'y a pas de remontée de bruit autour de 0 V. Nous confirmons donc la nécessité d'utiliser des varactors tête-bêche dès que possible.

III.2.2 Oscillateur conçu sur la technologie H02U-10

III.2.2.1 Performances principales et objectifs

L'oscillateur doit être centré sur 12,75 GHz avec une bande d'accord utile de 180 MHz autour de cette fréquence. L'oscillateur doit disposer de trois tensions de commande sur les varactors : une commande principale V_{coarse} , et deux commandes secondaires. Le $V_{médium}$ qui doit permettre une sensibilité de -16 MHz/V sur une bande d'accord utile de 33 MHz avec une variation de tension comprise entre 0 V et 4,5 V, et le V_{fine} qui autorise une sensibilité de -5 MHz/V sur une bande de 10 MHz pour une variation de tension comprise entre 0 V et 4,5 V. Le niveau de bruit de phase doit être inférieur à -90 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse de fréquence 12,75 GHz. La puissance de sortie doit être supérieure à 14 dBm dans une configuration forte puissance et égale à 5 dBm dans une configuration faible puissance. Sur le MMIC nous devons associer à l'oscillateur un amplificateur de puissance et un diviseur pouvant diviser par quatre ou par soixante quatre la fréquence fondamentale.

De plus, nous allons introduire un circuit pour augmenter la linéarité de la variation de fréquence induite par la commande $V_{médium}$. Le MMIC doit fonctionner sur une plage de température comprise entre -40° C et $+125^{\circ}$ C et sa consommation totale ne doit pas excéder 200 mA sur 4,5 V d'alimentation. Enfin, la taille du MMIC ne doit pas excéder 3 mm^2 .

III.2.2.2 Motivation

La motivation de cette conception est de réaliser un MMIC similaire à celui présenté ci-avant sur une deuxième technologie. Dans un premier temps nous comparerons les performances en bruit de phase, et dans un deuxième temps nous complexifierons son architecture afin de rendre le MMIC

plus polyvalent. Ceci dans le but de satisfaire plusieurs cahiers des charges avec le même produit. Pour compenser les dispersions technologiques et les variations de fonctionnement en température nous nous accordons une bande d'accord de 10 %.

III.2.2.3 Description du MMIC

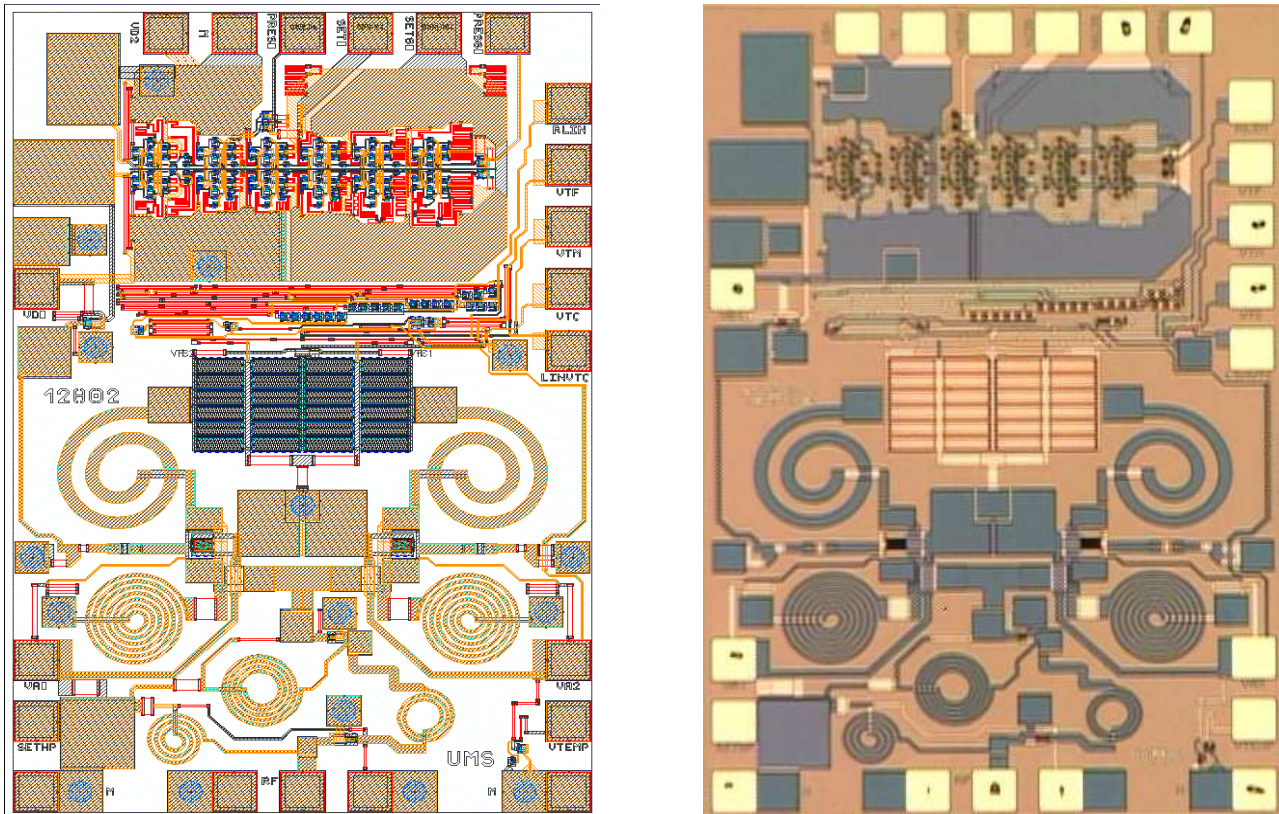


Figure 88 Dessin et photo du circuit MMIC

L'OCT réalisé est en partie identique à celui de la Figure 83 de fréquence fondamentale 6.3 GHz. La différence est que nous avons apporté deux tensions de commande sur les varactors à faibles sensibilités : Ces faibles sensibilités sont nécessaires pour faire des modulations FM-CW directement sur les commandes de l'OCT. Il y a aussi un circuit qui améliore la linéarité de l'évolution de la fréquence dans la bande d'accord en fonction de la de la tension de commande $V_{\text{médium}}$, il est composé de diodes et de résistances et évolue suivant la tension V_{coarse} . Avec

cette conception nous avons pu constater que le dispositif qui améliore la linéarité n'a pas d'impact sur le niveau de bruit de phase.

L'amplificateur de sortie est composé de deux étages, deux plots reliés par une résistance sont utilisés pour l'alimentation continue. Ceci permet de choisir la puissance de sortie du MMIC. En connectant un seul plot, le premier étage de l'amplificateur est sous polarisé par le biais de la résistance, alors la puissance de sortie est proche de +5 dBm. En connectant les deux plots la résistance est en court circuit et les deux étages de l'amplificateur sont polarisés à +4,5 V, la puissance de sortie est supérieure à +14 dBm.

Le diviseur a la possibilité de diviser par quatre ou par soixante quatre. Pour choisir le rang de division il suffit d'inverser la connexion de deux plots. Il faut connecter un plot à la masse et mettre l'autre en circuit ouvert. La taille du MMIC réalisé est de 3 mm^2 : $1430 \text{ }\mu\text{m} \times 2100 \text{ }\mu\text{m}$ et peut être placé en boîtier QFN 4x4.

III.2.2.4 Amélioration de la conception

Les améliorations de cette conception n'ont pas été faites dans le but d'une diminution du niveau de bruit de phase mais pour augmenter les configurations du MMIC. Les possibilités du MMIC, sont de sélectionner la puissance de sortie, de sélectionner le rang de division du diviseur et d'améliorer la linéarité de la commande $V_{\text{médium}}$ de l'OCT.

III.2.2.5 Support de test de mesure

La Figure 89 représente le support de test de mesure utilisé pour caractériser l'OCT fonctionnant à la fréquence de 12,75 GHz. C'est un support de test multicouche avec trois niveaux de conducteur. Il est composé d'un substrat RO4003, d'épaisseur de $203 \text{ }\mu\text{m}$ et de permittivité relative de 3,38 sur lequel sont imprimées des lignes microstrips $50 \text{ }\Omega$ pour les signaux RF. Il y a un diélectrique qui rigidifie le support de test et isole les différentes couches conductrices. Les connexions du support de test sont réalisées par des connecteurs coaxiaux de type « SMA » pour les sorties RF et un adaptateur DIL 24 (Dual in Line) pour les alimentations continues. Le découplage

est réalisé avec des capacités mono-couche de 120 pF au plus près du MMIC et des capacités de type « CMS » (X7R de classe 2) de 10 nF sur le support de test. Deux interrupteurs permettent de changer le rang de division du diviseur et la puissance de sortie de l'OCT.

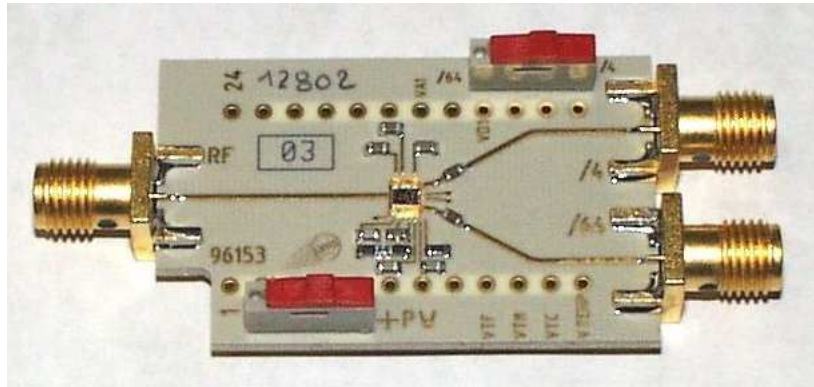


Figure 89 Support de test de mesure

III.2.2.6 Résultats et mesures

Lors de la réalisation de l'OCT il n'y avait pas de modèle de transistors et de varactors sur la technologie H02U-10. Nous nous sommes servis d'un premier lancement d'évaluation de la filière pour concevoir des OCT décalés en fréquence et proches de l'oscillateur réalisé sur HB20M. Nous avons pris cette option parce que les technologies sont très similaires au niveau des performances électriques. C'est pourquoi les résultats présentés ci-après ne sont que des mesures réalisées sur le support de test [71].

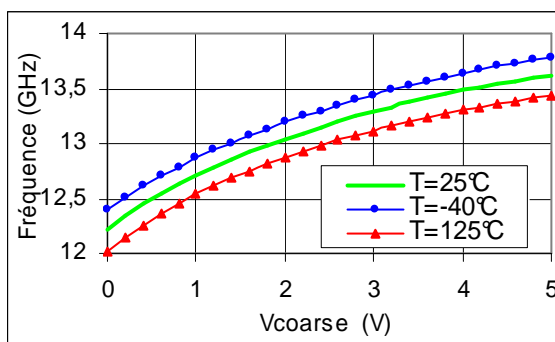


Figure 90 Bande d'accord de l'OCT en fonction de Vcoarse

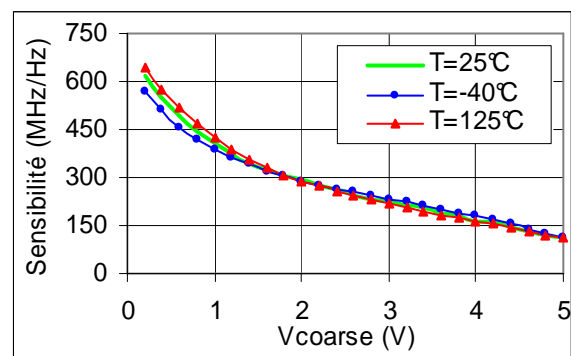


Figure 91 Sensibilité de l'OCT en fonction du Vcoarse

Tout d'abord il y a respectivement sur la Figure 90 et sur la Figure 91, la bande d'accord et la sensibilité de l'oscillateur en fonction de la tension de commande principale : Vcoarse.

Une bande d'accord de 12 % est mesurée quelle que soit la température et un rapport 4 est mesuré pour la sensibilité entre la plus haute et la plus basse variation.

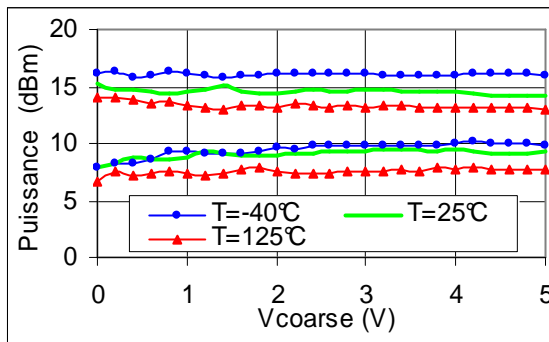


Figure 92 Puissance de sortie en fonction de Vcoarse

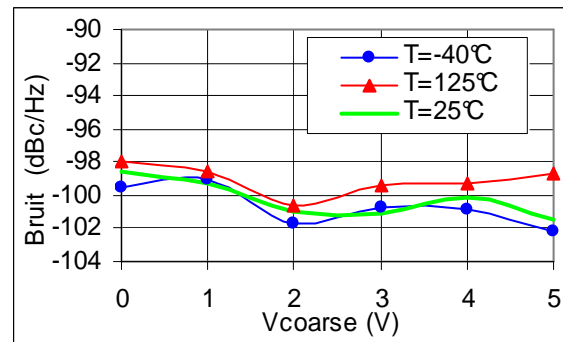


Figure 93 Bruit de phase vs Vcoarse @ 100 kHz de la porteuse @ 12,75GHz

Le graphique Figure 92 présente l'évolution de la puissance de sortie pour les deux configurations possibles. Il y a un écart moyen de la puissance de +7 dBm entre les deux configurations et un écart de 35 mA sur la consommation de l'amplificateur de sortie. La Figure 93 nous informe sur le niveau du bruit de phase à 100 kHz de la porteuse, de fréquence 12,75 GHz. Il est amélioré de plus de 8 dB, par rapport à l'objectif du cahier des charges.

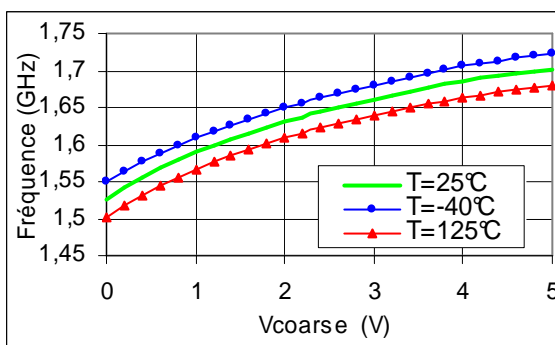


Figure 94 Bande d'accord à la sortie du diviseur par 4 vs Vcoarse

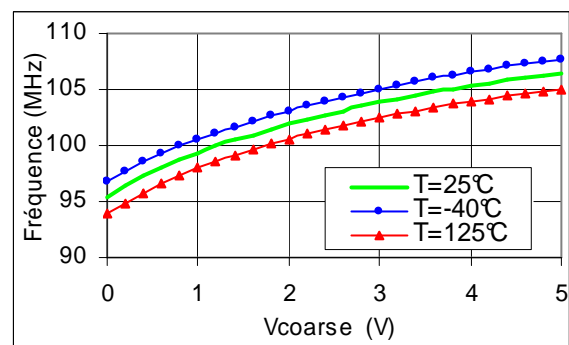


Figure 95 Bande d'accord à la sortie du diviseur par 64 vs Vcoarse

Les graphiques de la Figure 94 et de la Figure 95 illustrent respectivement les bandes de fréquence d'accord en sortie du diviseur par quatre et du diviseur par soixante quatre. Les diviseurs divisent la fréquence fondamentale de l'OCT.

Sur le MMIC, deux autres tensions de commande qui sont le $V_{\text{médium}}$ et le V_{fine} , permettent d'affiner la fréquence de fonctionnement de l'OCT. Sur la Figure 96 nous voyons la variation de la fréquence en fonction de la tension de commande $V_{\text{médium}}$, pour trois tension de commande V_{coarse} fixes. Les trois tensions de contrôle V_{coarse} ont été choisies pour avoir les fréquences situées aux extrémités de la bande de fonctionnement du radar et la fréquence centrale.

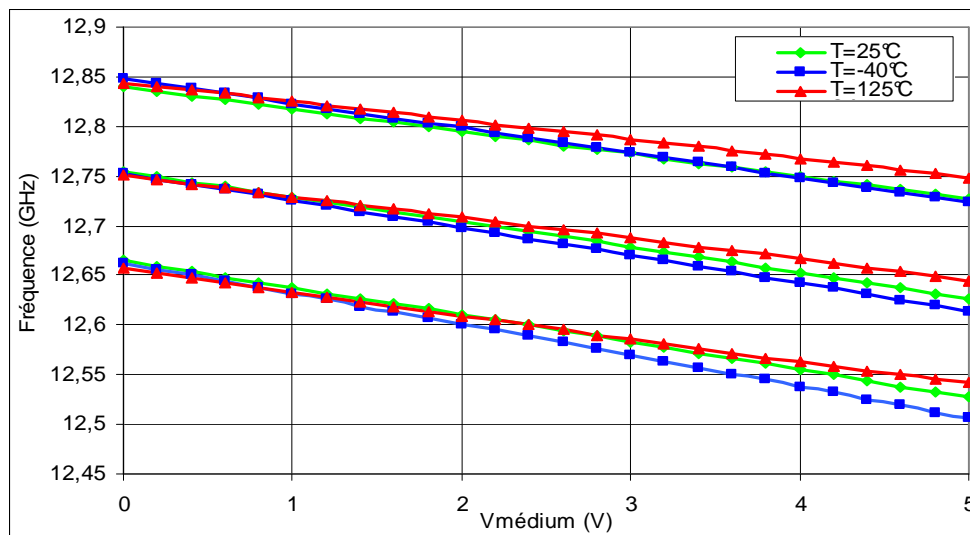


Figure 96 Bande d'accord de l'OCT en fonction de $V_{\text{médium}}$ pour trois V_{coarse}

Nous obtenons des courbes décroissantes et cela provient de l'influence de la commande $V_{\text{médium}}$ sur les varactors. En effet la commande est connectée au point de référence, V_{ref} , des varactors et non sur l'alimentation principale, Figure 97.

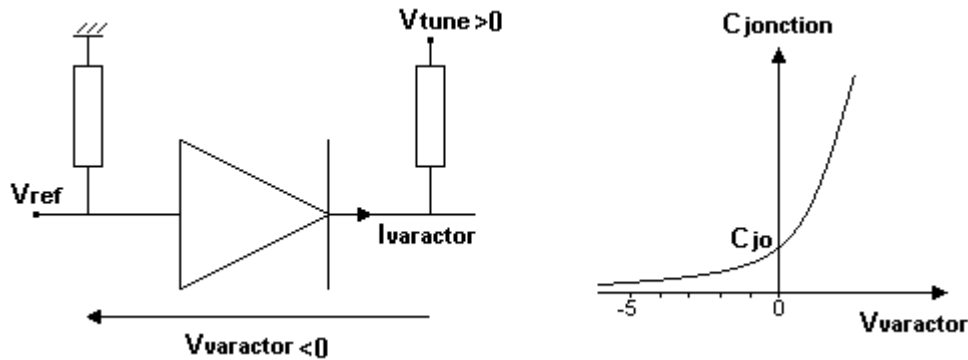


Figure 97 Polarisation du varactor et Capacité de jonction

La tension $V_{\text{médium}}$ comprise entre 0 V et 4,5 V fait varier la tension de référence V_{ref} , de façon croissante. Pour une valeur de tension de polarisation V_{tune} constante, la tension aux bornes des varactors qui est représentée par V_{varactor} et défini par l'équation $V_{\text{varactor}} = V_{\text{ref}} - V_{\text{tune}}$ est croissante. Ceci entraîne une valeur croissante de la capacité de jonction du varactor polarisé en inverse. La fréquence de résonance du résonateur est définie par $f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}$. Il en résulte que comme la capacité C augmente, alors la variation de la fréquence décroît.

Le cahier des charges fixe une bande de fréquence utile de 33 MHz pour la tension de commande $V_{\text{médium}}$. D'après le graphique de la Figure 96, nous avons au moins une bande de fréquence de 90 MHz quelles que soient les conditions de température. De plus d'après le cahier des charges la sensibilité doit être comprise entre -32 MHz/V et -8 MHz/V et l'oscillateur réalisé à une sensibilité proche de -23 MHz/V pour la tension de commande $V_{\text{médium}}$, Figure 98. La linéarité de la tension de commande $V_{\text{médium}}$, est présentée Figure 99. Elle est calculée avec la formule présentée dans le chapitre I, et en utilisant la courbe de sensibilité de la Figure 98. Chaque point de la courbe représente la linéarité moyenne calculée sur les 33 MHz suivant. Nous obtenons une linéarité inférieure à 1 % sur une plage de 2,5 V de tension de commande du $V_{\text{médium}}$. Nous couvrons largement les 33 MHz de bande utile désirée par le client. Cette linéarité autorise une modulation FM-CW directement sur la tension de commande $V_{\text{médium}}$. Ceci simplifie le système et contribue à la diminution de son coût. Grâce à ces modifications et aux performances obtenues la précision du radar sera accru par rapport à la première génération.

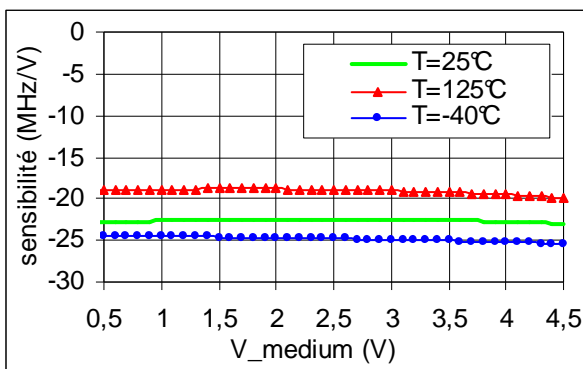


Figure 98 Sensibilité en fonction du $V_{\text{médium}}$

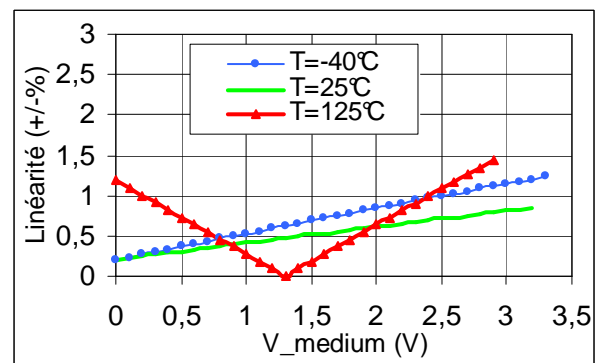


Figure 99 Linéarité sur 33 MHz en fonction du $V_{\text{médium}}$

Entre la tension de commande $V_{\text{médium}}$ et V_{fine} il y a une relation linéaire équivalente à une résistance. La commande V_{fine} est prévue pour accentuer la finesse de la variation de la fréquence et pour augmenter la sensibilité de l'oscillateur dans l'objectif d'utiliser une autre forme de modulation.

IV Conception des MMIC développés pour les applications de télécommunications

IV.1 Oscillateur conçu sur la filière HB20M

IV.1.1 Performances principales et objectifs

L'oscillateur doit être centré sur 2 GHz avec une bande d'accord utile de 350 MHz autour de cette fréquence. Ceci représente une bande d'accord de 18 %, à obtenir avec une tension de polarisation des varactors comprise entre 0 V et 8 V. Le niveau de bruit de phase doit être inférieur à -101 dBc/Hz à 10 kHz de la porteuse de fréquence 2 GHz. La puissance de sortie doit être supérieure à -12 dBm.

Les objectifs principaux sont la réduction du niveau de bruit de phase de l'oscillateur tout en ayant une bande d'accord supérieur à 18% autour de la fréquence de 2GHz. Le MMIC n'a pas de limitation de taille.

IV.1.2 Motivation

La motivation de cette conception est de faire un oscillateur tout intégré sans contrainte de taille et de viser l'état de l'art en terme de niveau de bruit de phase.

IV.1.3 Description du MMIC

Le MMIC réalisé sur la technologie HB20M, Figure 100, est un oscillateur de type « pushpush » de fréquence fondamentale centrale 2 GHz. Le MMIC est alimenté par des tensions de 5 V, et la tension de polarisation des varactors varie entre 0 V et 8 V. Le résonateur est réalisé avec une self épaisse et des varactors tête-bêche de 9 doigts de 60 μm de large et 20 μm de long. Le circuit n'utilise pas de sortie à la fréquence harmonique deux. Le transistor est composé de 12 doigts de 40 μm de large et de 2 μm de long. Des découplages sont prévus sur les alimentations du MMIC.

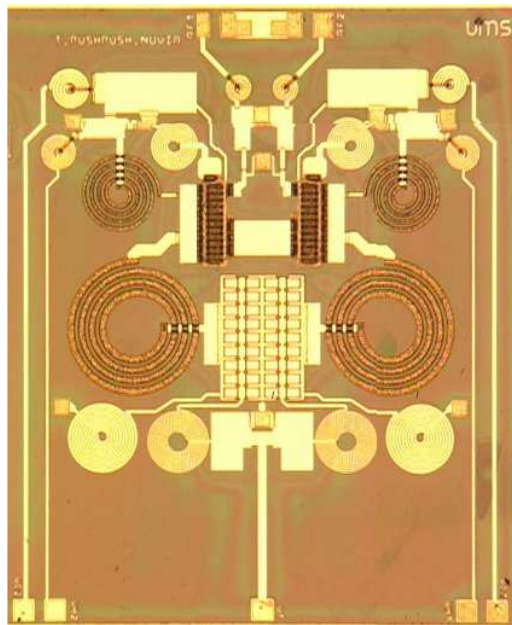


Figure 100 Photo du MMIC

IV.1.4 Amélioration de la conception

Dans cette conception nous avons remplacé par des selfs inductances toutes les résistances possibles, et nous les avons remplacées par des selfs inductances qui créent beaucoup moins de

bruit basse fréquence. Nous avons prévu des sorties sur les bases des transistors afin de pouvoir apporter un découplage plus fort à l'extérieur du MMIC dans le but d'atténuer le bruit 1/f à 10 kHz. La capacité ajoutée entre la base et l'émetteur a été optimisée uniquement pour réduire le bruit de phase et sans compromis avec le niveau puissance de sortie du MMIC.

IV.1.5 Support de test de mesure

La Figure 101 présente le support de test de mesure utilisé pour l'OCT fonctionnant à 2 GHz. Il est composé d'un substrat RO4003, d'épaisseur de 203 μm et de permittivité relative de 3,38 sur lequel sont imprimées des lignes microstrips 50 Ω de 460 μm (+/- 20 μm) de large, pour les signaux RF. Il est consolidé par l'ajout d'une semelle rigide qui fait office de masse. Les connexions du support de test sont réalisées par des connecteurs SMA pour les sorties RF et des connecteurs SMB (subclac) pour les accès DC. Le découplage est réalisé avec des capacités CMS (X7R de classe 2) de 10nF sur le support de test. Le MMIC est nu, et le substrat a été percé pour permettre de le coller directement sur la masse (semelle rigide).

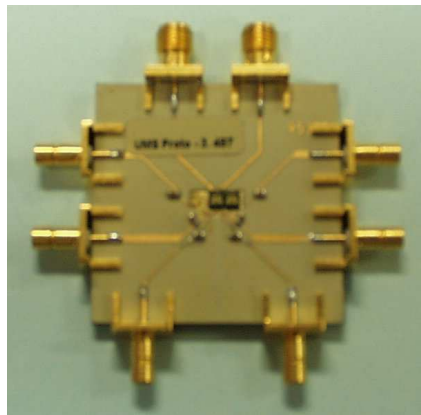


Figure 101 Support de test de mesure

IV.1.6 Comparaison entre les simulations et les mesures

Les simulations ont été effectuées avec le modèle de sources de bruit cyclostationnaires basse fréquence [72]. Les comparaisons entre les simulations et les mesures sont très proches. Ceci montre encore une fois l'efficacité de ce modèle de bruit.

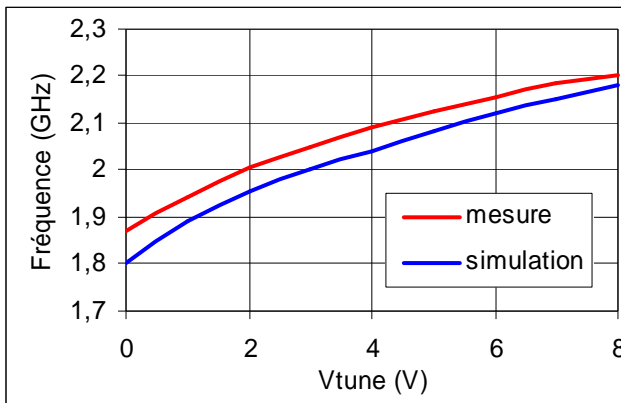


Figure 102 Bande d'accord de l'OCT en fonction du Vtune

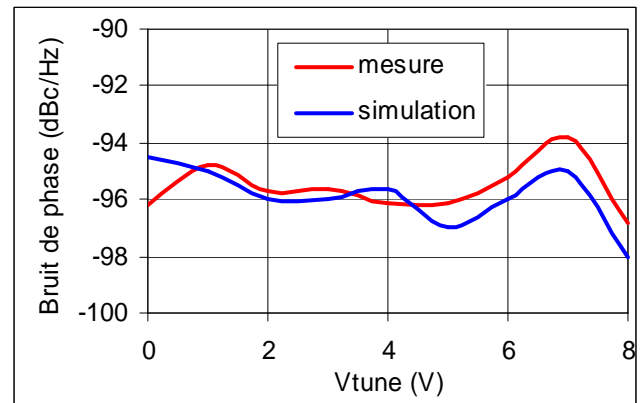


Figure 103 Bruit de phase de l'OCT vs Vtune @ 2 GHz @ 10 kHz

D'après la Figure 102 et la Figure 103 nous obtenons une bande d'accord de 330 MHz autour de 2,05 GHz et un niveau de bruit de phase inférieur à -94 dBc/Hz à 10 kHz de la porteuse.

Les objectifs du cahier des charges n'ont pas été atteints. En effet la bande d'accord utile est inférieure de 20MHz à celle demandée et le niveau de bruit de phase est supérieur de 6dB.

Cette conception à été réalisé à la naissance de la technologie HB20M, et les performances de cette filière étaient prometteuses. Malgré les qualités de la filière les objectifs de la conception n'ont put être atteints. Mais les résultats obtenus à cette fréquence de fonctionnement sont cependant à l'état de l'art.

IV.2 Oscillateur conçu sur la technologie H02U-10

IV.2.1 Performances principales et objectifs

L'oscillateur doit être centré sur 9 GHz avec une bande d'accord utile de 700 MHz autour de cette fréquence. Ceci représente une bande d'accord de 7,5 %, à obtenir avec une tension de polarisation des varactors comprise entre 0 V et 10 V. Le niveau de bruit de phase doit être inférieur à -110 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse de fréquence 9 GHz. Les puissances de sortie à la fréquence fondamentale et à la fréquence harmonique deux doivent être supérieur à 5 dBm.

Les objectifs principaux sont la réduction du niveau de bruit de phase de l'oscillateur tout en ayant une bande d'accord supérieur à 7,5 % autour de la fréquence de 9 GHz. Le MMIC n'a pas de limitation de surface. Un des objectifs est d'évaluer les performances en niveau de bruit de phase de la technologie H02U-10 de la fonderie WIN.

IV.2.2 Motivation

La motivation pour cette conception fut de tester en bruit la filière H02U-10 et de -réaliser un oscillateur tout intégré à très faible niveau de bruit de phase à une fréquence élevée de 9 GHz sans limitation de surface.

IV.2.3 Description du MMIC

Le MMIC réalisé sur la technologie H02U-10 est présenté sur la photo de la Figure 104. C'est un oscillateur de type « pushpush » de fréquence fondamentale centrale de 4,5 GHz associé à des amplificateurs. Le MMIC est alimenté par des tensions de 5 V, et la tension de polarisation des varactors varie entre 0 V et 10 V. Le résonateur est réalisé avec une self épaissie et des varactors mis en série de 7 doigts de 100 μm de large et 25 μm de long. Comme les varactors sont en série nous avons placés aux bornes de chaque varactor une résistance de 500 Ω pour la polarisation continue. Le circuit utilise une sortie à la fréquence fondamentale et à la fréquence harmonique deux. Le transistor est composé de 10 doigts de 40 μm de large et de 2 μm de long. Des découplages sont prévus sur le MMIC.

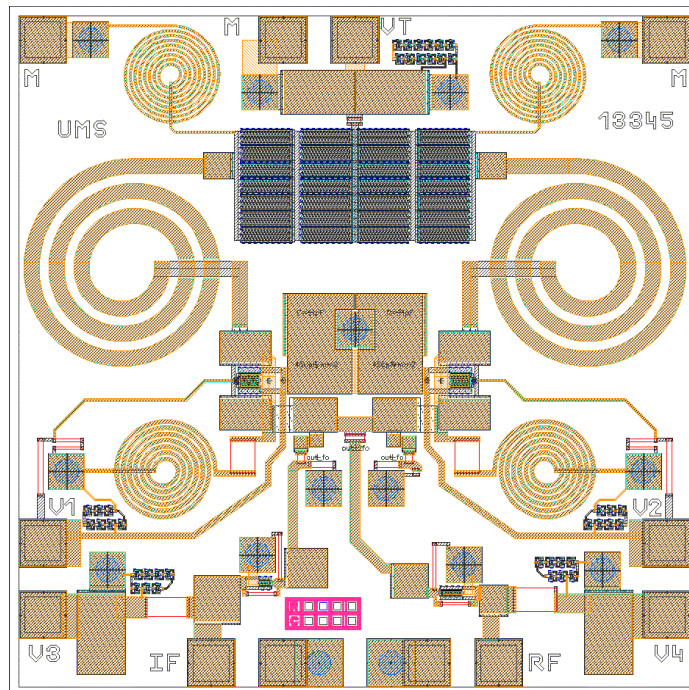


Figure 104 Photo du MMIC

IV.2.4 Amélioration de la conception

Cet oscillateur a été réalisé sur la base de l'OCT précédent. Nous avons choisi de mettre en série deux varactors dans chaque résonateur dans le but de diminuer la sensibilité de l'oscillateur. Ainsi la tension de commande variera entre 0 V et 10 V.

IV.2.5 Support de test de mesure

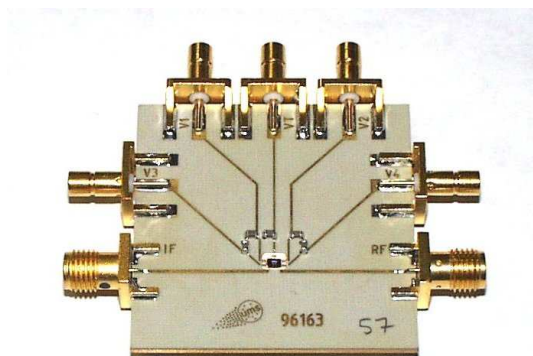


Figure 105 Support de test de mesure

La Figure 105 présente le support de test de mesure utilisé pour les OCT fonctionnant à la fréquence de 9 GHz. Le support de test est composé d'un substrat RO4003, d'épaisseur de 203 μm et de permittivité relative de 3,38 sur lequel sont imprimées des lignes microstrips 50 Ω de 460 μm (+/- 20 μm) de large, pour les signaux RF. Il est consolidé par une semelle rigide qui fait office de masse. Les connexions du support de test sont réalisées par des connecteurs coaxiaux de type « SMA » pour les sorties RF et des connecteurs de type « SMB » (subcllic) pour les alimentations continues. Le découplage est réalisé avec des capacités de type « CMS » (X7R de classe 2) de 10nF sur le support de test. Le MMIC est mesuré nu et collé sur la masse.

IV.2.6 Résultats et mesures

La Figure 106 présente uniquement les mesures de la bande d'accord est du bruit de phase en fonction de la tension de commande de l'oscillateur. Par manque de modèles précis nous ne pouvons comparer avec les simulations. Nous avons obtenu une bande d'accord de 650 MHz autour de la fréquence de 8,55 GHz. Nous n'avons pas obtenu la bonne fréquence de fonctionnement et la bande d'accord est trop faible. Ceci provient certainement des résistances misent en parallèles sur les varactors qui changent l'impédance que présente le résonateur au transistor.

Le niveau de bruit de phase est proche de -110 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse de fréquence 8,5 GHz. Nous approchons de l'état de l'art obtenu par HITTITE. Avec un futur modèle de bruit utilisant les sources de bruit cyclostationnaires réalisé sur la technologie WIN, nous pensons pouvoir améliorer ces performances.

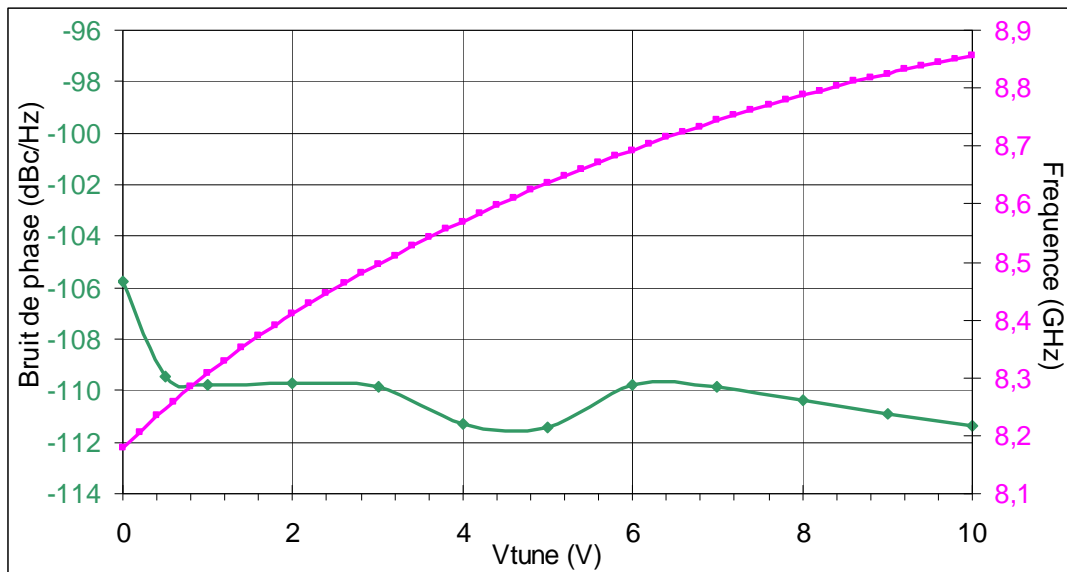


Figure 106 Bande d'accord et niveau de bruit de phase fonction de la tension de commande

V Synthèse

Dans cette partie nous allons comparer les oscillateurs réalisés, avec des oscillateurs concurrents. Pour la comparaison nous utilisons un facteur de mérite qui s'appuie sur le facteur de mérite définis dans [73].

$$FM_2 = PN(\Delta f_{offset}) - 20 \cdot \log\left(\frac{f_0}{\Delta f_{offset}}\right) + 10 \log\left(\frac{P_{DC}}{1mW}\right) + 20 \cdot \log\left(\frac{f_0}{\Delta f_{tune}}\right)$$

Cependant les références auxquelles nous comparons nos oscillateurs sont des MMICs multifonctions et ne nous permettent pas de connaître en détail les consommations des oscillateurs seuls. C'est pourquoi nous ne prendrons pas en considération la puissance consommée.

Le facteur de mérite suivant, que nous utilisons, prend en compte la bande d'accord, le bruit de phase et la fréquence de fonctionnement :

$$FM = PN(\Delta f_{offset}) - 20 \cdot \log\left(\frac{f_0}{\Delta f_{offset}}\right) + 20 \cdot \log\left(\frac{f_0}{\Delta f_{tune}}\right)$$

Où $PN(\Delta f_{offset})$ représente la densité de bruit de phase mesuré à une distance Δf_{offset} de la porteuse. f_0 représente la fréquence centrale et Δf_{tune} la bande d'accord de l'oscillateur.

Le facteur de mérite diminue avec l'augmentation de la largeur de la bande d'accord et avec la diminution du bruit de phase. Donc, plus le facteur de mérite est petit et plus l'oscillateur est bon.

Dans le tableau ci-dessous sont présentées les performances d'OCT réalisés pour des applications automobiles et de télécommunications. Nous constatons que les oscillateurs réalisés dans le cadre de ce travail ont les meilleures performances en ce qui concerne le rapport bruit de phase et bande d'accord.

Fc (GHz)	Bande (GHz)	Vtune (V)	PN @ 100 kHz (dBc/Hz)	Puissance (dBm)	V _{DC} (V)	Technologie	FM	Référence
24			-99	8,7	3,75	SiGe		[74]
24	1	2 à 13	-95	12	5	GalnP/AsGa	64,93	[75]
24	3	0 à 5	-80	13	5	HB20M	70,46	[76]
23	0.76	0 à 5	-80	2,2	3,5	SiGe	82,40	[77]
24	2.4	0 à 5	-90	15	5	HB20M	62,40	Travail présenté
13,1	0.30	0 à 10	-105	-7	5	GalnP/AsGa	65,42	[78]
12,75	1	0 à 5	-76	4	5	PH25	84,00	[79]
12,75	1.59	0 à 5	-96	14	5	HB20M	59,95	Travail présenté
12,75	1.27	0 à 4,5	-100	15	4,5	H02U-10	57,89	Travail présenté
2,05	16	0 à 8	-120	-10	5	HB20M	49,68	Travail présenté
8,5	8,2	0 à 10	-110	8	5	H02U-10	53,14	Travail présenté

VI Conclusion

Dans ce chapitre nous avons tout d'abord rappelé les caractéristiques des produits existants et les évolutions que nous devons y apporter pour les améliorer. Ensuite nous avons présenté les spécifications des cahiers des charges et les résultats obtenus sur les différentes conceptions réalisées. La majorité des conceptions ont satisfait aux cahiers des charges proposés. Toute fois, nous avons tenté d'améliorer et d'optimiser chaque conception le niveau du bruit de phase, et ceci grâce au modèle de bruit de la technologie HB20M réalisé avec des sources de bruit cyclostationnaires basse fréquence.

Les premières conceptions étaient destinées pour les applications radars automobiles et étaient basées sur des compromis entre le niveau de bruit de phase, la largeur de bande d'accord, la puissance de sortie et la surface du MMIC. Alors que les dernières conceptions étaient destinées aux applications de télécommunications et basées uniquement sur l'optimisation du niveau de bruit de phase.

Enfin, la synthèse que nous avons présentée avec la comparaison des différents circuits a permis de situer le niveau du travail effectué lors de cette thèse. Les performances obtenues sur tous les circuits sont très prometteuses et encouragent à continuer à minimiser le bruit de phase proche de la porteuse.

CONCLUSION GENERALE

L'oscillateur contrôlé en tension est l'élément clé de la génération du signal des systèmes millimétriques développés pour de nombreuses applications grand public. Dans le but de guider le concepteur pour l'optimisation spécifique du bruit de phase de ce circuit, notre travail a porté sur la réalisation d'un modèle de bruit comportant des sources de bruit cyclostationnaires et sur une méthode de conception. Cette méthodologie a été appliquée à la conception de plusieurs oscillateurs « pushpush » en technologie MMIC, de fréquences de fonctionnement de 2 GHz, 9 GHz, 12 GHz et 24 GHz, et sur deux technologies différentes : HB20M de chez UMS (United Monolithic Semiconductors) et H02U-10 de chez WIN. Le modèle de bruit n'a été réalisé que sur la technologie HB20M.

Nous avons vu dans le premier chapitre les domaines d'utilisation de ces oscillateurs. Une partie des conceptions a été destinée pour des applications automobiles comme les radars courte et longue portée. La difficulté de ces réalisations était de satisfaire un cahier des charges prédéfini. Des compromis d'optimisation entre le bruit de phase, la bande d'accord et la puissance de sortie ont dû être faits pour obtenir toutes les performances fixées. La deuxième partie des conceptions a été destinée pour les applications de télécommunications qui étaient orientées uniquement sur les performances en niveau bruit de phase proche de la porteuse.

Au cours du mémoire nous avons abordé, dans l'explication de la conception, différents points nécessaires à l'obtention d'oscillateurs tout intégrés à faible niveau de bruit de phase.

Tout d'abord nous avons réalisé un nouveau modèle de bruit simulant précisément le niveau de bruit de phase proche de la porteuse. Nous avons choisi de réaliser ce modèle de bruit basse fréquence avec des sources de bruit cyclostationnaires. Nous avons expliqué au cours du deuxième chapitre pourquoi les sources de bruit sont cyclostationnaires. Le modèle réalisé sur la technologie HB20M d'UMS a donné de très bonnes correspondances entre les mesures et les simulations de bruit de phase, effectuées sur plusieurs oscillateurs. Grâce à ce type de modèle nous pouvons aujourd'hui prévoir et optimiser avec une grande précision le niveau de bruit de phase des oscillateurs sur la technologie HB20M. Le travail à suivre, qui en découle, est de réaliser sur les mêmes bases, un modèle de bruit pour la technologie H02U-10 afin de confirmer son efficacité.

Ensuite nous avons évoqué la méthodologie de conception des oscillateurs tout intégrés avec l'insertion d'une capacité entre la base et l'émetteur qui permet de réduire le niveau de bruit de phase en limitant les courants RF dans le transistor. Aucune étude théorique n'a été faite, pour expliquer de façon analytique, l'influence de cette capacité sur le transistor. Ceci devrait faire l'objet d'une étude, afin de mieux comprendre le phénomène et peut être découvrir des configurations différentes et meilleures.

Dans les applications automobiles, le niveau de bruit de phase des oscillateurs réalisés est suffisant pour un très bon fonctionnement des radars. Il est cependant important d'améliorer d'autres caractéristiques des oscillateurs comme la linéarité et l'insensibilité à la température. Pour la linéarité nous avons inventé un circuit qui rend la variation de fréquence linéaire sur une petite bande de fréquence. Il serait intéressant d'étudier un autre type de résonateur qui permettrait de contrôler la variation de la fréquence sur toute la bande d'accord ; en utilisant un résonateur série avec un résonateur parallèle comportant tous deux des varactors. En ce qui concerne la température, il faudrait travailler sur la réduction de la sensibilité du circuit à la température extérieure en ajoutant des circuits de contrôle sur les alimentations.

Des mesures récentes obtenues sur le module du radar à 77 GHz, ont montré des résultats avec de très bonnes performances induites par les MMIC conçus à UMS.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

[1] OMS (Organisation mondiale de la santé)

http://whql.boloc.who.int/hq/2004/WHO_NMH_VIP_03.4_fre.pdf

"L'accident de la route n'est pas une fatalité!", Brochure pour la journée mondiale de la santé, 7 avril 2004.

[2] David Simplot – Ryl

http://interstices.info/display.jsp?id=c_7460&qs=id%3Djalios_5001

"Réseaux sans fil de nouvelle génération" Interstices, 14 octobre 2004.

[3] Willy Picard

www.issep.be/files/files/Fonctionnement%20des%20reseaux%20GSM%20Octobre%202003.pdf

"Principe de fonctionnement des réseaux de téléphonie mobile GSM", Institut Scientifique de Service Public, octobre 2003.

[4] J. Darricau

"Physique et Théorie du Radar", Tome 1, S.A SODIPE, 1993.

[5] Camiade et al.

"Full MMIC millimeter-wave front-end for a 76.5GHz Adaptive Cruise Control Car Radar", IEEE MTT-S, Anaheim, 1999.

[6] Camiade et al.

"Fully MMIC-based Front End for FmCW Automotive Radar at 77GHz", EuMW, Paris, 2000.

[7] La Commission Européenne, Viviane REDING

"L'harmonisation du spectre dans la bande de fréquences des 24 GHz en vue de l'utilisation limitée dans le temps par des systèmes radar à courte portée pour automobile dans la communauté", Journal officiel de l'Union Européenne, 17 janvier 2005, numéro C.

[8] ASECAP

"Position et commentaires de l'ASECAP sur la proposition de directive du parlement européen et du conseil concernant la généralisation et l'interopérabilité des systèmes de télépéage routier dans la communauté"

BIBLIOGRAPHIE

[9] Menhaj-Rivenq Atika

"Etude des systèmes anti-collision bases sur les techniques radar pour véhicules routiers", Thèse de l'Université de Valenciennes, N° d'ordre : 9646, 20 décembre 1996, p34-35.

[10] J.S. Aziz

"Etude d'un radar à modulation de fréquence pour détection d'obstacles", Thèse de Doctorat, 1982.

[11] www.rfic.co.uk,

"RADAR RAdio Detection And Ranging Part 1 of 2", RF,RFIC&Microwave Theory,Design.

[12] Arnaud Sion

"Conception de sources de fréquence à très faible bruit de phase pour les radars automobiles", Thèse de l'Université de Limoge, N° d'ordre : 63-2002,17 décembre 2002, p81.

[13] Heng-Chia Chang, Xudong Cao, Umesh K. Mishra, Robert A. York

"Phase Noise in Coupled Oscillators: Theory and Experiment", IEEE Transaction on microwave theory and techniques 45 / N°5, May 1997, p604.

[14] Hiroyuki Yabuki, Morikazu Sagawa, Mistuo Makimoto,

"VCOs for Mobile Communications," Applied MICROWAVE, 1991, p51.

[15] C. Gourdon and al.,

"A High Linearity, Low Phase Noise and High Operating Temperature Ku-band MMIC VCO-Prescaler, suitable for Complex Modulations ACC radar source", submitted to EuMW, Manchester, September 2006.

[16] Stéphane Mazet

"Conception et réalisation d'oscillateurs contrôlés en tension à faible bruit de phase pour des systèmes de télécommunications spatiales", Thèse de l'Université de Limoges, 20 novembre 2003, N° d'ordre 46-2003, p6-9

[17] J. Graffeuil, G. Blasquez

"Caractérisation des matériaux et des composants semi-conducteurs au moyen de mesures de bruit de fond" Acta Electronica, p261-279, mars 1983

BIBLIOGRAPHIE

[18] J.P. Nougier

"Fluctuations and noise of hot carrier in semiconductor materials and devices" IEEE Trans. on electron devices, vol. 41, n°11, p2034-2049, novembre 1994

[19] F.N. Hooge, T.G. Kleinpenning, L.K. Vandamme

"Experimental studies on 1/f noise" Reports on progress in physics, vol. 44, n°5, p479-532, mai 1981

[20] L.K.J. Vandamme, X. Li, D. Rigaud

"1/f noise in MOS devices, mobility or number fluctuations ?" IEEE Trans. on electron devices, vol. 41, n°11, p1936-1945, novembre 1994

[21] D. Rigaud, M. Valenza, J. Rhayem

"Low frequency noise in thin film transistors" IEEE Proc. circuits devices and systems, vol. 149, n°1, p75-82, février 2002

[22] L.K.J. Vandamme

"Noise as a diagnostic tool for quality and reliability of electronic devices" IEEE Trans. on electron devices, vol. 41, n°11, p2176-2187, novembre 1994

[23] A. Pénarier, S.G. Jarrix, C. Delseny, F. Pascal, J.C. Vildeuil, M. Valenza, D. Rigaud

"Low-frequency noise in III-V high-speed device" IEEE Proc. circuits devices and systems, vol. 149, n°1, p59-67, février 2002

[24] R.C. Jaeger, A.J. Brodersen

"Low-frequency noise sources in bipolar junction transistors" IEEE Trans. on electron devices, vol. 17, n°2, p128-136, 1979.

[25] Stéphane Augaudi

"Caractérisation et modélisation des transistors micro-ondes, application à l'étude de la linéarité des amplificateurs à fort rendement", Thèse de l'Université de Limoges, 6 mars 2002, N° d'ordre 8-2002, p3 7-38, p106-107.

BIBLIOGRAPHIE

[26] S.I. Long

"Microwave HBT. Principles and models", IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques Vol. 37, n°9, September 1989, p1286-1301.

[27] F. Ali, A. Gupta

"HEMTs & HBTs", Artech House, p191, 1991.

[28] H. Unlu, A. Nussbaum

"Band discontinuities as heterojunction device design parameters", SSE, Vol. 24, p1111-1115, 1981.

[29] K.M. Chang

"Band discontinuities : a simple electrochemical approach", IEEE Trans. On ED, Vol. 37, p.883-886, 1990.

[30] William. A. Gardner

"Introduction to Random Processes : with applications to signals and systems", Daniel A. Gonneau & Susan Thornton, McGraw-Hill, 1989, p323.

[31] Emmanuelle Vaury

"Modélisation distribuée des sources de bruit basse fréquence dans les transistors à effet de champ : application à la conception d'oscillateurs à faible bruit de phase", Thèse de l'Université de Limoges, 31 mars 2000, p124-125.

[32] Ahmed Lyoubi

"Métrologie et modélisation du bruit basse fréquence dans les transistors à effet de champ : application à la CAO des sources dans les systèmes de communication", Thèse de l'Université de Limoges, 15 novembre 2002, N°d'ordre 52-2002, p84-93.

[33] J.C. Nallatamby, M. Prigent, M. Camiade, A. Sion, C. Gourdon, J.J. Obregon

"An Advanced Low-Frequency Noise Model of GaInP-GaAs HBT for Accurate Prediction of Phase Noise in Oscillators," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol. 53, n°5, May 2005: p1601-1612 .

[34] D.R. Pehlke, A. Sailer, and al.

"Direct parametric extraction of 1/f noise source magnitude and physical location from baseband spectra in HBTs" IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig, Vol.3, p1305-1308, June 1996.

CONFIDENTIEL, DIFFUSION RESTREINTE

BIBLIOGRAPHIE

[35] Y.S. Kim and al.

“Influence of magnetic field on 1/f noise and thermal noise in multi-terminal homogeneous semiconductor resistors and discrimination between the number fluctuation model and the mobility fluctuation model for 1/f noise in bulk semiconductors.” *Solid-State Electron*, Vol. 48, 2004, p641-654

[36] T.G.M. Kleinpenning

“Low-frequency noise in modern bipolar transistors : impact of intrinsic transistor and parasitic series resistances”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 41, Issue 11, Nov 1994, p1981–1991

[37] A. Penarier, S.G. Jarrix, et al.

“Low frequency noise in III-V high speed devices”, *IEEE Proc. Circuits Devices Syst.*, Vol. 49, N° 1, Feb 2002, p59-67

[38] T.G.M. Kleinpenning

“Low-frequency noise in modern bipolar transistors: impact of intrinsic transistor and parasitic series resistances”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 41, Issue 11, Nov 1994, p1981 –1991

[39] Y. Takanashi, H. Fukano

“Low-frequency noise of InP/InGaAs heterojunction bipolar transistors”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 45, Issue 12, Dec 1998, p2400 –2406

[40] A. Pénarier, F. Pascal, et al.

“Low-frequency noise of InP/InGaAS Heterojunction Bipolar Transistors”, *Jpn. J. Appl. Phys.*, 2001, p525-529

[41] Enhai Zhao, Z. Celik-Butler, et al.

“Temperature dependence of 1/f noise in polysilicon-emitter bipolar transistors”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 49, Issue 12, December 2002, p2230-2236

[42] Hayama, K. Honjo

“Emitter size effect on current gain in fully self-aligned AlGaAs/GaAs HBT's with AlGaAs surface passivation layer “, *IEEE Electron Device Letters*, vol. 11, n° 9, Sept. 1990, p388-390

BIBLIOGRAPHIE

[43] C. Dragone

“Analysis of thermal and shot noise in pumped resistive diodes”, The Bell System technical journal, November 1968

[44] A. R. Kerr

“Noise and loss in balanced and sub harmonically pumped mixers : Part I theory“, IEEE Trans. on MTT, vol MTT-27, n°12, December 1979, p938-943.

[45] J.C.Nallatamby et al

“Semiconductor device and noise sources modelling, design methods and tools, oriented to non linear H.F. oscillator CAD”, Invited paper: Conference FN04 “noise in devices and circuits”, Proceedings of the SPIE international symposium on FLUCTUATIONS AND NOISE, May 2004, Maspalomas, Gran Canaria

[46] A. Cappy, F. Danneville, et al.

“Noise analysis in devices under nonlinear operation”, Solid-state electronics, vol43, 1999, p21-26

[47] F.Bonani, S. Donati Guerrieri, G. Ghione

“Noise source modeling for cyclostationary noise analysis in large-signal device operation””, IEEE Trans. On Electron Devices, Vol. 49, Issue 9, sept.2002, p1640-1644.

[48] S. Perez, S.L. Delage, et al.

“Microscopic analysis of generation-recombination noise in semiconductors under dc and time varying electric fields”, Journal of applied Physics, vol 88, n°2, 15 July 2000

[49] S. Perez, S.L. Delage , et al.

“Monte Carlo Analysis of the Influence of DC Conditions on the Up conversion of Generation-Recombination Noise in Semi-Conductors”, Revue Semiconductor Science and Technology, IOP publishing limited U.K., N°16, 2001, pL8-L11

[50] J.E. Sanchez, G. Bosman, M.E. Law

“Simulation of GR noise of resistor and junctions under periodic large signal steady state condition”, 16th int. Conference on Noise in physical system and 1/f noise, Gainesville, october 2001, p645-649

BIBLIOGRAPHIE

[51] J.E. Sanchez, G. Bosman and M.E. Law

"Two-Dimensional Semiconductor Device Simulation of Trap-Assisted Generation-Recombination Noise Under Periodic Large-Signal Conditions and Its Use for Developing Cyclostationary Circuit Simulation Models", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED 50, N°5, May 2003, p1353-1362.

[52] J.E. Sanchez

"Semiconductor device simulation of low-frequency noise under period large-signal conditions", P.H.D thesis, University of Florida, Gainesville, 2000

[53] O. Jantsch

"Flicker (1/f) noise generated by random walk of electrons in interfaces", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED 34, May 1987, p1100-1115

[54] Le Sénat, www.senat.fr/rap/r02-029/r02-0292.html

Sécurité routière : développer la recherche pour sauver des vies,

[55] United Monolithic Semiconductors

www.ums.com

HB20M Conception Manual, 2004.

[56] Wireless Information Networking

www.win.com

H02U-10 Conception Manual, Ver.0.1.01, January 2003.

[57] J-P. Teyssier, J-P. Viaud, J-J. Raoux et R. Quere

"Fully Integrated Nonlinear Modeling and Characterization System of Microwave Transistors with On-Wafer Pulsed Measurements", MTT-S International Microwave Symposium Digest Vol 3 (1995) : p1033-1036.

[58] Sylvain Heckmann

"Contribution au développement d'une filière de transistors bipolaires à hétérojonction de très forte puissance en bandes Let S pour applications de Télécommunications civiles et radar", Thèse de l'Université de Limoges, 30 octobre 2003, No d'ordre 35-2003, p80-85.

[59] I.E. Getreu

"Modeling the Bipolar Transistor", Vol 1 Elsevier Scientific Publication Company, 1978.

CONFIDENTIEL, DIFFUSION RESTREINTE

BIBLIOGRAPHIE

[60] S Tiwari

"Compound Semiconductor Device Physics", Academic Press.

[61] J.J. Liou

"Principle and Analysis of AlGaAs/GaAs Heterojunction Bipolar Transistors", Artech House, 1996.

[62] T Peyretailade

"Modélisation Electrothermique des Transistors Bipolaires à Hétérojonction : Application à la Conception Non-Linéaire d'Amplificateur de Puissance à Haut Rendement", Thèse de l'Université de Limoges, 3 décembre 1997.

[63] J.J. Liou

"Advanced Semiconductor Device Physics and Modelling", Artech House, 1994.

[64] J-P Fraysse

"Modélisation Non-Linéaire des Transistors Bipolaires à Hétérojonction: Application à la Conception Optimum d'Amplificateurs Distribués de Puissance à Montage Cascode", Thèse de l'Université de Limoges, 17 décembre 1999, No d'ordre 58-1999.

[65] J.Obregon, J.C.Nallatamby, M.Prigent, Marc Camiade, D. Rigaud

"RF and Microwave Oscillateur Design", Chapter 4-High Frequency Oscillator Circuit Design, Editor: Michal Odyniec, Artech House microwave library, 2002, p156-165.

[66] Bolcato P. et al.

"Efficient Algorithm for Steady-State Stability Analysis of Large Analog/RF Circuits", Proc. IEEE MTT-S Digest, Phoenix, AZ, May 20-25, 2001, p451-454.

[67] Bode H. W.

"Networks Analysis and feedback in Amplifier Design", New York : Van Nostrand, 1945.

[68] P. Cortese and al.

"Fully Integrated and Plastic Packaged 24 GHz VCO for ISM and Automotive Applications", European Microwave Conference Amsterdam, October 2004.

BIBLIOGRAPHIE

[69] Hittite Microwave Corporation

"MMIC VCO w/ Buffer Amplifier 7.8-8.7 GHz", HMC506LP4/506LP4E.

[70] Hittite Microwave Corporation

"MMIC VCO w/ Half frequency output & divide-by-4, 10.43-11.46 GHz", HMC513LP5/513LP5E.

[71] C. Gourdon & al.

"A High Linearity, Low Phase Noise and High Operating Temperature Ku-band MMIC VCO-Prescaler, suitable for Complex Modulations ACC radar source", EUMC, Manchester, England, 04-08 sept 2006.

[72] P.Cortese – A. Sion – C. Gourdon – M. Camiade – J.C. Nallatamby – J. Obregon

"Low phase noise 2 GHz HBT push-push VCO based on an advanced low frequency noise model", European Microwave Conference, Amsterdam, October 2004.

[73] A. Scuderi, G. Palmisano

"A low phase noise voltage controlled oscillator for 17GHz application", IEEE Microwaves and Wireless Components Letters, Vol.16, N°4, p. 191-193, April 2006.

[74] Karl M. Strohm & al.

"Coplanar and Microstrip Oscillators in SiGe SIMMWIC Technology", IEEE journal, 2001.

[75] Hittite Microwave Corporation

HMC533LP4 / 533LP4E, MMIC VCO w/ DIVIDE-BY-16.

[76] P. Cortese & al.

"Fully Integrated and Plastic Packaged 24GHz VCO for ISM and Automotive Applications", IEEE journal, 2003.

[77] Timothy M. Hancock & al.

"Compact Low Phase-Noise 23 GHz VCO Fabricated in a Commercial SiGe Bipolar Process", European Microwave Conference, Munich, 2003.

[78] Hittite Microwave Corporation,

HMC401QS16G / 401QS16GE, Ku-Band MMIC VCO with DIVIDE-BY-8.

BIBLIOGRAPHIE

[79] A. SION & al.

"A Fully Integrated Ka-Band VCO in MMIC Technology for Automotive Radar Applications", IEEE journal, 2001.

Simulation en bruit et conception d'OCT MMIC à très faible bruit de phase pour applications automobiles et télécommunications

RESUME

Le travail présenté dans ce mémoire concerne les oscillateurs hyperfréquences contrôlés en tension et réalisés en technologie MMIC. Ils sont utilisés dans les radars automobiles et dans des applications de télécommunications. Après la présentation des deux domaines d'utilisation des oscillateurs, nous nous intéressons au bruit de phase de l'oscillateur. La deuxième partie est consacrée à la présentation d'un modèle de bruit avancé pour la filière TBH InGaP/GaAs constitué de sources de bruit basse fréquence cyclostationnaires. Une filière de transistors TBH de la société UMS (United Monolithic Semiconductors) a été utilisée pour déterminer l'architecture de ce modèle afin qu'il permette de prédire précisément le bruit de phase des oscillateurs. Dans la troisième partie, nous présentons la méthode de conception et d'optimisation des performances d'oscillateurs contrôlés en tension en technologie MMIC et de configuration « pushpush ». Enfin, les résultats de simulations et de mesures obtenus, confirment la précision du modèle de bruit basse fréquence. De plus, les performances de plusieurs oscillateurs sont présentées et comparées aux OCT existants.

Mots Clés: OCT, pushpush, bruit de phase, TBH InGaP/GaAs, sources de bruit cyclostationnaires.

Noise simulation and design of very low phase noise MMIC VCO for automotive and telecommunication applications

ABSTRACT

The work presented in this memory is related to the microwaves voltage controlled oscillators (VCO). These VCO are used in the automobile radars and telecommunications applications.

After the presentation of the two fields of application of the oscillators, we are interested in the phase noise of oscillators. The second part is devoted to the presentation of an advanced low frequency noise model of InGaP/GaAs HBT. The cyclostationary low frequency noise sources are justified. The whole noise model is implemented in the non-linear HBT model used in the UMS foundry.

In the third part, we have applied the design method and optimisation of performance of voltage controlled oscillators in MMIC technology and "pushpush" configuration. Finally, simulations and measurements results validate the proposed low frequency noise modelling of multi-fingers HBT. Moreover, performance of several oscillators are presented and compared with existing VCO.

Key Words: VCO, pushpush, phase noise, HBT InGaP/GaAs, cyclostationary noise sources.